

Instituto Nacional de Telecomunicações

Matheus Sêda Borsato Cunha

Inatel

Defasador de RF Ultra Faixa Larga
Baseado em Tecnologia Fotônica

Fevereiro/2018

***Defasador de RF Ultra Faixa Larga Baseado em
Tecnologia Fotônica***

Matheus Sêda Borsato Cunha

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

ORIENTADOR: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodrê Júnior

Santa Rita do Sapucaí
2018

Cunha, Matheus Sêda Borsato

C9724d

Defasador de RF Ultra Faixa Larga Baseado em Tecnologia Fotônica. / Matheus Sêda Borsato Cunha. – Santa Rita do Sapucaí, 2018. 77 p.

Orientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior.

Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

1. Arranjos de antenas fasados 2. comunicações faixa larga 3. defasador de RF 4. fotônica de micro-ondas 5. Mestrado em Telecomunicações. I. Júnior, Arismar Cerqueira Sodré. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em ____ / ____ / ____, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior
Instituto Nacional de Telecomunicações – Brasil

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti
Universidade Federal de Itajubá – Brasil

Prof. Dr. José Antonio Justino Ribeiro
Instituto Nacional de Telecomunicações – Brasil

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

*Aos meus pais, por todo amor, carinho e apoio
em todas as minhas decisões e por sempre
acreditarem em mim.*

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus pela minha vida, por me presentear com todas as pessoas que amo e pelas oportunidades que faz surgir ao longo de minha trajetória.

Aos meus pais José Afonso Borsato Cunha e Mônica Alcântara Sêda Cunha pelas orações e o apoio em todas as minhas escolhas pessoais e profissionais e também pelos ensinamentos que contribuíram para formação do meu caráter. Também agradeço a minha irmã Mariana Sêda Cunha e a toda minha família em geral pelo grande amor e carinho com que sempre me tratam, e sempre estarem presentes nos momentos mais importantes de minha vida.

À minha noiva Mariah Alves Oliveira Bernardes pelo amor, confiança, paciência, conselhos e carinho nos momentos de conquistas e dificuldades, principalmente nos últimos meses. Muito obrigado por tudo, e saiba que você tem grande contribuição para consolidação deste trabalho.

Ao meu orientador Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Jr. pela orientação e conhecimento compartilhado. Muito obrigado pela confiança depositada em mim, pelas oportunidades que tem me dado, acreditando sempre no meu trabalho e pela disponibilidade para contatá-lo sempre que houve necessidade. Agradeço também a todos os professores que fizeram parte da minha formação nesse Mestrado.

Aos meus amigos e membros do laboratório WOCA pelo apoio, conselhos e todos os momentos compartilhados dentro e fora do laboratório, proporcionando conquistas profissionais e grandes amizades. Ao MSc. Ramon Maia Borges pelos ensinamentos e contribuições nesta Dissertação de Mestrado.

À Fundação Instituto Nacional de Telecomunicações (Finatel) pelo apoio financeiro e ao Instituto Nacional de Telecomunicações por possibilitar a realização do curso de Mestrado.

Índice

Índice	vii
Lista de Figuras.....	ix
Lista de Tabelas	xi
Lista de Símbolos.....	xii
Lista de Abreviações.....	xiv
Lista de Publicações.....	xvi
Resumo	xviii
Abstract.....	xix
Capítulo 1.....	1
1. Introdução	1
1.1. Contextualização e motivação	1
1.2. Objetivo	4
1.3. Revisão Bibliográfica	4
1.4. Contribuições e Estrutura da Dissertação	8
Capítulo 2.....	11
2. Fotônica de micro-ondas (MWP).....	11
2.1. Geração de Sinais de RF.....	13
2.2. Distribuição de Sinais de RF	17
2.3. Processamento de Sinais de RF	20
Capítulo 3.....	23
3. Defasador de RF Ultra Faixa Larga Baseado em Tecnologia Fotônica – Versão 01	23
3.1. Projeto do defasador de RF – PBPS-01	23
3.2. Investigação analítica do defasador de RF – PBPS-01	26
3.3. Análise numérica do defasador de RF – PBPS-01	33
3.4. Resultados experimentais defasador de RF – PBPS-01	38
Capítulo 4.....	51
4. Defasador de RF Ultra Faixa Larga Baseado em Tecnologia Fotônica – Versão 02	51
4.1. Projeto do defasador de RF – PBPS 02	51
4.2. Análise numérica do defasador de RF – PBPS-02	52
4.3. Resultados experimentais defasador de RF – PBPS-02	57
Capítulo 5.....	63

5. Conclusões e trabalhos futuros	63
Referências Bibliográficas	67

Lista de Figuras

Figura 1 – <i>Previsão de crescimento do tráfego de dados em redes móveis [14]</i>	3
Figura 2 – <i>Sistema representativo de um defasador</i>	5
Figura 3 – <i>Macroareas da Fotônica de Micro-ondas</i>	12
Figura 4 – <i>Mercado da Fotônica de Micro-ondas</i>	13
Figura 5 – <i>Diagrama de um gerador de sinais de RF fotônico baseado na modulação externa</i>	15
Figura 6 – <i>Diagrama de um gerador de sinais de RF fotônico baseado no bloqueio de injeção óptico. ISO: Isolador Óptico; AO: Acoplador Óptico</i>	16
Figura 7 – <i>Diagrama de um gerador de sinais de RF fotônico baseado no OPLL. AE: Amplificador Elétrico</i>	16
Figura 8 – <i>Diagrama de um gerador de sinais de RF fotônico baseado em oscilador optoeletrônico. SMF: Fibra Monomodo</i>	17
Figura 9 – <i>Aplicação da tecnologia RoF para distribuição de sinais de RF</i>	18
Figura 10 - <i>Abordagens para o processamento de sinais de RF</i>	21
Figura 11 – <i>Diagrama em blocos do PBRF para as redes 5G [21]</i>	22
Figura 12 – <i>Diagrama do defasador de RF baseado em tecnologia fotônica – Versão 01 (PBPS-01) proposto. LD: laser; OPS: defasador óptico; SD-MZM: modulador Mach Zehnder; TOBF: filtro óptico passa-faixa sintonizável; PD: fotodetector</i>	24
Figura 13 – <i>Curva característica de transmissão do MZM [90]</i>	25
Figura 14 – <i>Gráfico das funções de Bessel de primeira espécie para $n=0,1,2$</i>	28
Figura 15 – <i>Representação das componentes ópticas em função do comprimento de onda</i> . 29	
Figura 16 – <i>Representação das componentes ópticas para condição MATP</i>	30
Figura 17 – <i>Representação das componentes ópticas para condição MITP</i>	31
Figura 18 – <i>Diagrama do PBPS-01 com indicações das equações dos sinais</i>	32
Figura 19 – <i>Diagrama de blocos do PBPS-01 implementado no Optisystem</i>	33
Figura 20 – <i>Janela de configurações do OPS no simulador</i>	34
Figura 21 – <i>Defasagem do sinal de RF em função das defasagens inseridas no OPS</i>	34
Figura 22 – <i>Caracterização do PBPS-01 até 100 GHz</i>	36
Figura 23 – <i>Investigação da resposta em amplitude do PBPS-01 de 5 a 10 GHz para duas larguras de banda do filtro diferentes</i>	36

Figura 24 – <i>Investigação da resposta em amplitude do PBPS-01 de 5 a 10 GHz para duas larguras de banda do filtro diferentes.</i>	37
Figura 25 – <i>Análise da defasagem no domínio do tempo através das formas de ondas na entrada do MZM e na saída do PD sobrepostas com amplitudes normalizadas.</i>	37
Figura 26 – <i>Bancada de testes defasador de RF ultra faixa larga baseado em tecnologia fotônica – Versão 01. LD: laser; OPS: defasador óptico; SD-MZM: modulador Mach Zehnder; TOBF: filtro óptico passa-faixa sintonizável; PD: fotodetector; SSG: gerador escalar de sinais; OSA: analisador de espectro óptico; ESA: analisador de espectro elétrico.</i>	38
Figura 27 - <i>Montagem experimental do defasador de RF proposto baseado em tecnologia fotônica.</i>	41
Figura 28 – <i>Espectro óptico apresentando a supressão da portadora através do ajuste da Vbias.</i>	42
Figura 29 – <i>Espectros ópticos obtidos na saída de reflexão do TOBF para diferentes portadoras de RF moduladas no MZM.</i>	45
Figura 30 – <i>Espectro óptico para o processo de fotodeteção.</i>	46
Figura 31 – <i>Espectros elétricos na saída do fotodetector.</i>	47
Figura 32 – <i>Análise da potência máxima fotodetectada em função da frequência.</i>	48
Figura 33 – <i>Caracterização do PBPS em 35 GHz (Span 0 Hz).</i>	50
Figura 34 – <i>Diagrama do defasador de RF baseado em tecnologia fotônica – Versão 02 (PBPS-02) proposto. LD: laser; SD-MZM: modulador Mach Zehnder; ODL: linha de atraso óptica sintonizável; PD: fotodetector.</i>	51
Figura 35 – <i>Diagrama de blocos do PBPS-02 implementado no Optisystem.</i>	53
Figura 36 – <i>Janela de configurações do ODL no simulador.</i>	54
Figura 37 – <i>Defasagem do sinal de RF em função dos atrasos inseridas pelo ODL.</i>	55
Figura 38 – <i>Caracterização do PBPS-02 até 100 GHz.</i>	56
Figura 39 – <i>Bancada de testes defasador de RF ultra faixa larga baseado em tecnologia fotônica – Versão 02. LD: laser; SD-MZM: modulador Mach Zehnder; ODL: linha de atraso óptica sintonizável; PD: fotodetector; SSG: gerador escalar de sinais; OSA: analisador de espectro óptico; ESA: analisador de espectro elétrico.</i>	57
Figura 40 – <i>Espectro óptico apresentando o ponto de quadratura do SD-MZM através do ajuste da Vbias.</i>	58
Figura 41 – <i>Defasagem de RF em função do atraso óptico inserido pelo ODL.</i>	60
Figura 42 – <i>Caracterização do PBPS-02.</i>	61

Lista de Tabelas

Tabela 1 - <i>Comparativo entre trabalhos anteriores</i>	9
Tabela 2 - <i>Lista dos dispositivos utilizados nas montagens experimentais</i>	39
Tabela 3 – <i>Especificações técnicas de alguns componentes do dispositivo</i>	39
Tabela 4 – <i>Sintonização do comprimento de onda (λ) do TOBF em função da corrente contínua (IDC) para cinco sinais ajustados em frequências (f) distintas</i>	43
Tabela 5 – <i>Especificação técnica da ODL</i>	58
Tabela 6 – <i>Comparativo entre trabalhos anteriores e o atual</i>	62

Lista de Símbolos

λ	Comprimento de onda
A	Amplitude do campo elétrico
Δ	Defasagem do dispositivo
E	Amplitude total do campo elétrico na entrada do fotodetector
E_0	Amplitude campo do elétrico do laser
$E_{in}(t)$	Campo elétrico incidente ao modulador
$E_{LD}(t)$	Campo elétrico proveniente do laser
$E_{out,DIV}(t)$	Campo elétrico da portadora óptica dividida
$E_{out,MZM}(t)$	Campo elétrico na saída do MZM
$E_{out,OBF}(t)$	Campo elétrico na saída do MZM
$E_{out,OPS}(t)$	Campo elétrico na saída do OPS
f_{RF}	Frequência da portadora de RF
I_{DC}	Corrente de ajuste do TOBF
I_{RF}	Corrente fotodetectada
φ	Fase inicial
φ_{bd}	Fase da banda lateral direita
φ_{be}	Fase da banda lateral esquerda
$J_n(\cdot)$	Funções de Bessel de primeira espécie
φ_S	Fase da portadora óptica deslocada
φ_r	Defasagem relativa
L	Perda de inserção total oriunda dos dispositivos do PBPS
λ_c	Comprimento de onda da portadora óptica
L_F	Perda de inserção do filtro
L_M	Perda de inserção do MZM
L_o	Perda de inserção do OPS
n	Ordem das funções
θ	Fase inserida pela rede
R	Responsividade do fotodetector
S_{21}	Coefficiente de transmissão
V_{bias}	Tensão de polarização do modulador
V_{DC}	Tensão DC de ajuste do OPS
$V_e(t)$	Portadora de RF
V_m	Amplitude da portadora de RF
V_π	Tensão de meia onda do modulador

ω_c	Frequência angular do campo do elétrico do laser
ω_{RF}	Frequência angular da portadora de RF

Lista de Abreviações

3G	Sistema de Telefonia Móvel de Terceira Geração
4G	Sistema de Telefonia Móvel de Quarta Geração
5G	Sistema de Telefonia Móvel de Quinta Geração
ADC	<i>Analog-to-Digital Conversion</i>
AE	Amplificador Elétrico
AO	Acoplador Óptico
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CO	Central de Operações
CW	<i>Continuous Wave</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DCF	<i>Dispersion Compensating Fiber</i>
DPMZM	<i>Dual-parallel Mach Zehnder Modulator</i>
DTML	<i>Distributed MEMS Transmission</i>
EDFA	<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>
ESA	<i>Electrical Spectrum Analyzer</i>
ERB	Estação Radiobase
FBG	<i>Fiber Bragg Grating</i>
FD-OP	<i>Fourier-Domain Optical Processor</i>
FET	<i>Field Effect Transistor</i>
FTTx	<i>Fiber-to-the-x</i>
FWM	<i>Four Wave Mixing</i>
GPON	<i>Gigabit-capable Passive Optical Network</i>
HFR	<i>Hybrid fiber-radio</i>
INATEL	Instituto Nacional de Telecomunicações
IoT	<i>Internet of Things</i>
ISO	Isolador Óptico
LD	<i>Laser Diode</i>
MATP	<i>Maximum Transmission Point</i>
MEMS	<i>Micro-Electro-Mechanical Systems</i>
MITP	<i>Minimum Transmission Point</i>
MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>
MWP	<i>Microwaves Photonic</i>
NA	<i>Network Analyzer</i>
ODL	<i>Optical Delay Line</i>

OEO	<i>Optoelectronic Oscillator</i>
OPLL	<i>Optical Phase Lock Loop</i>
OPS	<i>Optical Phase Shifter</i>
OSA	<i>Optical Spectrum Analyzer</i>
OSSB	<i>Optical Single Side Band</i>
PBPS	<i>Photonics-based RF Phase Shifter</i>
PBRA	<i>Photonics-based RF Amplifier</i>
PBRC	<i>Photonics-based RF Converter</i>
PBRF	<i>Photonics-based RF Front-End</i>
PC	<i>Polarization Controller</i>
PD	<i>Photodetector</i>
PON	<i>Passive Optical Network</i>
QP	<i>Quadrature Point</i>
RF	<i>Radiofrequência</i>
RoF	<i>Radio over Fiber</i>
SCM	<i>Subcarrier Multiplexing</i>
SD-MZM	<i>Single-Drive Mach Zehnder Modulator</i>
SMF	<i>Single-Mode Fiber</i>
SNR	<i>Signal-Noise Ratio</i>
SSG	<i>Scalar Signal Generator</i>
TOBF	<i>Tunable Optical Bandpass Filter</i>
UL	<i>Uplink</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>
WOCA	<i>Wireless and Optical Convergent Access</i>

Lista de Publicações

Artigos publicados

1. R. M. Borges; T. R. R. Marins; **M. S. B. Cunha**; Filgueiras, H.; Costa, I.; R. N. da Silva, Luciano Leonel Mendes; Sodre Jr., A. C.. “Integration of a GFDM-based 5G Transceiver in a GPON using Radio over Fiber Technology.” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, Early Access, 2018.
2. **M. S. B. Cunha**, R. M. Borges, E. S. Lima, I. F. da Costa, Arismar Cerqueira S. Jr., “Sistema Híbrido Fibra/Rádio Baseado em GPON para Redes 5G.” 18° SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 13° CBMAG – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo - 2018, Santa Rita do Sapucaí. Anais do MOMAG 2018.
3. R. M. Borges, T. R. R. Marins, **M. S. B. Cunha**, L. L. Mendes, D. H. Spadoti Arismar Cerqueira S. Jr., “Transceptor GFDM Integrado em Sistema Rádio sobre Fibra para Redes 5G.” 18° SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 13° CBMAG – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo - 2018, Santa Rita do Sapucaí. Anais do MOMAG 2018.
4. SANTOS, R. A. ; MUNIZ, A. L. M. ; **M. S. B. Cunha**; BRANDAO, T. H. ; RODOVALHO, T. N. ; SODRE JR., A. C. . “Multi-Technology Wireless Coverage Based on a Leaky-Wave Reconfigurable Antenna.” 11th *European Conference on Antennas and Propagation*, 2017, Paris. Proceedings of EUCAP 2017, 2017.
5. **M. S. B. Cunha**; Regivan N. Da Silva ; R. M. BORGES ; SODRE JR., A. C. . “Photonics-Based RF Phase Shifter for Ultra-Broadband Communications.” *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2017, Águas de Lindóia. Proceedings of IMOC 2017, 2017.
6. R. M. Borges ; Noque, D. F. ; Muniz, A. L. M. ; Filgueiras, H. ; **M. S. B. Cunha** ; Antonella Bogoni ; Sodre Jr., A. C. . “Thermal Performance Analysis of an All-Optical and Ultra-Wideband RF Amplification Method for 5G Networks.” *International Topical Meeting on Microwave Photonics*, 2017, Pequim. Proceedings of IEEE MWP 2017, 2017.

7. Regivan N. Da Silva ; **M. S. B. Cunha** ; COSTA, I. F. ; SODRE JR., A. C. .
“GPON-based Front-End Architecture for 5G Networks.” *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2017, Águas de Lindóia.
Proceedings of IMOC 2017, 2017.

Resumo

Este trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de dois defasadores de radiofrequência (RF) ultra faixa larga baseados em fotônica para as faixas de micro-ondas e ondas milimétricas. Inicialmente, apresenta-se a tecnologia fotônica responsável pela defasagem no domínio óptico, capaz de viabilizar um ajuste de fase contínuo e sintonizável ao longo de uma ampla faixa de frequência de RF. A metodologia de desenvolvimento dos defasadores de RF baseia-se nas seguintes etapas: concepção; investigação analítica; simulações numéricas; validação experimental e análise de desempenho em ambiente de laboratório. As simulações computacionais foram conduzidas utilizando o software comercial *OptiSystem* e os experimentos foram realizados no Laboratório WOCA (*Wireless and Optical Convergent Access*). Resultados numéricos comprovam a eficiência do defasador para a faixa de 10 a 100 GHz com amplitude e fase aproximadamente constantes. Já os resultados experimentais demonstram a eficiência do defasador para a faixa de 5,0 a 43,5 GHz.

Palavras-chave: Arranjos de antenas fasados; comunicações faixa larga; defasador de RF; fotônica de micro-ondas.

Abstract

This work is regarding the development of two photonic-based ultra-broadband radiofrequency (RF) phase shifters for microwaves and millimeter-wave frequency ranges. Initially, the photonics technique responsible for the phase shifting in the optical domain, capable of providing a continuous and tunable phase shift in the electrical domain in an ultra-wideband frequency range. The development methodology of the RF phase shifters is based on four main steps: conception; analytical investigation; numerical simulations; experimental validation and performance analysis in a laboratory environment. The numerical simulations were carried out using the piece of software OptiSystem, whereas the experiments were carried out at the Laboratory WOCA (Wireless and Optical Convergent Access). Numerical results demonstrate the efficiency of the proposed photonic-based RF phase shifter from 10 to 100 GHz with flat phase and amplitude. The initial experimental results validate the proposed photonic-based RF phase shifter operation from 5.0 to 43.5 GHz.

Keywords: Broadband communications; microwave photonics; phased antenna arrays; RF phase shifters.

Capítulo 1

1. Introdução

1.1. Contextualização e motivação

As pesquisas na área das comunicações ópticas proporcionaram um significativo avanço no setor das telecomunicações, desde o seu surgimento na década de 1960, devido as altas taxas de transferência de dados da fibra óptica [1][2]. As fibras ópticas apresentam vantagens em relação aos meios de transmissão elétricos, tais como cabos de cobre e sistemas de comunicação sem fio. Dentre elas, destacam-se a baixa atenuação (próxima ao limite teórico de 0,15 dB/km), maior confiabilidade e segurança nos sinais transmitidos, maior largura de banda e imunidade à interferência eletromagnética. Além disso, favorecem a implementação de enlaces com baixo consumo de energia [1][3]. Houve ainda a evolução dos componentes ópticos, como lasers, fotodetectores (PD – *photodetector*), moduladores, filtros e amplificadores ópticos e das tecnologias WDM (multiplexação por divisão de comprimento de onda, do inglês *wavelength division multiplexing*), FTTx (*fiber-to-the-x*), PONs (*passive optical networks*), que compõe atuais os sistemas de comunicações ópticas [2][4][5].

As taxas de transmissão de dados partiram de 45 Mbits/s, transmitidas no comprimento de onda (λ) de 850 nm, utilizando repetidores a cada 10 km em 1975. A utilização de lasers de fosfeto de arseneto de gálio e índio (InGaAsP), em 1987, operando em 1,3 μ m possibilitou a operação de sistemas de fibras ópticas a taxas de até 1,7 Gbits/s em fibra monomodo, com repetidores a cada 50 km. Em 1996, a taxa passou a ser de 5 Gbits/s com $\lambda = 1,55 \mu$ m em cabos ópticos submarinos, compostos por enlaces ópticos de até 11.300 km. Na ocasião, utilizou-se a amplificação óptica,

acarretando no aumento do espaçamento entre os repetidores e da taxa de bits devido ao uso de múltiplos canais WDM [1][2]. Atualmente, existem enlaces ópticos com taxas da ordem de Tbits/s, sendo esta uma das razões que tornaram as redes de comunicações ópticas um dos sistemas mais importantes dentro das telecomunicações [6].

Por outro lado, as características de mobilidade e flexibilidade dos sistemas de comunicação sem fio são imprescindíveis no panorama atual, considerando a grande quantidade de dispositivos móveis existentes. Para atender essa demanda, surgiu a técnica de transmissão de sinais de radiofrequência (RF) através de fibras ópticas, conhecida como sistema fibra-rádio híbrido (HFR – *hybrid fiber-radio*) [7]. Essa tecnologia é potencial para melhoria na cobertura e na capacidade das redes sem fio atuais e de próxima geração, bem como o fornecimento do acesso banda larga [8]. A tecnologia de rádio sobre fibra (RoF – *radio over fiber*) representa uma solução fundamental para usufruir de ambos os sistemas em um único [9][10]. As vantagens das fibras ópticas tornam-nas uma solução potencial para o transporte de sinais de rádio de uma estação base para parques de antenas localizados remotamente [11].

A capacidade de realizar todo o processamento das informações diretamente no domínio óptico, incluindo multiplexação, demultiplexação, filtragem e amplificação com alta largura de banda, são características almeçadas para as futuras redes que combinam as comunicações ópticas e as radiocomunicações, chamados de sistemas óptico-radio [1]. Nesse contexto, várias pesquisas e projetos envolvendo a interação entre micro-ondas e optoeletrônicas têm sido realizadas. Essa interação, abordada na literatura como fotônica de micro-ondas (MWP – *microwave photonics*), tem levado continuamente a novas soluções e funcionalidades para redes de acesso sem fio banda largas, comunicações por satélite, instrumentação, sistemas de guerra eletrônica e radares [5][8][12]. As tecnologias fotônicas utilizam as vantagens e benefícios da optoeletrônica para superar as complexidades e limitações no desenvolvimento de dispositivos de RF baseados em eletrônica, tanto na faixa de micro-ondas, quanto em ondas milimétricas (*mm-waves – milimeter waves*) [13].

Em paralelo, o aumento da demanda por serviços móveis combinado com o surgimento de novas aplicações, como a quinta geração de comunicação móveis

(5G), as cidades inteligentes e a Internet das coisas (IoT – *Internet of Things*), exigirão sistemas capazes de prover dois requisitos fundamentais [13]. O primeiro deles, já mencionado anteriormente é a mobilidade, devido ao grande aumento de dispositivos móveis e conexões sem fio, que segundo a Cisco, serão de 11,6 bilhões até 2021 [14]. O segundo requisito é a alta capacidade, como mostra a Figura 1. Segundo projeções, estima-se que o tráfego global de dados alcance 49 Exabytes por mês até 2021 [14]. Tais aplicações exigirão melhorias no *backbone*, *backhaul* e *fronthaul* das redes futuras, as quais poderão ser atingidas, por meio do uso de tecnologia fotônicas. As redes deverão prover largura de banda ultra larga, baixa latência e alta confiabilidade [15]. Particularmente, para as redes 5G, tem-se proposto o uso de múltiplas bandas: uma banda de frequências abaixo de 6 GHz; outra com frequências superiores a 20 GHz, incluindo *mm-waves* [16][17]. Entretanto, o uso de frequências mais altas, suscita novos desafios tecnológicos, principalmente para produtos puramente eletrônicos, com isso as tecnologias fotônicas surgem como uma solução potencial para o desenvolvimento de componentes em ondas milimétricas devido à alta largura de banda oferecida, permitindo a geração, processamento e distribuição de sinais de RF por meios ópticos [13].

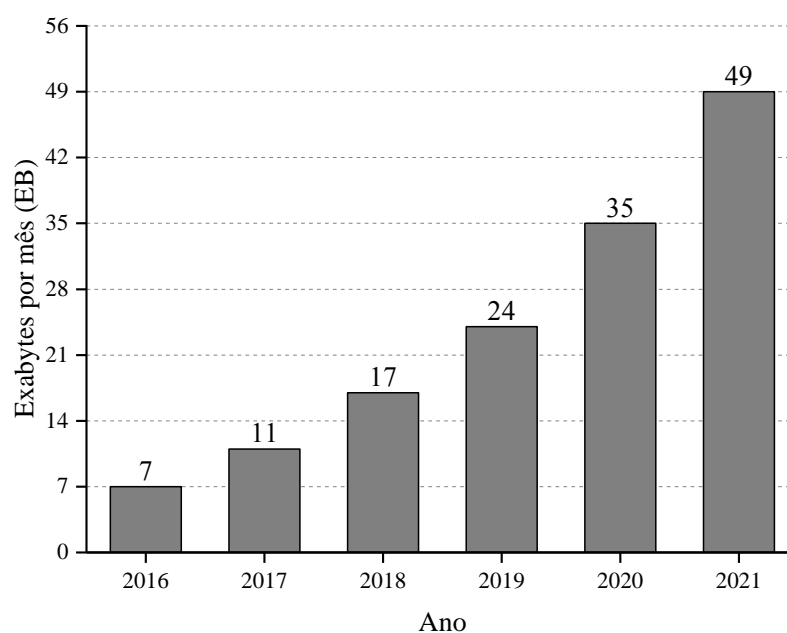


Figura 1 – Previsão de crescimento do tráfego de dados em redes móveis [14].

Neste contexto, vários dispositivos de RF inicialmente fabricados inteiramente por componentes eletrônicos têm sido desenvolvidos baseados em optoeletrônica, tais como conversores [18][19], amplificadores [20], *front-end* [21], radares [22][23] e defasadores [24]. O defasador de RF baseado em fotônica apresentado em [24] aplica-se tanto para a multiplicação de frequência assim como abordado no artigo, mas também para o controle da potência refletida em sistemas de radar [25] e para arranjos de antenas com diagrama de radiação reconfigurável usados em terminais satelitais [26]. A substituição do defasador de RF convencional baseado em eletrônica, tipicamente banda estreita, pelo baseado em tecnologias ópticas, traz benefícios de operação em banda larga, reconfigurabilidade, baixos desvios de fase e atenuação, imunidade à interferência eletromagnética, assim como controle simplificado e fácil integração usando redes ópticas-sem fio.

1.2. Objetivo

O presente trabalho apresenta a concepção e o desenvolvimento de dois defasadores de RF ultra faixa larga baseados em tecnologia fotônica, capazes de operar em micro-ondas e ondas milimétricas. A solução apresentada baseia-se na técnica de controle da diferença entre a fase da portadora óptica e a das bandas laterais da modulação eletro-óptica, com o propósito de gerar uma defasagem do sinal de RF. A principal aplicação dos defasadores de RF ultra faixa larga são para arranjos fasados de antenas (*phased antenna arrays*), aplicados a sistemas de radares e redes 5G.

1.3. Revisão Bibliográfica

Dado que uma portadora de RF pode ser representada pela seguinte expressão:

$$P(t) = \hat{a}A \cos(\omega t - \varphi),$$

onde \hat{a} é a polarização, A é a amplitude, ω é a frequência angular e φ é a fase da portadora de RF, ao passar um sistema qualquer, ele pode alterar um ou mais destes parâmetros. Um defasador de RF tem a função de alterar o parâmetro φ desse sinal. Pode-se entender também, como um dispositivo que altera o ângulo de fase do

coeficiente de transmissão (S_{21}) da rede, como mostrado na Figura 2. O desvio de fase total é a diferença entre a fase eventualmente inserida pela rede (θ) e o deslocamento inserido pelo defasador (Δ) [27].

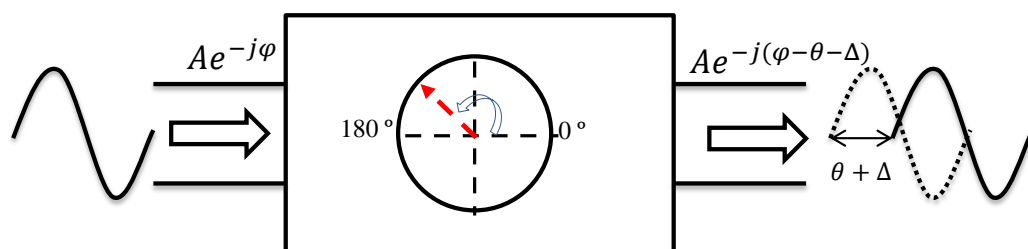


Figura 2 – Sistema representativo de um defasador.

Os defasadores de RF são usados em moduladores de fase eletro-ópticos [28], instrumentação de micro-ondas [29], processamento de sinais para sistemas de contramedidas eletrônicas de defesa [30], os quais envolvem técnicas destinadas a negar ao inimigo dados específicos de aquisição de alvo, e outras aplicações industriais, além de sistemas de radares e comunicações por satélite [31][32][33]. Os defasadores de RF também são aplicados nas redes de alimentação de arranjos de antenas para alterar a diferença de fase entre os elementos radiantes adjacentes, de modo que o lóbulo principal do diagrama de irradiação do arranjo aponte para determinada direção. Ou ainda, quando se varia constantemente as diferenças de fase, pode-se gerar uma varredura em determinado plano (azimute e/ou elevação) [34]. Em outras palavras, o que antes era feito de forma mecânica, por meio de motores de grande porte, os quais são pesados e lentos, pode ser feito eletricamente, substituindo-os por defasadores de RF [35].

Existem vários tipos de defasadores de RF, que podem ser classificados como passivos ou ativos, com ajuste digital ou analógico [36]. As técnicas de controle de fase são diferenciadas pelo número de parâmetros a serem controlados, pela faixa de variação da fase e da frequência de operação. Isso posto, avalia-os em função de diferentes parâmetros: desvios de amplitude e fase, os quais devem ser idealmente nulos em toda faixa de frequências de operação do dispositivo; a resolução de

sintonia, a qual se refere ao passo de ajuste da fase [37]. Uma figura de mérito importante na literatura é a razão entre o deslocamento de fase máximo e a máxima perda por inserção, expressa %/dB (graus por decibel). Além disso, controle simples, pequenas dimensões e baixo consumo de energia são características almejadas para esses dispositivos [33][36].

Dentre os defasadores de RF baseados em eletrônica, destacam-se os fundamentados na rede de comutação de sistemas microeletromecânicos (MEMS – *Micro-Electro-Mechanical Systems*), pois possuem uma estrutura relativamente simples, fácil de implementar e com precisão de defasagem [27][35][38][39]. Os defasadores do tipo MEMS tem tomado lugar dos deslocadores de fase eletrônicos tradicionais, tais como o high-T [40], circuitos integrados monolíticos de micro-ondas (MMIC – *Monolithic Microwave Integrated Circuit*) [41], componentes de ferrite [42], transistores de efeito de campo (FET – *field effect transistor*) [43], dentre outros [28][34][36][44][45][46].

AKBARI et al. (2016) [27] propuseram e apresentaram os resultados numéricos de um defasador para a banda Ka baseado em uma nova chave MEMS de quatro estados para combinar dois tipos de defasadores, os de linha carregada e os de comutação de linha. A estrutura é uma combinação de transmissão MEMS distribuída (DTML – *distributed MEMS transmission*) em série com uma chave de quatro estados que comuta para linhas de comprimentos distintos. Essa técnica provê um deslocamento de fase de 0° a 360° com resolução de $5,625^\circ$ e perda de inserção menor que 2,34 dB. A tensão de alimentação de cada chave foi de 8,5 V. ISKANDAR et al. (2016) apresentaram um defasador do tipo reflexão, com base em linhas de ondas lentas acopladas utilizando tecnologia BiCMOS 55nm [36]. O componente foi aplicado para formação e direcionamento do feixe de radiação em arranjos de antenas operando em mm-waves. Os resultados medidos apresentaram defasagem de $61^\circ \pm 1^\circ$ de 30 a 50 GHz, com perda de inserção de $4 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$, levando a uma figura de mérito de 12°/dB. WANG et al. (2016) projetaram e implementaram um defasador de 90° ultra faixa larga baseado em acoplador de linha e teco em T [45]. Os resultados medidos demonstram largura de banda de 126,7% com desvio de fase em $\pm 6^\circ$ e perda de inserção abaixo de 1,8 dB na faixa de 2,2 a 9,8 GHz. A pesquisa foi concluída por meio de uma comparação entre o defasador de

90° proposto com alguns encontrados na literatura nos últimos 8 anos, e se chamou a atenção para a largura de banda alcançada, a qual foi a maior dentre todas as outras pesquisadas.

Apesar dos avanços na eletrônica, existe ainda uma limitação referente à operação em múltiplas bandas espectrais. Embora existam deslocadores de fase baseados em eletrônica que operem em altas frequências [27][36], não foi encontrado um defasador que abranjesse também as faixas de micro-ondas. Com isso, a transição para a área fotônica é uma solução possível. Os defasadores baseados em tecnologia fotônica podem ser implementados controlando a diferença de fase entre a portadora óptica e as bandas laterais da modulação eletro-óptica, suscitando uma defasagem de RF após a fotodetecção. Diversas técnicas para o controle da fase da portadora óptica e das bandas laterais da modulação de RF vêm sendo relatadas na literatura [32][33][47-55].

WANG et al. (2013) [33] propuseram ajustar os comprimentos de onda de dois sinais ópticos modulados, por meio de um modulador de fase e um filtro óptico com resposta em fase não-linear. Assim, obtiveram defasagem de 0° a 360° com uma variação de amplitude menor que 3 dB e desvio de fase menor que 5° de 15 a 20 GHz. CHAN et al. (2012) [47] obtiveram defasagem de RF manipulando as tensões contínuas (DC – *direct current*) de polarização em um modulador Mach-Zehnder dual-paralelo (DPMZM – *dual-parallel Mach-Zehnder modulator*). Também conseguiram demonstrar uma defasagem contínua de 0° a 360°, porém na faixa de 2 a 16 GHz. A variação de amplitude e o desvio de fase foram menores que 3 dB e 2°, respectivamente. Em [48], LI et al. (2014) controlaram a potência de bombeio de um laser e injetaram luz em uma fibra altamente não-linear, com o intuito de obter defasagem de 360°. Entre as frequências de 8 e 38 GHz a variação de amplitude foi menor que 3 dB e não foi observado desvio de fase, ou seja, ao realizar o ajuste de uma defasagem específica, ela se mantém em toda faixa de frequência. Todas as técnicas mencionadas são capazes de impor um deslocamento de fase de até 360° a sinais de RF, porém necessitam que pelo menos dois parâmetros do sistema sejam simultaneamente controlados.

As técnicas que utilizam apenas o controle de um único parâmetro são desejáveis e fornecem uma defasagem contínua de 360°. WANG et al. (2015) [49] programaram um processador óptico no domínio de Fourier (FD-OP – *Fourier-domain optical processor*) e obtiveram resposta em amplitude e fase praticamente planas de 13 a 26,5 GHz. Em [53], os autores controlaram o comprimento de onda do laser em uma rede de Bragg (FBG – *fiber Bragg grating*) com resposta de fase não-linear. Atingiram a faixa de 13,5 a 18,5 GHz, na qual a variação de amplitude e o desvio de fase foram menores que 3 dB e 5°, respectivamente.

LI et al. (2016) [32] propuseram gerenciar a fase de RF controlando a tensão DC de um modulador de fase óptico, o qual recebe a portadora e uma única banda lateral da modulação de RF ortogonalmente polarizadas. Esse modulador, empregado como defasador óptico (OPS – *optical phase shifter*), desloca a fase das duas componentes de entrada com defasamentos diferentes devido à polarização ortogonal. O esquema foi montado apenas com componentes ópticos, incluindo um DPMZM, com um rotacionador de polarização de 90° em um dos braços, um filtro óptico de banda ultra-estreita, um modulador de fase e um polarizador de 45°. Os resultados experimentais demonstraram um deslocamento de fase contínuo de 0° a 360°, com variação de amplitude menor que 1,7 dB e desvio de fase menor que 4,5° de 6,5 a 26,5 GHz. Nessa técnica, apenas um parâmetro do sistema é controlado, porém utiliza vários componentes sensíveis à polarização.

1.4. Contribuições e Estrutura da Dissertação

A Dissertação fundamenta-se no emprego da fotônica de micro-ondas para o desenvolvimento de defasadores de RF ultra faixa larga baseado em fotônica. A vantagem de operar ao longo de dezenas de GHz torna-o potencial para redes sem fio, que demandem amplas larguras de faixa, assim como radares de alta resolução e as futuras redes 5G. A aplicação do defasador proposto em arranjos de antenas reconfiguráveis possibilita o direcionamento e formatação do(s) feixe(s) de radiação. As principais contribuições deste trabalho são a proposta de uma nova topologia para defasadores de RF baseados em fotônica, uma análise detalhada do dispositivo, com destaque para as equações que regem o fenômeno físico da defasagem, além de simulações numéricas e resultados experimentais. O defasador proposto, chamado

PBPS – *photronics-based RF phase shifter*, apresenta as seguintes vantagens: a operação ultra banda larga; simplicidade; baixo custo; pequena variação da amplitude e da fase do sinal de RF ao longo da frequência. A Tabela 1 apresenta um comparativo entre alguns trabalhos existentes na literatura.

Tabela 1 - Comparativo entre trabalhos anteriores.

Autor / data	CHAN e outros / 2012 [47]	X. WANG e outros / 2013 [53]	X. WANG e outros / 2013 [33]	W. LI e outros / 2014 [48]	X. WANG e outros / 2015 [49]	AKBARI e outros / 2016 [34]	ISKANDAR e outros / 2016 [36]	J. WANG e outros / 2016 [45]	T. LI e outros / 2016 [32]
Parâmetro									
Simulado ou Experimental	Exp.	Exp.	Exp.	Exp.	Exp.	Exp.	Exp.	Exp.	Exp.
Eletrônico ou Fotônico	Fotônico	Fotônico	Fotônico	Fotônico	Fotônico	Eletrônico	Eletrônico	Eletrônico	Fotônico
Número de parâmetros de controle	2	1	2	2	1	-	-	-	1
Defasagem (°)	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 61	90	0 - 360
Largura de faixa (GHz)	2 - 16	13,5 - 18,5	15 - 20	8 - 38	13 - 26,5	DC - 35	30 - 50	2,2 - 9,8	6,5 - 26,5
Desvio de amplitude (dB)	< 3	< 3	< 3	< 3	< 5	-	< 2	-	< 1,7
Desvio de fase (°)	< 2	< 5	< 5	-	0	< 3,5	< 1	< 6	< 4,5
Resolução (°)	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	5,625	Contínuo	Contínuo	Contínuo
Número de dispositivos ópticos	3 + 1 (elétrico)	5	5	8	4	-	-	-	7

Este trabalho está estruturado em cinco capítulos. O Capítulo 2 apresenta aplicações da área de fotônica de micro-ondas em três segmentos: a geração, a distribuição e o processamento de sinais de RF. O Capítulo 3 descreve o conceito e a nova metodologia utilizada no desenvolvimento do PBPS, com o auxílio de equacionamentos matemáticos e simulações computacionais, assim como os resultados numéricos e experimentais da primeira versão do defasador de RF proposto (PBPS-01). O Capítulo 4 apresenta a validação numérica, experimental e os testes práticos da segunda versão do defasador de RF proposto (PBPS-02). Por fim, o Capítulo 5 apresenta as conclusões relevantes e propostas de trabalhos futuros.

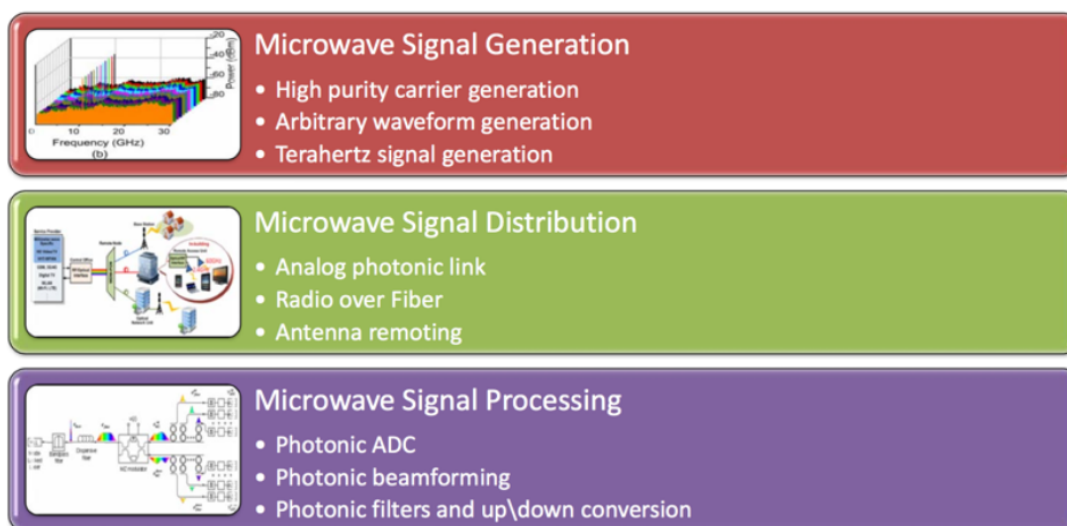
Capítulo 2

2. Fotônica de micro-ondas (MWP)

Jianping Yao [8] interpreta a fotônica de micro-ondas como “uma área interdisciplinar que estuda a interação de sinais de micro-ondas e ópticos” e Dalma Novak [12] define o termo MWP como “o estudo de dispositivos ópticos para geração, transmissão e processamento de sinais nas frequências de micro-ondas no domínio óptico”. A fotônica de micro-ondas é um campo que combina a engenharia de microondas e fotônica para resolver problemas geralmente difíceis ou algumas vezes impossíveis de serem solucionados usando apenas uma dessas áreas. Pode-se destacar como vantagens da MWP a ampla largura de banda, a imunidade à interferência eletromagnética, confiabilidade, reconfigurabilidade, altas taxas de transferência de dados, alta faixa dinâmica, baixo consumo de potência, baixa e constante atenuação sobre uma grande largura de banda de modulação, custo, tamanho e peso dos enlaces reduzidos [8][12].

Os estudos em fotônica de micro-ondas estão evoluindo para que toda a geração, distribuição e processamento dos sinais de RF sejam desempenhados no domínio óptico, visto que o tratamento no domínio óptico tem várias vantagens, as quais já foram citadas anteriormente [2]. Com isso também, um mesmo dispositivo pode ser usado, tanto para as frequências de micro-ondas quanto para as de ondas milimétricas. A Figura 3 apresentam as três principais macroáreas da fotônica de micro-ondas que serão abordadas neste Capítulo. Dentro desses campos de estudo existem várias aplicações em sistemas e redes sem fio baseadas em fotônica, amplificação, conversão de descida e subida, conversão analógico-digital, sistemas de RoF, oscilador de micro-ondas optoeletrônico, geração e detecção em Terahertz,

arranjos de antenas com controle de fase e antenas controladas opticamente. Todas essas aplicações são inseridas no mercado nas áreas de defesa (militar), telecomunicações, aviônica e radioastronomia, como ilustra a Figura 4 [8][12]. O dispositivo proposto aqui visa à aplicação da terceira macroárea apresentada na Figura 3: Processamento de sinais de micro-ondas. O tratamento fotônico neste sistema tem por objetivo provocar uma defasagem entre portadora e bandas laterais no domínio óptico para que o sinal de RF, quando convertido para o domínio elétrico, apresente uma defasagem em relação à entrada. Assim, com um controle dessa defasagem óptica é possível também obter controle sob o deslocamento de fase elétrica do sinal de RF.



Cortesia de Antonella Bogoni

Figura 3 – Macroáreas da Fotônica de Micro-ondas.



Figura 4 – Mercado da Fotônica de Micro-ondas.

2.1. Geração de Sinais de RF

A geração de sinais de RF, nas faixas de micro-ondas e ondas milimétricas, é importante para aplicações em sistemas de comunicação sem fio, medições de alta precisão, guerra eletrônica, sistemas de radar, entre outras [56-58]. Espera-se que as fontes geradoras forneçam sinais de RF com baixo ruído de fase e reconfigurabilidade em frequência. Entretanto, os métodos convencionais são baseados em osciladores eletrônicos. Por isso, não satisfazem esses pré-requisitos para altas frequências, pois os seus esquemas elétricos possuem múltiplas etapas de multiplicação de frequência, o que prejudica a qualidade do sinal. Os geradores existentes no mercado tipicamente atingem frequências de poucos GHz (até as frequências da banda C) e apresentam custo elevado para operação em *mm-waves* [8][12].

Por outro lado, o uso de tecnologias fotônicas permite a geração de sinais de RF de altíssimas frequências, visto que são limitadas apenas pelas larguras de faixa dos componentes ópticos. A técnica mais comum consiste em utilizar duas

portadoras ópticas, oriundas de lasers sintonizados em comprimentos de ondas diferentes, para gerar um sinal de RF a partir do batimento destas ondas no processo de fotodetecção [59][60]. A principal vantagem deste método é a grande largura de banda, a qual pode ser de até dezenas de GHz. Vale mencionar, que a frequência do sinal gerado corresponde à diferença das frequências dos lasers. Entretanto existe uma desconexão entre as fases das fontes de luz, quando é feito o batimento entre as componentes ópticas no fotodetector, com isso surge um sinal com alto ruído de fase no domínio elétrico. A fim de garantir a qualidade do sinal de RF, várias técnicas para proporcionar multiplicação em frequência e geração com baixo ruído de fase foram propostas na literatura [8][61-71]: modulação externa com filtro rejeita-faixa; *Optical Injection Locking*; *Optical Phase Locked Loop*; oscilador optoeletrônico; laser de modo duplo.

A Figura 5 apresenta um diagrama em blocos da técnica de geração de sinais de RF utilizando um modulador externo e um filtro rejeita-faixa. O sinal óptico de uma fonte laser é modulado por um sinal de RF em um modulador eletro-óptico para gerar bandas de modulação de RF de correlação de fase fixas. Após a modulação, um filtro óptico rejeita-faixa é usado para eliminar a portadora óptica e possibilitar uma duplicação de frequência de RF na saída do fotodetector. Em [61], os autores utilizam o modulador Mach-Zehnder (MZM – *Mach-Zehnder modulator*), cuja vantagem é a geração de sinais de alta frequência, por meio da resposta em frequência quadrática, originada a partir do ajuste da tensão de alimentação do modulador. Um sinal em *mm-waves* foi gerado continuamente em uma faixa de 32 a 50 GHz, sintonizando a fonte de RF de 8 a 12,5 GHz. Em [62], os autores utilizaram um modulador de fase, a fim de conseguir melhor estabilidade em relação ao MZM. Nesse experimento obtiveram faixas de 37,6 a 50 GHz e de 75,2 a 100 GHz usando a fonte de RF ajustada de 18,8 a 25 GHz. Este método apresenta operação em alta frequência e ampla faixa de sintonia. A largura de banda do sistema é limitada pela fonte de RF e pelo modulador eletro-óptico.

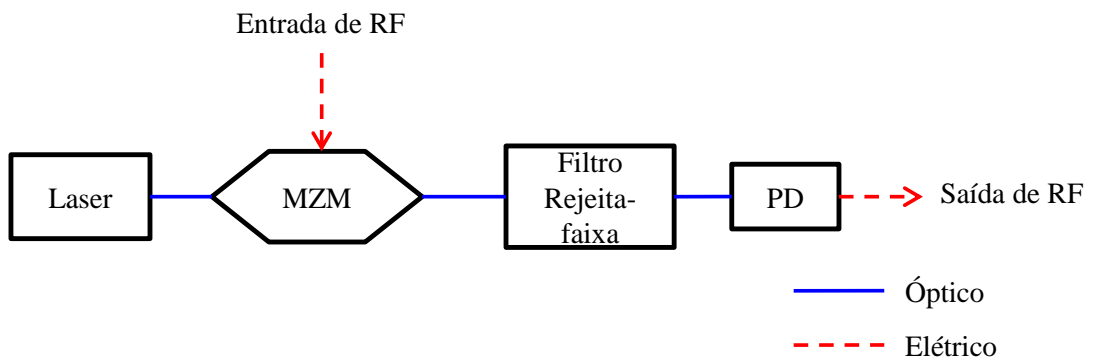


Figura 5 – Diagrama de um gerador de sinais de RF fotônico baseado na modulação externa.

Um método comumente utilizado para sincronizar a fase de duas componentes ópticas é o travamento de injeção óptico (*optical injection locking*), o qual gera um sinal de micro-ondas de alta qualidade. Como mostra a Figura 6, através de modulação direta em um laser mestre, a portadora óptica e as bandas laterais ópticas são geradas. Então, quando os comprimentos de onda dos lasers escravos 1 e 2 se aproximam das bandas laterais a direita e da sua correspondente a esquerda da portadora central, respectivamente, as fases das duas componentes dos lasers escravos são travadas, por meio do travamento de injeção óptico. Com o batimento dos dois lasers escravos travados em fase, um sinal de micro-ondas com baixo ruído de fase pode ser gerado. O valor da frequência do sinal gerado é dependente da ordem das bandas laterais da modulação de RF, nas quais as fases das componentes usadas pelos lasers escravos são travadas. BRAUN et al. (1998) [63] geraram um sinal em ondas milimétricas de 64 GHz com ruído de fase de -100 dBc/Hz, utilizando as bandas laterais de modulação de décima ordem de um sinal de RF de referência de 3,2 GHz. Embora, seja possível gerar sinais com baixo ruído de fase e conseguir um fator de multiplicação de dez vezes, por exemplo, esta técnica exige uma alta precisão no alinhamento entre as bandas laterais e os lasers escravos, o que torna o ajuste em frequência difícil.

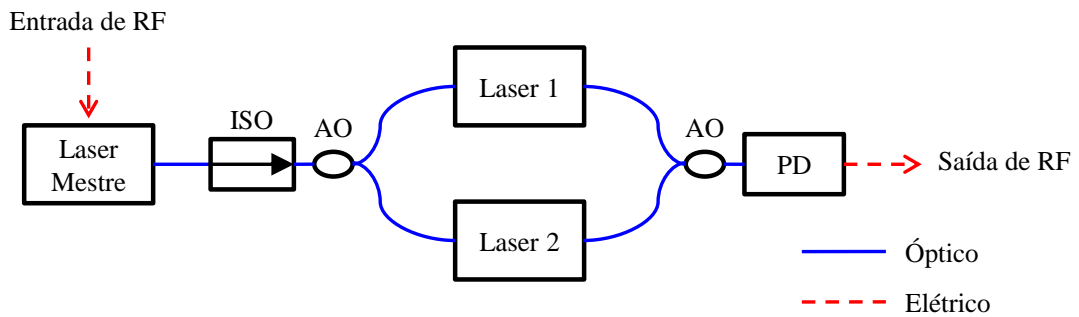


Figura 6 – Diagrama de um gerador de sinais de RF fotônico baseado no bloqueio de injeção óptica. ISO: Isolador Óptico; AO: Acoplador Óptico.

O laço de fase óptica travada (OPLL – *optical phase locked loop*) é outra técnica para obter a correlação de fase entre duas componentes ópticas. A Figura 7 ilustra o diagrama em blocos dessa técnica. O erro de fase entre o sinal fotodetectado pelo batimento dos dois lasers e a fonte de RF de referência é identificado por um detector de fase elétrica, representado pelo conjunto em pontilhado e destacado na figura. A tensão de saída do detector é proporcional à diferença de fase entre o sinal fotodetectado e a referência de RF. O sinal de erro é realimentado em um laser por uma corrente de injeção. Com isso, a flutuação em fase pode ser reduzida e a fase do sinal fotodetectado travada na fonte de RF. GLIESE et al. (1992) [64] demonstraram um sinal de micro-ondas sintonizável continuamente de 3 a 18 GHz e um nível de ruído de fase de -125 dBc/Hz usando OPLL. Este sistema é capaz de gerar um sinal de micro-ondas estável e de baixo ruído de fase, onde o ajuste de frequência é feito trocando a separação entre os dois lasers, porém, a configuração desse sistema é complexa e cara.

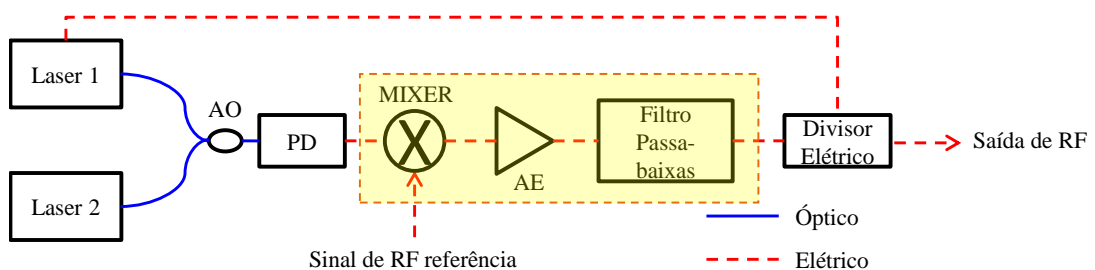


Figura 7 – Diagrama de um gerador de sinais de RF fotônico baseado no OPLL. AE: Amplificador Elétrico.

O oscilador optoeletrônico (OEO – *optoelectronic oscillator*) é uma proposta para geração de sinais de RF sem utilizar uma fonte de RF como referência, como ilustra a Figura 8. O OEO é uma mistura optoeétrica de um laço de oscilação realimentado positivamente, onde uma fibra monomodo (SMF – *single mode fiber*) é incorporada ao caminho como uma linha de atraso e unidade de armazenamento de energia para minimizar o ruído de fase do sinal de micro-ondas. Em [65], os autores demonstraram a geração de um sinal de RF de 800 MHz com ruído de fase de -140 dBc/Hz. Embora a frequência do sinal de RF tenha sido mais baixa em relação aos anteriores, este método pode gerar sinais de até 75 GHz, limitado pelo modulador eletro-óptico utilizado. Entretanto, consiste de muitos dispositivos ópticos e elétricos discretos, os quais geram problemas de estabilidade e produção em massa em aplicações práticas.

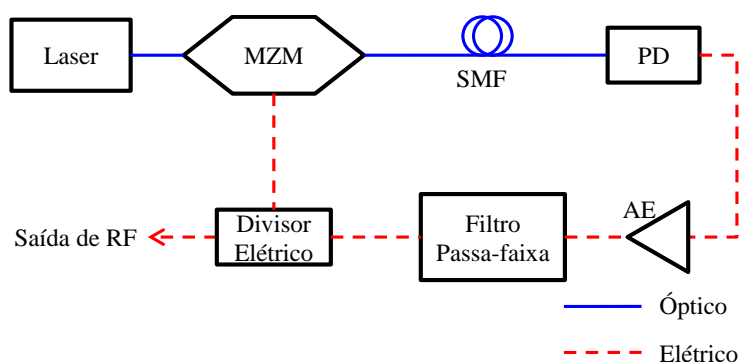


Figura 8 – Diagrama de um gerador de sinais de RF fotônico baseado em oscilador optoeletrônico. SMF: Fibra Monomodo.

2.2. Distribuição de Sinais de RF

A distribuição de sinais de RF sobre fibra óptica é estudada desde a década de 1990. Na época, se faziam a multiplexação de subportadoras (SCM – *subcarrier multiplexing*) de múltiplos sinais de vídeo no domínio elétrico, para transmissão em sistemas de televisão por meio de fibra óptica em um único comprimento de onda [72]. No mesmo período, demonstrou-se experimentalmente a distribuição de um sinal de telefonia celular de segunda geração de quatro canais por uma fibra

Em sistemas RoF, deve-se considerar dois possíveis mecanismos de degradação: o desvanecimento de potência causado pela dispersão cromática da fibra óptica e redução da faixa dinâmica. O primeiro deles é similar ao efeito de multipercusso, causando o desvanecimento (*fading*) sobre o sinal de RF. Devido ao processo de modulação do sinal RF, bandas laterais surgem em torno da frequência da portadora óptica; ao se propagarem pela fibra óptica tais bandas viajarão com velocidades diferentes, pois experimentarão valores de dispersão cromática diferentes. A associação deste fato com a característica não-linear do processo de fotodeteção, acarreta o efeito de desvanecimento, pois os batimentos de cada banda lateral com a portadora óptica se cancelam. Como solução para este problema, estudos tem apontado o uso de grades de Bragg, uso de técnicas de modulação diferentes, como por exemplo, modulação óptica de banda lateral única (OSSB- *Optical Single Side Band*) e o uso de fibras compensadoras de dispersão (DCF – *dispersion compensating fiber*). Já a faixa dinâmica do sistema é limitada pela linearidade do processo de modulação óptica, seja ela direta ou externa, a qual pode gerar distorções.

Referindo-se às novas arquiteturas de sistemas de distribuição RoF, pesquisas voltadas para aplicações emergentes atualmente, tais como o 5G e IoT, estão sendo realizadas. Como já mencionado no Capítulo anterior, haverá a necessidade de migrar para frequências mais altas do espectro para aumentar a taxa de transmissão de informações. Porém as aplicações que utilizam baixas frequências, tais como as redes móveis de terceira (3G) e quarta (4G) geração, não poderão ser descartadas, por isso as investigações em topologias de redes, as quais fazem a conexão entre a CO e as ERBs, estão sendo frequentemente estudadas e estruturadas baseadas em fotônica de micro-ondas [21] [75-77]. Dentre as mais recentes, pode-se destacar o que foi proposto em [77], na qual utiliza-se tecnologia RoF para a transmissão simultânea de sinais distintos através de uma rede óptica passiva com capacidade Gigabit (GPON – *gigabit-capable passive optical network*). O objetivo principal foi transmitir, de forma conjunta, dois sinais de RF banda larga 5G usando um comprimento de onda único, sem afetar o sinal de banda base presente na GPON. Adotou-se como taxas de transmissão alvo para os usuários 5G: 1 e 10 Gbps para as bandas de frequência de 6 e de 38 GHz, respectivamente, que são consideradas

potenciais para redes 5G. Além disso, um sinal de banda base de 2,5 Gbps também foi transmitido. Esta investigação se baseou em simulações numéricas. Foram realizadas análises de desempenho em função de constelações da modulação 64-QAM, da relação sinal-ruído (SNR – *signal-noise ratio*) e da taxa de erro de bit (BER – *bit error rate*). Realizou-se ainda uma análise do efeito da dispersão cromática em função do comprimento da fibra óptica.

2.3. Processamento de Sinais de RF

O segmento de processamento de sinais de RF no domínio óptico surgiu em 1976, criado por WILNER e VAN DEN HEUVEL [78], que propuseram usar as fibras ópticas como linhas de atraso para os sinais de micro-ondas. A Figura 10 (a) mostra a estrutura convencional de processamento dos sinais de RF no domínio elétrico, onde um sinal de RF é recebido por uma antena ou gerado por uma fonte e é entregue para ser processado em um circuito de RF. A Figura 10 (b) exemplifica um diagrama do processamento baseado em fotônica, cujo sinal de RF de entrada é convertido para o domínio óptico, para a realização do tratamento fotônico. O processamento fotônico apresentou-se como promissor para suprir as limitações impostas pelos processamentos eletrônicos, especialmente em termos de frequências de operação mais altas e maiores larguras de banda. Além das vantagens já mencionadas dos sistemas ópticos, também vale ressaltar a possibilidade de paralelismo espacial e de comprimento de onda usando técnicas de WDM [79][80]. As aplicações de processamento de sinais RF baseado em fotônica incluem conversão analógico-digital (ADC – *analog-to-digital conversion*) [81-83], filtragem [84-86], conversão de subida/descida de frequência [19][87], amplificação [20][88], defasagem, entre outras.

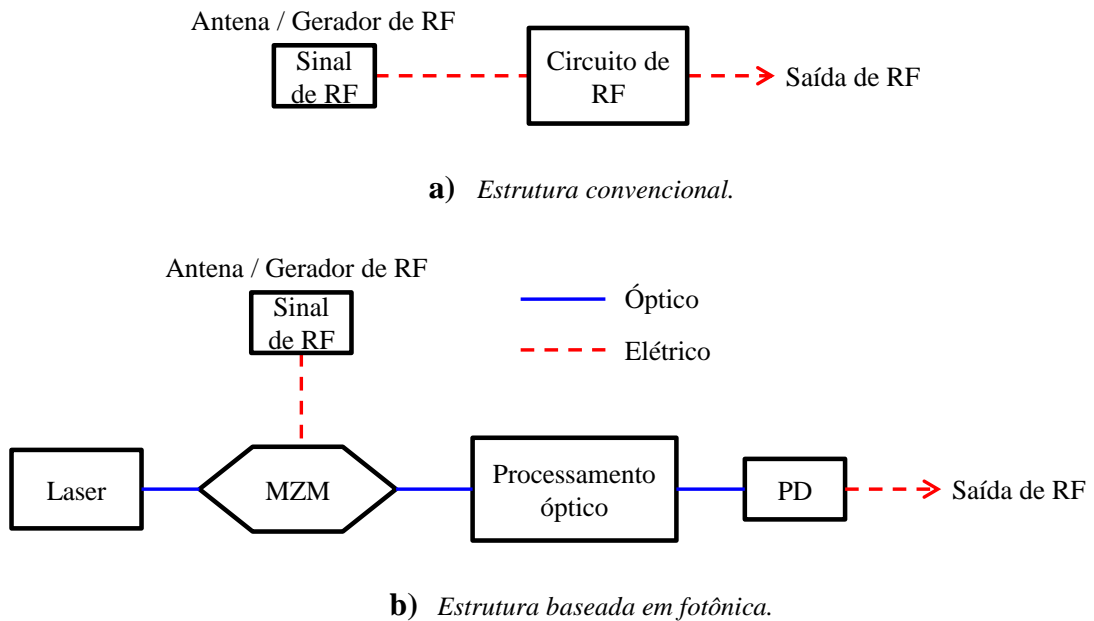


Figura 10 - Abordagens para o processamento de sinais de RF.

MUNIZ et al. (2016) [21] propuseram recentemente um sistema baseado em fotônica de micro-ondas para a distribuição de sinais de RF com faixa de operação ultra banda larga e reconfigurável em frequência de poucos kHz até 40 GHz, empregando simultaneamente dois blocos com processamentos de sinais de RF no domínio óptico. Cada bloco é um dispositivo isolado, os quais foram concebidos separadamente, mas integrados a um único sistema para criar o *front-end* de RF baseado em tecnologias fotônicas (PBRF – *photronics-based RF front-end*). O dispositivo usado para o primeiro processamento foi o conversor de RF baseado em tecnologia fotônica (PBRC – *photronics-based RF converter*) [19], capaz de atender as faixas de micro-ondas e ondas milimétricas. O principal objetivo foi desenvolver um transmissor de RF reconfigurável, de baixo custo, e propor sua aplicação em sistemas de rádio sobre fibra. A tecnologia fotônica utilizada em sua concepção proporciona a multiplicação em frequência no domínio óptico. Neste processo foi obtida uma faixa de geração de frequências de DC a 38 GHz. O segundo processo teve a função de amplificação de RF baseado em tecnologia fotônica (PBRA – *photronics-based RF amplifier*) [20]. Obteve-se para toda a faixa de frequências ganhos de 16 e 27 dB, referentes ao primeiro e segundo produtos do efeito não-linear mistura de quatro ondas (FWM – *four wave mixing*), respectivamente. Vale ressaltar

que esse ganho é em relação a um sistema RoF convencional. O PBRA demonstra várias vantagens em relação aos sistemas convencionais de rádio sobre fibra, tais como aumento na eficiência de conversão opto-eletrônica dos sistemas óptico-sem fio, simplificação das unidades de transmissão de RF e redução de custos de implementação devido ao uso de menos estágios de amplificação elétrica de RF. A Figura 11 apresenta o diagrama desse sistema.

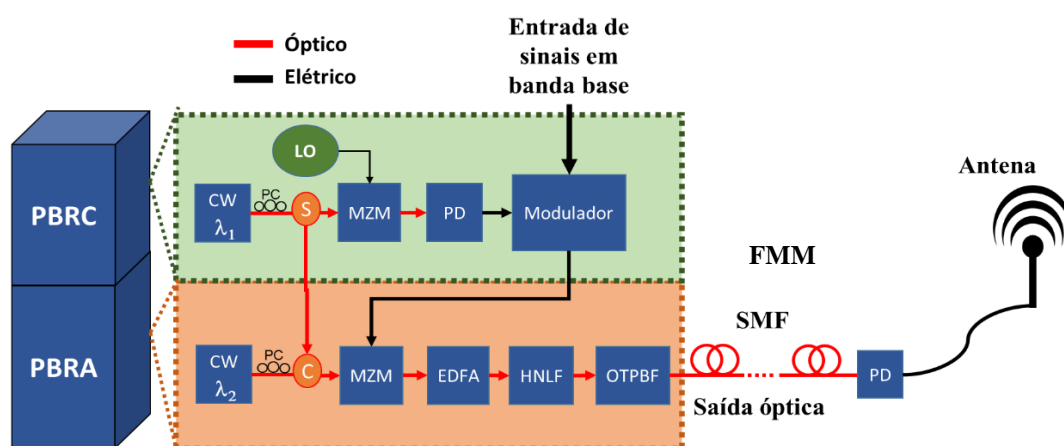


Figura 11 – Diagrama em blocos do PBRF para as redes 5G [21].

Como mencionado anteriormente, o dispositivo proposto nessa dissertação aplica essa macroárea realizando o processo de defasagem do sinal de RF de entrada. O defasador de RF ultra faixa larga proposto é baseado em manipulações na fase da portadora óptica, para que, após o batimento desta com a banda lateral, oriunda da modulação óptica da portadora de RF, seja fotodetectado o próprio sinal de entrada transladado em fase. Ou seja, o processamento fotônico nesse dispositivo consiste em realizar um defasamento no domínio óptico, e assim, proporcionar o defasamento do sinal de RF no domínio elétrico. O controle do ajuste da defasagem óptica possibilita a capacidade de sintonia do deslocamento de fase elétrica.

Capítulo 3

3. Defasador de RF Ultra Faixa Larga Baseado em Tecnologia Fotônica – Versão 01

3.1. Projeto do defasador de RF – PBPS-01

A Figura 12 apresenta o esquemático do PBPS-01, no qual se observa a existência de apenas componentes ópticos, ou seja, todo o processamento do sinal de RF é realizado no domínio óptico. A estrutura é formada por um diodo laser (LD – *laser diode*) em modo contínuo (CW – *continuous wave*), um divisor óptico de uma entrada e duas saídas (1:2), um defasador óptico (OPS), um modulador de intensidade Mach-Zehnder, um filtro passa-faixa óptico sintonizável (TOBF – *tunable optical bandpass filter*), um combinador óptico de duas entradas e uma saída (2:1) e um fotodetector. O TOBF é um filtro passa-faixa sintonizável em comprimento de onda baseado em FBG, que reflete um único comprimento de onda e permite a passagem do restante, ou vice-versa. O OPS é um defasador variável baseado em tecnologia fotônica de simples operação, no qual a manipulação da tensão em seus terminais causa uma defasagem no sinal óptico de entrada. Apesar da escolha do OPS para realizar o processo de defasagem no domínio óptico, outros componentes poderiam ser utilizados para esta finalidade, como: um modulador de fase (US\$ 1.500,00), uma linha de atraso óptica sintonizável (US\$ 1.500,00) e até mesmo um cordão óptico (porém este último impossibilitaria a característica de controle de fase). O OPS foi escolhido devido ao seu baixo custo (US\$ 200,00) e também por não ter sido apresentado ainda na literatura.

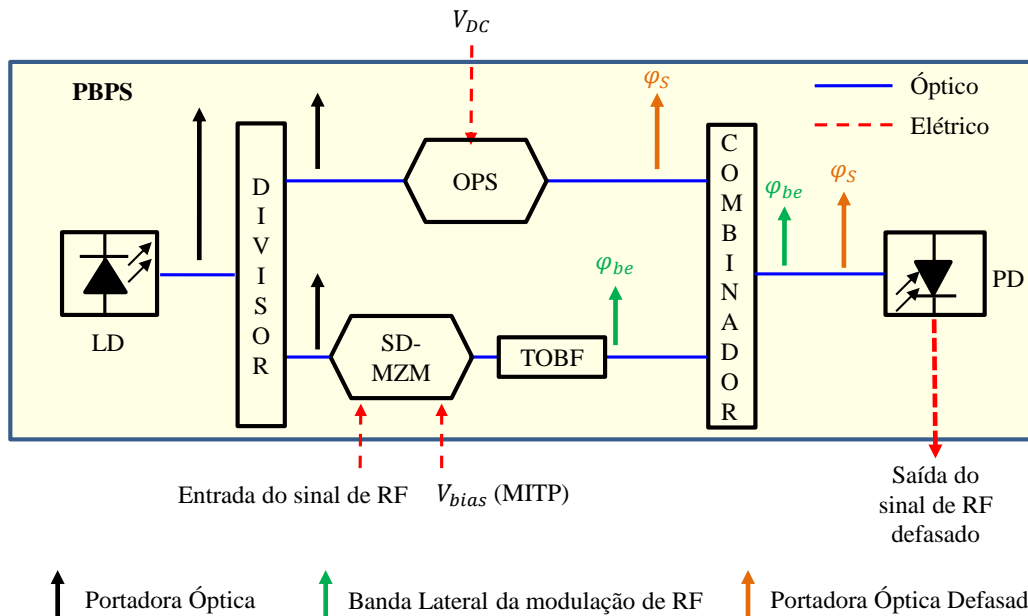


Figura 12 – Diagrama do defasador de RF baseado em tecnologia fotônica – Versão 01 (PBPS-01) proposto. LD: laser; OPS: defasador óptico; SD-MZM: modulador Mach Zehnder; TOBF: filtro óptico passa-faixa sintonizável; PD: fotodetector.

O MZM é um modulador eletro-óptico de intensidade convencional com um único interferidor (SD-MZM – *single-drive Mach-Zehnder modulator*), o qual realiza a conversão eletro-óptica do sinal de RF. É importante ressaltar que a intensidade óptica do campo modulado em um dos braços do MZM varia em função da tensão de polarização (V_{bias}) aplicada aos eletrodos. Esse ajuste de polarização corresponde à fase que será imposta ao campo em um dos braços, enquanto que no outro não haverá defasagem. Por exemplo, ao ajustar o V_{bias} para uma tensão igual à tensão de meia onda (V_{π}) do modulador, obtem-se a menor intensidade de transmissão da portadora óptica devido a um desvio de fase de 180° no campo modulado, o qual causa uma combinação destrutiva sobre a portadora, suprimindo-a. O ajuste da tensão V_{bias} leva o MZM a operar em três condições: ponto de transmissão máximo (MATP – *maximum transmission point*); ponto de quadratura (QP – *quadrature point*); ponto de transmissão mínimo (MITP – *minimum transmission point*) [89]. A Figura 13 descreve esse comportamento.

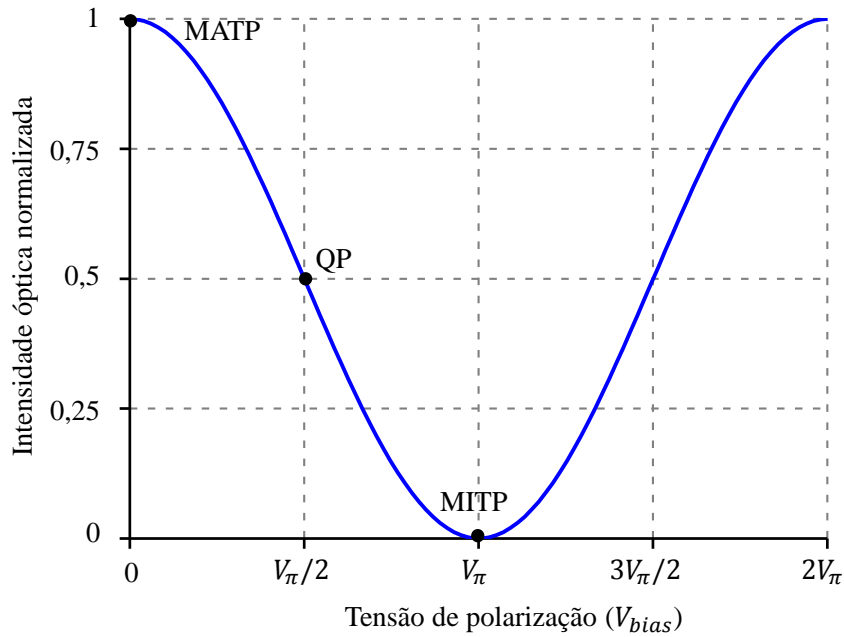


Figura 13 – Curva característica de transmissão do MZM [90].

Tomando como base a Figura 12, inicialmente a portadora óptica gerada por um laser CW é dividida igualmente em dois braços utilizando o divisor óptico. No braço superior, o OPS é responsável por deslocar a fase da portadora óptica (φ_s), simplesmente manipulando a sua tensão DC (V_{DC}). No braço inferior, o SD-MZM configurado para operar no ponto mínimo de transmissão modula a portadora óptica com o sinal de RF incidente. Esta condição é assegurada realizando um ajuste adequado do V_{bias} , suprimindo a portadora óptica e transferindo apenas as bandas laterais de ordem ímpar para a saída do modulador. O TOBF permite que apenas uma banda lateral alcance o combinador óptico, juntamente com a portadora óptica defasada do braço superior, evitando que harmônicos e bandas laterais indesejáveis atinjam o PD. Como resultado do processo de fotodetecção, a fase do sinal de RF de saída é dada pela diferença entre a fase original do sinal de RF de entrada e a fase da portadora óptica que foi deslocada pelo OPS.

As principais vantagens dessa abordagem são banda ultra larga, por estar sendo tratada no domínio óptico; a simplicidade na estrutura, referente aos poucos dispositivos usados; facilidade no controle da fase, o qual é realizado apenas com um único controle de tensão, assim como em [32], porém utilizando uma nova topologia

de menor custo. Em termos de comparação, a proposta descrita em [32] exige um filtro óptico cuja banda de passagem tenha uma queda abrupta de 1500 dB/nm (12 dB/GHz), a fim de suprimir em grande parte a banda lateral da modulação de RF que será descartada e a portadora óptica. O custo deste filtro está em torno de US\$ 25.000,00 (Dolar Americano). O defasador em [32] exige também um DPMZM, o qual custa em torno de US\$ 12.000,00, e um modulador de fase como defasador óptico, cujo preço foi apresentado anteriormente. Por outro lado, a concepção proposta nessa dissertação utiliza um filtro óptico com banda de passagem estreita de custo efetivo (US\$ 6.000,00), um SD-MZM (US\$ 4.000,00) e um defasador óptico de baixo custo para obter os mesmos níveis de desempenho até a faixa de ondas milimétricas.

3.2. Investigação analítica do defasador de RF – PBPS-01

O princípio operacional do PBPS-01 estruturado na Figura 12 é matematicamente explicado com o equacionamento realizado abaixo. Primeiramente, serão apresentadas as equações que representam o sinal óptico e o sinal de RF de entrada no sistema. O sinal óptico incidente no sistema é a própria portadora óptica proveniente de um laser, que pode ser expressa por

$$E_{LD}(t) = E_0 \cos(\omega_c t), \quad (3.1)$$

onde E_0 e ω_c são a amplitude e a frequência angular do campo elétrico da fonte de luz, respectivamente. O sinal elétrico de entrada no MZM representa a portadora de RF somada à tensão de polarização (V_{bias}), e pode ser dado por

$$V_e = V_m \sin(\omega_{RF} t) + V_{bias}, \quad (3.2)$$

onde V_m e ω_{RF} são a amplitude e a frequência angular do sinal de RF de entrada, respectivamente.

Como a portadora óptica é dividida igualmente entre os dois braços, há uma queda de potência no sinal óptico de 3 dB para cada braço, a Eq. (3.1) passa a ser expressa como

$$E_{out,DIV}(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t). \quad (3.3)$$

A divisão por $\sqrt{2}$ é explicada pela relação entre tensão e potência, na qual a potência está relacionada ao quadrado da tensão. No braço superior, onde está o defasador óptico, é imposta uma defasagem à componente óptica de entrada, esse deslocamento de fase é proporcional à tensão DC ajustada no OPS, caracterizando o controle da defasagem final do sistema. O campo elétrico de saída do OPS pode ser descrito por

$$E_{out,OPS}(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2L_o}} \cos[\omega_c t + \varphi_s(V_{DC})]. \quad (3.4)$$

onde $\varphi_s(V_{DC})$ é a fase da portadora óptica deslocada, a qual é obtida pela combinação da fase inicial e a defasagem colocada através do ajuste de V_{DC} . L_o é a perda de inserção do OPS convertida para escala linear.

Simultaneamente ao processo de deslocamento de fase óptica no caminho superior, ocorre o processo de modulação e filtragem através do MZM e TOBF, respectivamente, na parte inferior. Segundo O'REILLY et al. (1994), o campo elétrico na saída do MZM pode ser descrito por [91]

$$E_{out,MZM}(t) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_e}{V_\pi}\right), \quad (3.5)$$

onde $E_{in}(t)$ representa o sinal proveniente da fonte de luz que chega ao MZM e V_π é a tensão de meia onda do modulador como mencionado na Sessão 3.1. Fazendo as substituições das Eq. (3.2) e (3.3) na Eq. (3.5), tem-se a seguinte expressão para o campo elétrico na saída do MZM:

$$E_{out,MZM}(t) \propto \frac{E_0}{\sqrt{2}} \cos\left[\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_m \sin(\omega_{RF}t) + V_{bias}}{V_\pi}\right] \cos(\omega_c t). \quad (3.6)$$

Considerando a razão de extinção do MZM como infinita, é possível reescrever a Eq. (3.6) em termos das funções de Bessel, como [21]

$$E_{out,MZM}(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t) \left\{ \cos\left(\frac{V_{bias} \pi}{V_\pi} \frac{\pi}{2}\right) \left[J_0\left(\frac{\pi V_m}{2 V_\pi}\right) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}\left(\frac{\pi V_m}{2 V_\pi}\right) \cos(2n\omega_{RF}t) \right] - 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}\left(\frac{\pi V_m}{2 V_\pi}\right) \sin\left(\frac{V_{bias} \pi}{V_\pi} \frac{\pi}{2}\right) \sin[(2n-1)\omega_{RF}t] \right\}, \quad (3.7)$$

onde $J_n(\cdot)$ são as funções de Bessel de primeira espécie de ordem n . A Figura 14 expõe curvas resultantes das funções de Bessel para $n = 0, 1$ e 2 .

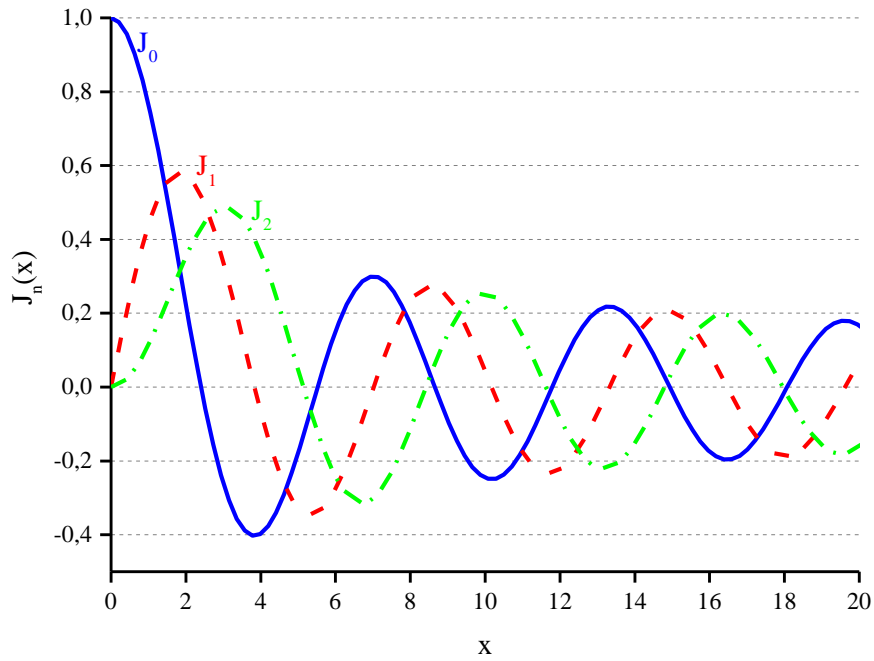


Figura 14 – Gráfico das funções de Bessel de primeira espécie para $n=0,1,2$.

A Eq. (3.7) prova que o campo elétrico na saída do MZM é dependente de V_{bias} e V_π . Para simplificá-la, será considerado

$$k = \frac{V_{bias} \pi}{V_\pi} \frac{\pi}{2}, \quad (3.8)$$

$$m = \frac{\pi V_m}{2 V_\pi}. \quad (3.9)$$

Com estas simplificações e a fim de facilitar a análise das equações, a Eq. (3.7) será reescrita considerando as funções de Bessel de ordem $n = 0, n = 1$ e $n = 2$, conforme a seguir

$$E_{out,MZM}(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2}} \{ \cos(k) [J_0(m) + 2 \cdot J_2(m) \cos(2\omega_{RF}t)] - 2 \cdot J_1(m) \sin(k) \sin(\omega_{RF}t) \} \cos(\omega_c t). \quad (3.10)$$

A Figura 15 ilustra graficamente os três primeiros termos da Eq. (3.10), representando as componentes de campo elétrico das raias no espectro de frequências. A componente espectral contínua de cor preta representa a portadora óptica composta pelo termo $J_0(m) \cos(k)$. As demais componentes são bandas laterais da modulação óptica do sinal de RF, onde as verdes tracejadas são as bandas laterais de primeira ordem, representadas pelo termo $2 \cdot J_1(m) \sin(k) \sin(\omega_{RF}t)$, e as azuis pontilhadas são as de segunda ordem, descritas pelo termo $2 \cdot J_2(m) \cos(k) \cos(2\omega_{RF}t)$.

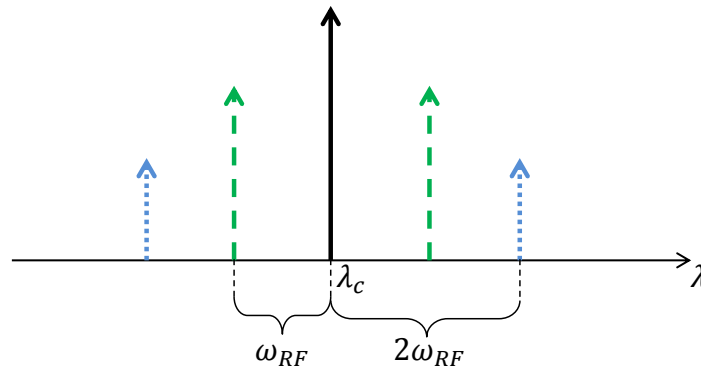


Figura 15 – Representação das componentes ópticas em função do comprimento de onda.

Essa disposição de componentes espectrais na saída do MZM é obtida quando se trabalha no ponto de quadratura (QP), no qual $V_{bias} = V_{\pi}/2$ ou $V_{bias} = 3V_{\pi}/2$. Para a configuração MATP ($V_{bias} = V_{\pi}$ ou $V_{bias} = 2V_{\pi}$), as disposições das raias de espectro estão representadas na Figura 16.

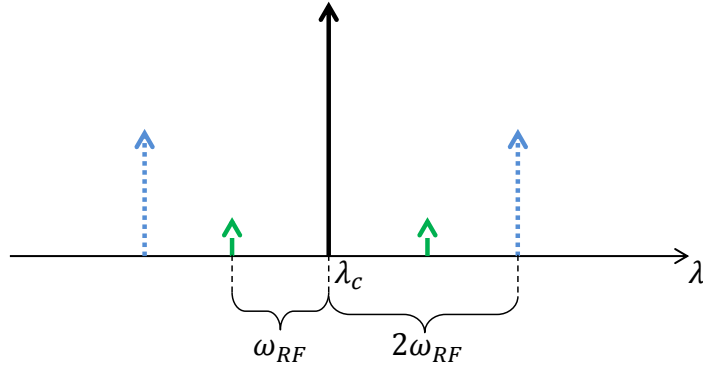


Figura 16 – Representação das componentes ópticas para condição MATP.

Entretanto, deseja-se que apenas uma das bandas laterais de primeira ordem da modulação de RF alcance o combinador óptico. Para isso, adicionou-se um filtro óptico em cascada ao modulador MZM configurado para operar no modo MITP. Para esta condição, V_{bias} é ajustada para ser igual a V_{π} , para que se minimizem as possibilidades de espúrios e interferências. Nessa condição, o produto dos termos das funções de Bessel por $\cos(k)$ serão nulos, o que leva à equação onde somente existe a função de Bessel de ordem $n = 1$, dada por

$$E_{out}(t)_{MITP} = \frac{E_0 \cdot J_1(m)}{\sqrt{2}} \{-2 \cdot \sin(\omega_{RF}t)\} \cos(\omega_c t). \quad (3.11)$$

Aplicando a identidade trigonométrica $\sin(x) = \cos\left(x - \frac{\pi}{2}\right)$, temos

$$E_{out}(t)_{MITP} = -\frac{2E_0 \cdot J_1(m)}{\sqrt{2}} \cos\left(\omega_{RF}t - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(\omega_c t). \quad (3.12)$$

Ainda, pode-se aplicar $\cos(x) \cdot \cos(y) = \frac{\cos(x-y) + \cos(x+y)}{2}$, assim

$$E_{out}(t)_{MITP} = -\frac{2E_0 \cdot J_1(m)}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{\cos\left[(\omega_c - \omega_{RF})t + \frac{\pi}{2}\right] + \cos\left[(\omega_c + \omega_{RF})t - \frac{\pi}{2}\right]}{2} \right\}. \quad (3.13)$$

Por fim, utilizando a indentidade $-\cos(x) = \cos(x + \pi)$, e considerando a perda de inserção do modulador, pode-se reescrever a Eq. (3.13) como

$$E_{out}(t)_{MITP} = \frac{E_0 \cdot J_1(m)}{\sqrt{2 \cdot L_M}} \{ \cos[(\omega_c - \omega_{RF})t + \varphi_{be}] + \cos[(\omega_c + \omega_{RF})t + \varphi_{bd}] \}, \quad (3.14)$$

onde L_M é a perda de inserção e φ_{be} e φ_{bd} são a fase das bandas laterais da esquerda e da direita, respectivamente, da modulação óptica da portadora de RF. Esta equação está ilustrada na Figura 17, na qual somente as componentes de frequência representadas pelas raias verdes tracejadas estão presentes.

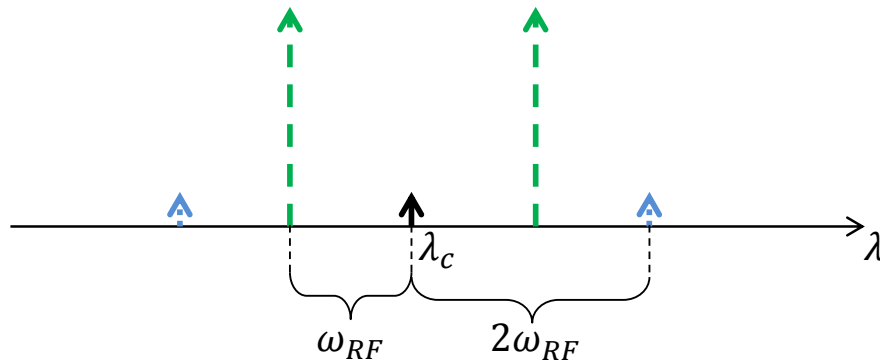


Figura 17 – Representação das componentes ópticas para condição MITP.

O processo de filtragem pode ser feito sobre qualquer uma das bandas laterais. Para continuar o equacionamento, escolheu-se a banda lateral da esquerda no domínio da frequência. Isso significa que no domínio de λ a banda lateral direita é transferida para depois do filtro, visto que o ajuste é realizado em função do comprimento de onda. Portanto, o sinal na saída do TOBF pode ser expressa por

$$E_{out,OBFF}(t) = \frac{E_0 \cdot J_1(m)}{\sqrt{2 \cdot L_M \cdot L_F}} \cos[(\omega_c - \omega_{RF})t + \varphi_{be}], \quad (3.15)$$

onde L_F é a perda de inserção do TOBF. Sendo assim, a expressão do campo elétrico após o combinador é descrita por

$$E_C(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2 \cdot L_o}} \cos[\omega_c t + \varphi_s(V_{DC})] + \frac{E_0 \cdot J_1(m)}{\sqrt{2 \cdot L_M \cdot L_F}} \{\cos[(\omega_c + \omega_{RF})t + \varphi_{be}]\}. \quad (3.16)$$

Finalmente, a fotocorrente é dada pelo batimento dos campos elétricos na entrada do PD, multiplicado pela sua capacidade de converter fótons em elétrons [8]. Sua expressão é dada por

$$I_{RF} = RLE_0^2 J_1^2(m) \cos\{\omega_{RF}t + [\varphi_s(V_{DC}) - \varphi_{be}]\}, \quad (3.17)$$

onde L representa a perda de inserção total oriunda dos dispositivos do PBPS, R é a responsividade do fotodetector e $[\varphi_s(V_{DC}) - \varphi_{be}]$ é o deslocamento de fase do sinal. Visto que a fase do sinal de RF de saída depende da diferença entre as fases da portadora óptica e da banda lateral transmitida, observa-se que a defasagem desejada no sinal de RF é ajustada pelo defasador óptico controlado pela tensão V_{DC} . A Figura 18 apresenta novamente o diagrama de blocos do PBPS, porém com a referência das equações conforme aparecem no texto.

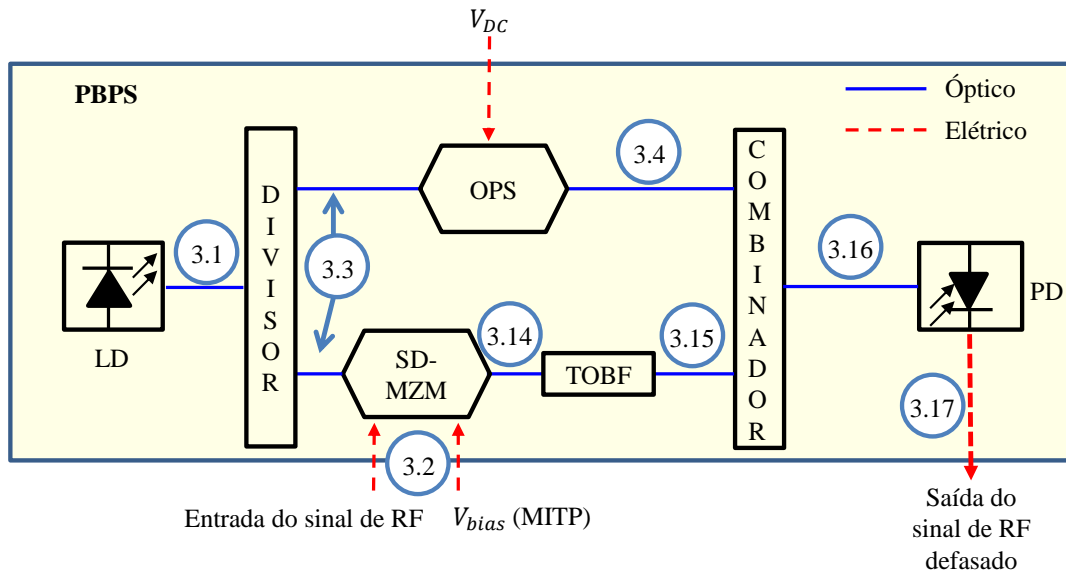


Figura 18 – Diagrama do PBPS-01 com indicações das equações dos sinais.

3.3. Análise numérica do defasador de RF – PBPS-01

O defasador de RF baseado em tecnologia fotônica apresentado no diagrama em blocos da Figura 12 foi analisado numericamente, utilizando o software comercial *OptiSystem* da empresa *OptiWave Systems Inc*, com a finalidade de apresentar uma prova de conceito. A Figura 19 mostra o PBPS-01 elaborado em forma de linguagem gráfica no simulador; os parâmetros dos componentes utilizados no modelo numérico foram baseados nos dispositivos comerciais para tornar as simulações mais realistas antes da implementação em laboratório. Os parâmetros utilizados foram: o SD-MZM FTM7939EK da Fujitsu com $V_{\pi} = 3,5 V$ e perda de inserção de 8 dB; um filtro óptico ajustável passa-faixa de banda estreita (TFN-1544.98-N5-IL4-20-C1S-C) da Teraxion com uma largura de banda de 0,075 nm ($\cong 9,375$ GHz). Vale ressaltar que o OPS disponível na biblioteca do *Optisystem* possui um único parâmetro chamado “*Phase Shift*”, o qual é responsável por deslocar a fase do sinal óptico presente na sua entrada, introduzindo diretamente a defasagem desejada em graus ao invés da aplicação de V_{DC} em seus terminais, conforme proposto no PBPS. A janela de configuração do OPS utilizada no simulador está apresentada na Figura 20.

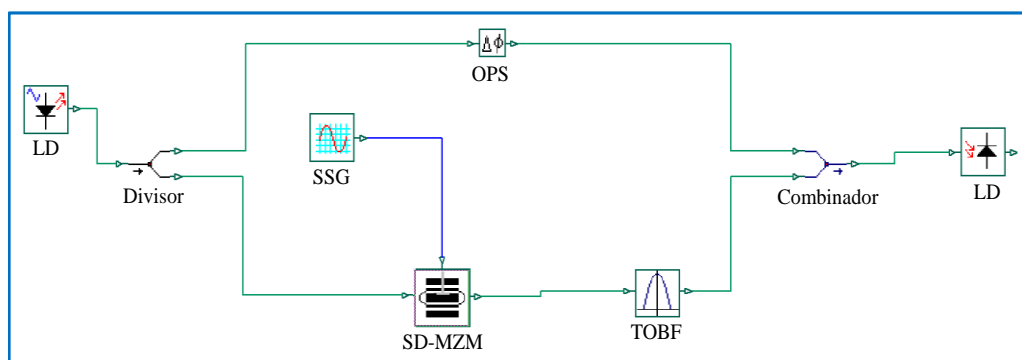


Figura 19 – Diagrama de blocos do PBPS-01 implementado no *Optisystem*.

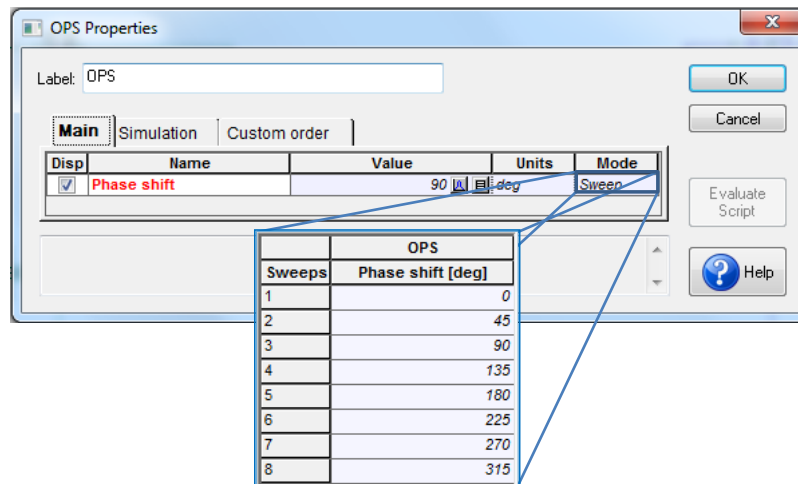


Figura 20 – Janela de configurações do OPS no simulador.

A Figura 21 apresenta a resposta do deslocamento de fase do defasador de RF ultra faixa larga proposto, para a frequência de 38 GHz com defasagem contínua de -180° a 180° . Para imitar o ajuste V_{DC} que seria realizado na prática, a simulação foi dividida em oito iterações, alterando o parâmetro “Phase Shift” do defasador óptico do *OptiSystem*. Portanto, as iterações de 1 a 8 correspondem a um deslocamento de fase na portadora óptica de 0° , 45° , 90° , 135° , 180° , 225° , 270° e 315° . É importante destacar que o defasador baseado em fotônica é contínuo, portanto, qualquer mudança de fase desejada entre 0° a 360° pode ser obtida.

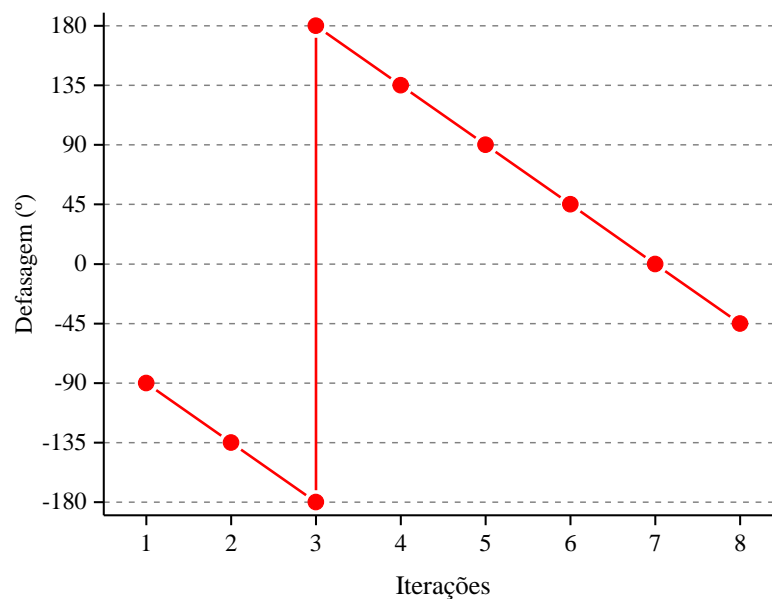
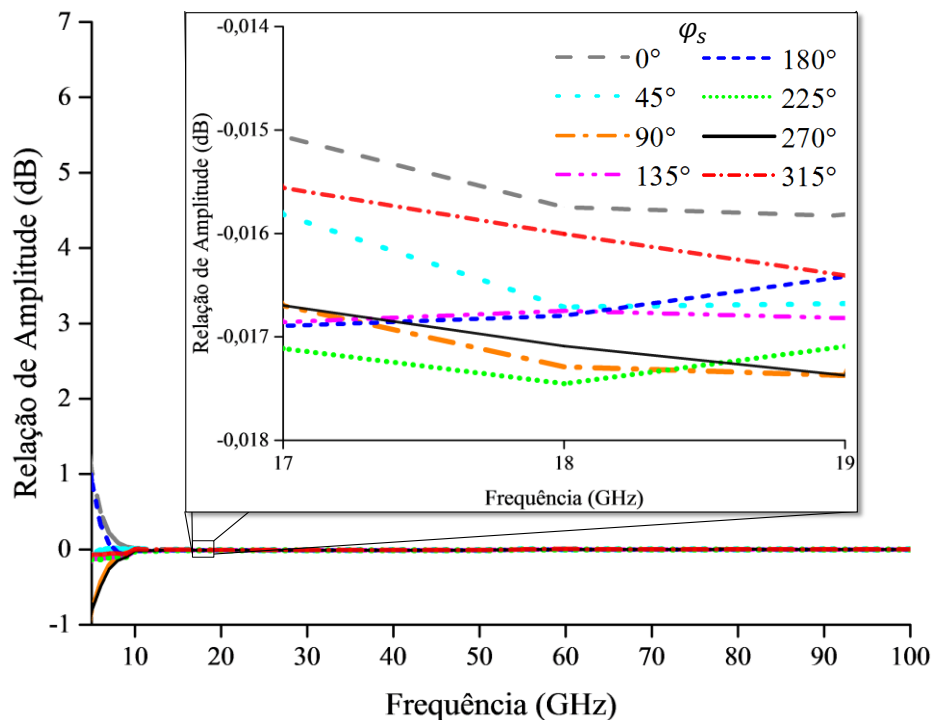
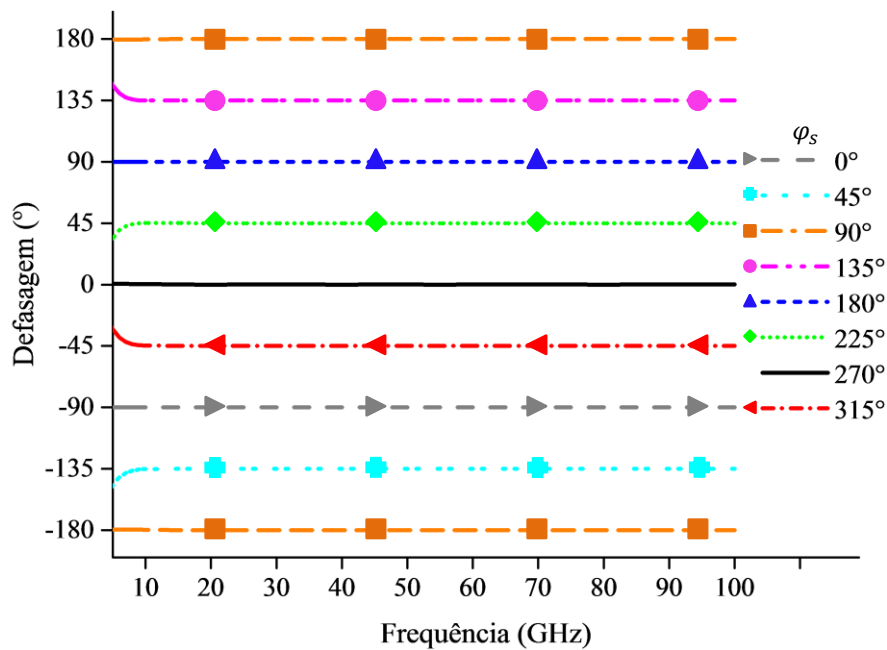


Figura 21 – Defasagem do sinal de RF em função das defasagens inseridas no OPS.

A Figura 22 apresenta uma investigação das respostas de amplitude e fase dos sinais de RF em função da frequência para cada defasagem inserida pelo OPS, correspondentes às iterações de 1 a 8. Pode-se observar que não há variação de amplitude ou de fase significativa entre 10 e 100 GHz. Os desvios de amplitude e fase nessa faixa de frequências são apenas de 0,002 dB e 0,05°, respectivamente. Entretanto, no intervalo entre 5 e 10 GHz, existem variações de amplitude e fase de 1 dB e 10°, respectivamente. Esse fenômeno ocorre porque o filtro óptico não é suficientemente estreito, assim permite a transferência de espúrios de bandas laterais e da portadora óptica residual, a qual não é totalmente suprimida pelo MZM, quanto menor for a frequência de RF do sinal de entrada. Como consequência, há também o batimento dessas componentes indesejadas no fotodetector, o que causa as distorções observadas. Uma possível solução para este problema é a utilização de um filtro de largura de banda ainda mais estreita para evitar esses sinais não desejados.



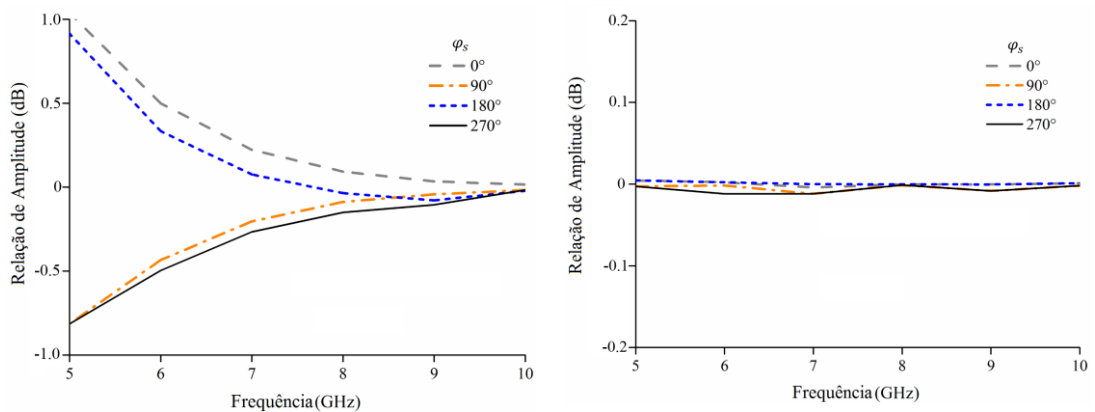
a) Amplitude



b) Fase

Figura 22 – Caracterização do PBPS-01 até 100 GHz.

As Figuras 23 e 24 apresentam um estudo sobre a influência da largura de banda do filtro na resposta de amplitude e fase, respectivamente, utilizando filtros com larguras de banda de 0,075 nm (\cong 9,37 GHz) e 0,01 nm (\cong 1,25 GHz). A faixa de frequências analisada foi de 5 a 10 GHz e é possível notar que utilizar filtros ópticos de largura de banda mais estreita possibilita obter respostas de amplitude e de fase extremamente planas de MHz até 100 GHz.



a) Largura de banda de 0,075 nm

b) Largura de banda de 0,01 nm

Figura 23 – Investigação da resposta em amplitude do PBPS-01 de 5 a 10 GHz para duas larguras de banda do filtro diferentes.

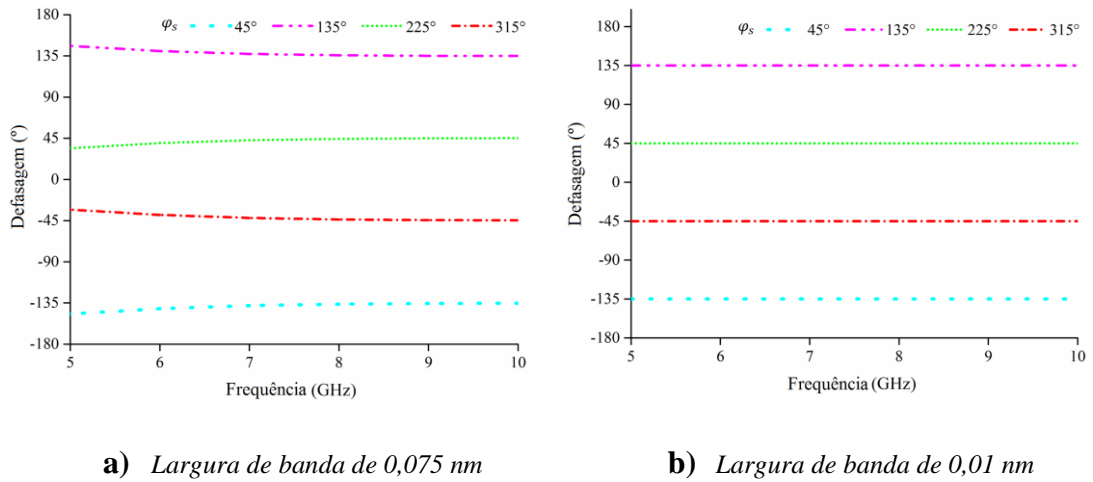


Figura 24 – Investigação da resposta em amplitude do PBPS-01 de 5 a 10 GHz para duas larguras de banda do filtro diferentes.

Embora, a defasagem de um sinal não possa ser observada graficamente no espectro de frequências, ela pode ser vista comparando duas formas de onda senoidais no domínio do tempo. A Figura 25 ilustra a comparação do sinal de RF na entrada do SD-MZM com o sinal presente na saída do PD no domínio do tempo. Percebe-se um deslocamento temporal de um sinal em relação ao outro, o qual representa o deslocamento de fase.

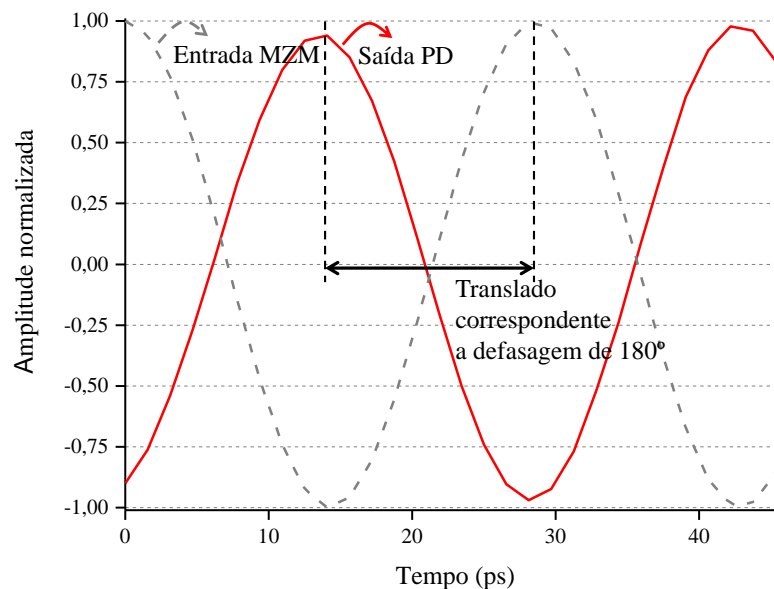


Figura 25 – Análise da defasagem no domínio do tempo através das formas de ondas na entrada do MZM e na saída do PD sobrepostas com amplitudes normalizadas.

3.4. Resultados experimentais defasador de RF – PBPS-01

Primeiramente, será descrita a implementação do defasador de RF faixa larga baseado em tecnologia fotônica, quanto aos dispositivos que compõe o sistema e aos equipamentos usados para análise de desempenho. Serão ainda descritos alguns ajustes iniciais na preparação do experimento antes de extrair os resultados. A Figura 26 mostra uma fotografia da montagem referente à implementação e os equipamentos empregados para a análise do PBPS-01.

A Tabela 2 lista todos os dispositivos que foram utilizados nas montagens experimentais ao longo deste trabalho. Já a Tabela 3 apresenta as principais especificações técnicas do laser, do modulador Mach Zehnder, do defasador óptico, do filtro óptico sintonizável e do PD utilizados na montagem inicial. Tais informações foram extraídas dos seus manuais, disponibilizados pelos seus respectivos fabricantes.

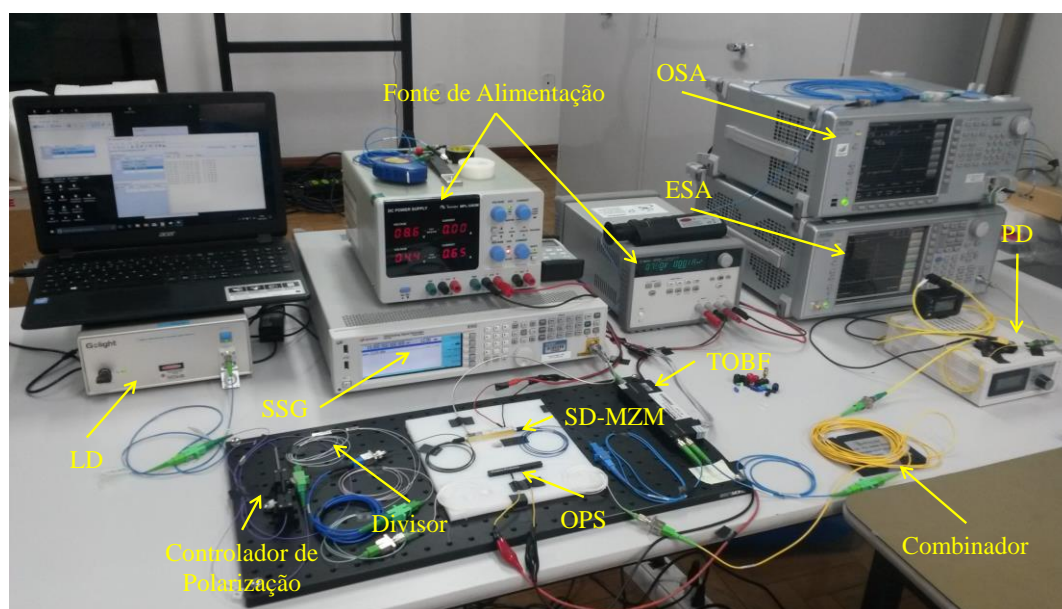


Figura 26 – Bancada de testes defasador de RF ultra faixa larga baseado em tecnologia fotônica – Versão 01. LD: laser; OPS: defasador óptico; SD-MZM: modulador Mach Zehnder; TOBF: filtro óptico passa-faixa sintonizável; PD: fotodetector; SSG: gerador escalar de sinais; OSA: analisador de espectro óptico; ESA: analisador de espectro elétrico.

Tabela 2 - Lista dos dispositivos utilizados nas montagens experimentais.

Dispositivos	Modelo	Fabricante
Amplificadores de RF	QLW-18404540	Quinstar
Analisadores de espectro elétrico	FieldFox N9952A	Keysight
	MS2830A	Anritsu
Analisador de espectro óptico	MS9740A	Anritsu
Analisador vetorial de rede	PNA-N5224A	Keysight
Combinador óptico	GPM-102-PS-20-20-00	PETCOM
Controladores de polarização	PLC-002-7-NC	General Photonics
	FPL031	Thorlabs
Defasador óptico	VPS-15-SM-22-1	Phoenix Photonics
Divisor óptico	GPM-102-PS-20-20-00	PETCOM
Filtro óptico	TFN-1544,98-N5-IL4-20-C15-C	Teraxion
Fonte de tensão	E3646A	Agilent
	MPL-3303M	Minipa
Fotodetector	XPDV2120RA	u ² t photonics
Gerador de RF	N5173B	Keysight
Laser	OS-WT-D-C-20- 0-0-P-FC/APC	Golight
Medidor de potência óptico	CMA5	Anritsu
	OPM-200-1550-9/125-S-3A3A-3-1	OZ Optics
Modulador óptico	FTM7939EK	Fujitsu

Tabela 3 – Especificações técnicas de alguns componentes do dispositivo.

Laser (LD)	
Número de Identificação	OS-WT-D-C-20- 0-0-P-FC/APC
Comprimento de onda de operação	Banda C
Potência óptica de saída	5-20 mW
Largura de linha	< 5 MHz
Espaçamento entre os ajustes dos comprimentos de onda	50 GHz
Temperatura de operação	+10 a +40 °C
Modulador Mach-Zehnder (SD-MZM)	
Número de Identificação	FTM7939EK

Comprimento de onda de operação	Banda C
Potência óptica de entrada (máx.)	17 dBm
Potência de RF na entrada de RF (máx.)	27 dBm
Tensão de meia onda (V_{π})	3,5 V
Tensão de polarização (V_{bias})	-20 a +20 V
Largura de banda (mín)	25 GHz
Perda de inserção (máx)	8 dB
Temperatura de operação	-5 a +75 °C
Defasador óptico (OPS)	
Número de Identificação	VPS-15-SM-22-1
Comprimento de onda de operação	1300 – 1610 nm
Defasamento total	$> 50\pi$
Tensão de alimentação	0 – 5 V
Perda de inserção (máx)	$< 0,01$ dB
Temperatura de operação	-5 a +70 °C
Filtro óptico sintonizável (TOBF)	
Número de Identificação	TFN-1544,98-N5-IL4-20-C15-C
Comprimento de onda de operação	Banda C
Potência óptica de entrada (máx.)	27 dBm
Largura de banda de reflexão	$\approx 9,37$ GHz
Tensão de alimentação	5 V
Perda de inserção (máx)	3 dB
Temperatura de operação	-40 a +85 °C
Fotodetector (PD)	
Número de Identificação	XPDV2120RA
Comprimento de onda de operação	1480 – 1620 nm
Potência óptica de entrada (máx.)	10 dBm
Largura de banda	40 GHz
Tensão de alimentação	5 V
Responsividade	0,65 A/W
Temperatura de operação	0a +75 °C

Na Figura 27 tem-se uma visualização mais próxima dos componentes do esquema proposto e é possível observar os dispositivos que estão representados na Figura 12 deste Capítulo. Está destacado o modulador SD-MZM, no qual foram

inseridos sinais de RF de 10 a 40 GHz, com uma potência elétrica de 12 dBm. A tensão V_{bias} foi ajustada para 6,46 V, sendo definida de forma empírica. Em destaque também está o filtro óptico passa-faixa sintonizável. Ele recebe as bandas laterais de primeira ordem da modulação óptica do sinal de RF e é sintonizado de maneira que a banda lateral da direita seja refletida. O ajuste do comprimento de onda do filtro é realizado em função da frequência de RF, ou seja, o comprimento de onda de reflexão deve ser alterado sempre que a frequência da portadora de RF for trocada. Isso é feito por meio de uma manipulação de corrente contínua (I_{DC}) em uma fonte de energia, na qual é fixada a tensão de 5 V. Por último, observa-se o defasador óptico controlado por tensão. De acordo com o manual de operação do dispositivo, ele fornece um deslocamento de fase de 50π *radianos* em uma ampla faixa de comprimento de onda, por meio da variação da tensão V_{DC} entre 0 e 5 V. Desse modo, há o deslocamento da fase da portadora óptica para proporcionar a defasagem no sinal de RF após o processo de fotodetecção.

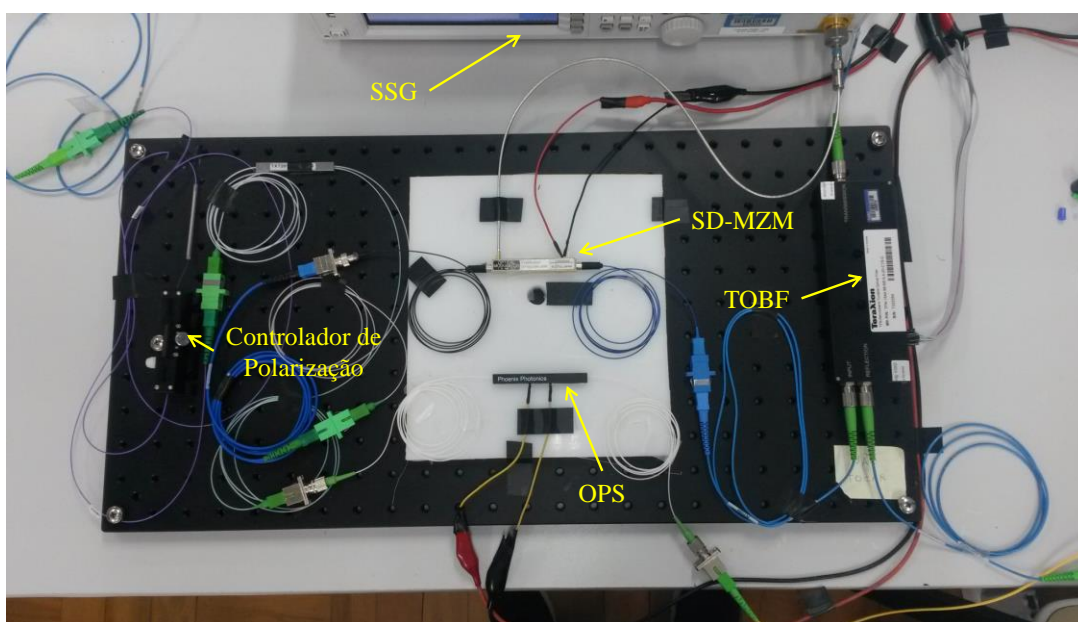


Figura 27 - Montagem experimental do defasador de RF proposto baseado em tecnologia fotônica.

A fim de validar a presença da portadora de RF após o processo de fotodetecção, utilizou-se um analisador de espectro elétrico (ESA – *Electrical Spectrum Analyzer*) diretamente conectado ao PD. Inicialmente, um laser

sintonizável gerou uma portadora óptica em 1544,74 nm, com potência de 11,7 dBm ao final da fibra de acoplamento, sendo esta dividida de maneira a alcançar o modulador e o defasador óptico com 6,72 dBm e 6,32 dBm, respectivamente. No experimento, acrescentou-se um controlador de polarização (PC – *polarization controller*) antes do modulador, o qual foi usado principalmente para alinhar o estado da polarização da luz com o objetivo de maximizar a eficiência da modulação. Um gerador escalar de sinais (SSG – *scalar signal generator*) gerou uma portadora de RF, a qual foi inserida na entrada elétrica do MZM com potência de 12 dBm. Assim, ajustando-se $V_{bias} = V_{\pi}$ para obter o modo de operação MITP do modulador Mach-Zehnder, conseguiu-se o sinal apresentado na Figura 28, medido pelo analisador de espectro óptico (OSA – *Optical Spectrum Analyzer*), com uma supressão na portadora óptica de aproximadamente 20 dB em relação as bandas laterais. Utilizou-se para essa medida uma portadora de RF cuja frequência foi de 35 GHz.

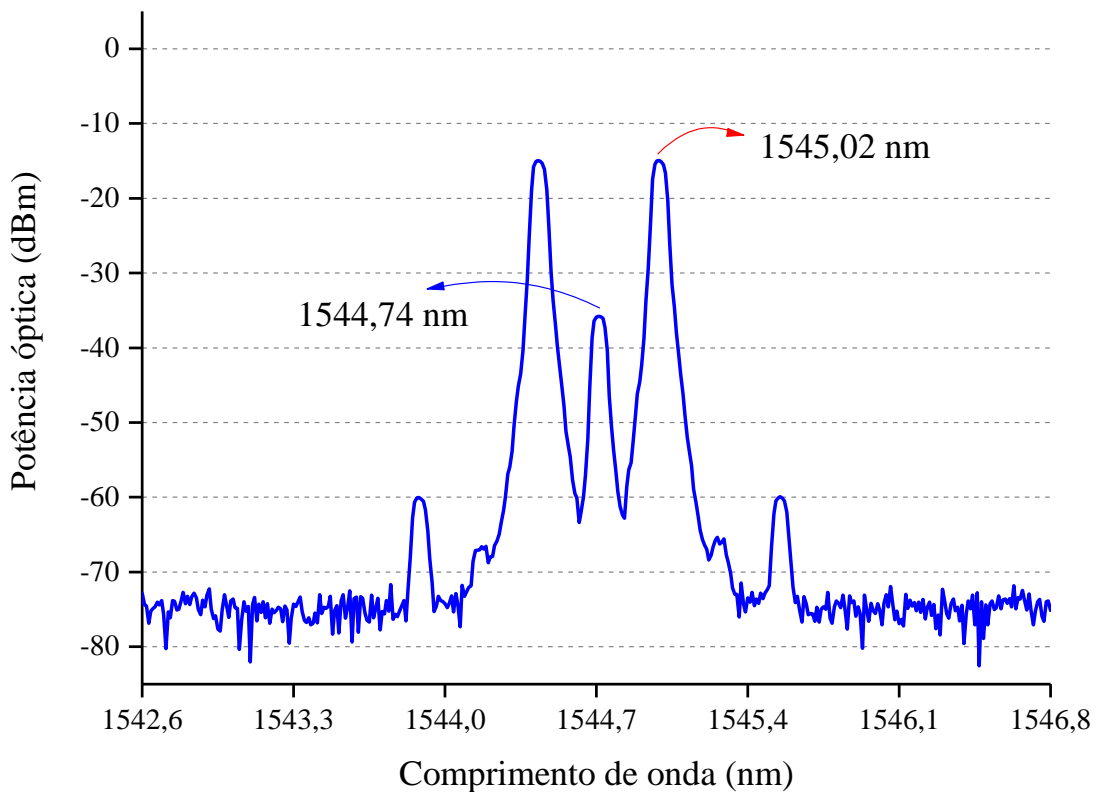


Figura 28 – Espectro óptico apresentando a supressão da portadora através do ajuste da V_{bias} .

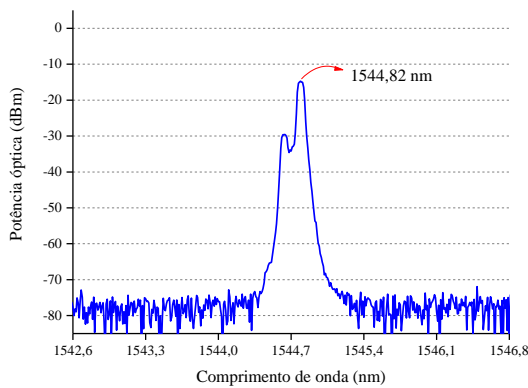
O sinal óptico chega à porta de entrada do TOBF para passar pelo processo de filtragem. O filtro óptico utilizado é baseado em grade de Bragg, possuindo uma porta de transmissão e uma porta de reflexão. A saída de interesse é a de reflexão, a qual emite uma banda refletida de aproximadamente de 0,075 nm centralizada no comprimento de onda sintonizado pelo ajuste de I_{DC} . Entretanto, como o filtro é baseado em FBG, na porta de reflexão há a presença de uma parcela atenuada do sinal emitido para a porta de transmissão. A Tabela 4 apresenta o comprimento de onda ajustado pela corrente contínua correspondente à frequência de RF inserida ao MZM. Para demonstrar a sintonia do TOBF foram sintonizados cinco λ distintos referentes a cinco frequências de RF entre 10 e 40 GHz. Inicialmente, o comprimento de onda do filtro sem alimentação está centralizado em 1544,58 nm. Ajustou-se um λ de 1545,06 nm para filtrar a banda lateral na maior frequência de operação, dado que a frequência da portadora óptica está em 1544,74 nm. Este deslocamento de 0,48 nm em comprimento de onda corresponde a um ajuste em torno de 60 GHz no domínio da frequência.

Tabela 4 – Sintonização do comprimento de onda (λ) do TOBF em função da corrente contínua (I_{DC}) para cinco sinais ajustados em frequências (f) distintas.

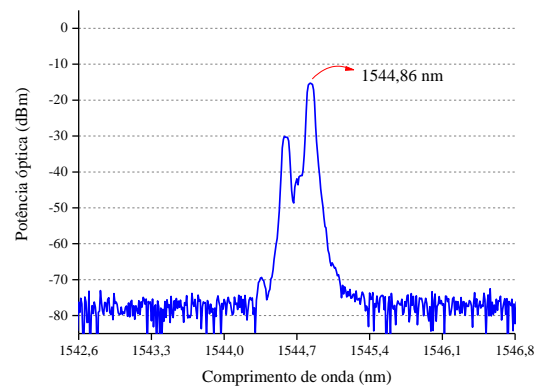
f_{RF} (GHz)	10	15	26	35	40
λ (nm)	1544,82	1544,86	1544,95	1545,02	1545,06
I_{DC} (mA)	580	660	850	950	1030

De acordo com a tabela acima, quanto maior for o deslocamento do comprimento de onda, maior será a corrente contínua. A fim de demonstrar visualmente esse ajuste, os espectros ópticos na porta de reflexão do TOBF foram medidos pelo OSA para cada frequência gerada pelo SSG. As frequências de 10 e 40 GHz foram usadas por serem os limites de operação do sistema. O limite inferior é dado pela largura da banda de filtragem do TOBF (0,075nm correspondente a uma largura de banda em frequência de aproximadamente 9,37 GHz). Portanto, usou-se 10 GHz para garantir que as componentes indesejáveis (portadora óptica suprimida e banda lateral esquerda) sejam atenuadas o máximo

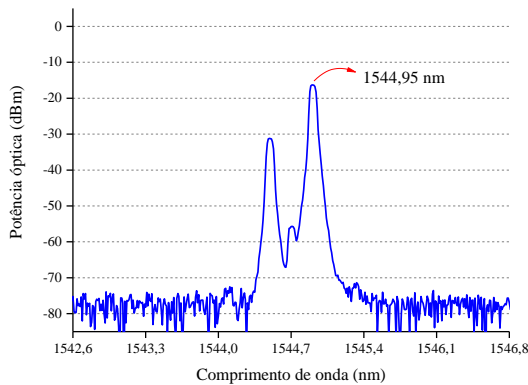
possível na porta de reflexão. O limite superior é dado pela máxima frequência possível do gerador de sinais. As frequências de 15 e 35 GHz foram próximas as dos limites, mas escolhidas sem qualquer critério. Já a frequência de 26 GHz, é uma das frequências potenciais a ser utilizada pelo sistema de 5G no Brasil. A Figura 29 mostra os espectros ópticos obtidos na porta de reflexão do filtro óptico. É possível observar que, para todos os casos, a atenuação da banda lateral esquerda e da portadora óptica foi de aproximadamente de 15 dB.



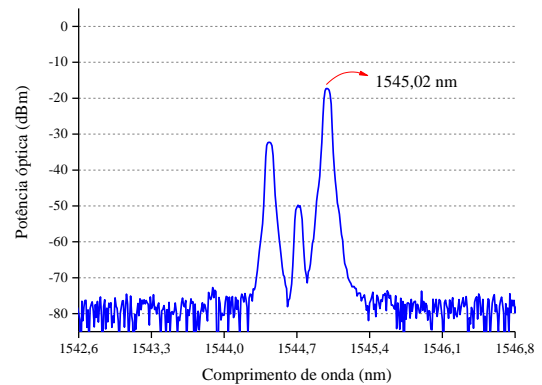
a) Banda lateral referente a 10 GHz.



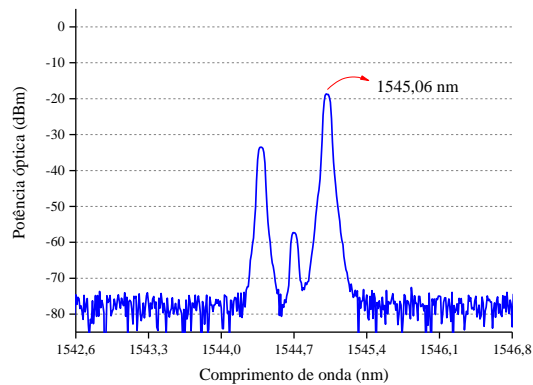
b) Banda lateral referente a 15 GHz.



c) Banda lateral referente a 26 GHz.



d) Banda lateral referente a 35 GHz.



e) Banda lateral referente a 40 GHz.

Figura 29 – Espectros ópticos obtidos na saída de reflexão do TOBF para diferentes portadoras de RF moduladas no MZM.

Nota-se que conforme a frequência de RF aumenta, as bandas laterais da modulação óptica sofrem atenuações. Isso ocorre, devido à perda na conversão eletro-óptica do MZM e do cabo de RF que conecta o SSG ao modulador, a qual aumenta com a frequência.

Após realizar os ajustes da tensão de polarização do modulador óptico e sintonizar o comprimento de onda de reflexão do TOBF referente à frequência do sinal de entrada de RF, os primeiros resultados foram obtidos. O sinal óptico resultante na entrada do fotodetector é a combinação dos espectros entregues pelo filtro no braço inferior, exemplificados na Figura 26, com a portadora óptica dividida que passa pelo processo de defasagem no OPS do braço superior do PBPS. Inicialmente, ajustou-se a tensão do defasador óptico em 0 V para não haver defasagem. A potência total entregue ao fotodetector foi de aproximadamente 2 dBm, e a Figura 30 ilustra o espectro óptico dos sinais que chegam ao PD.

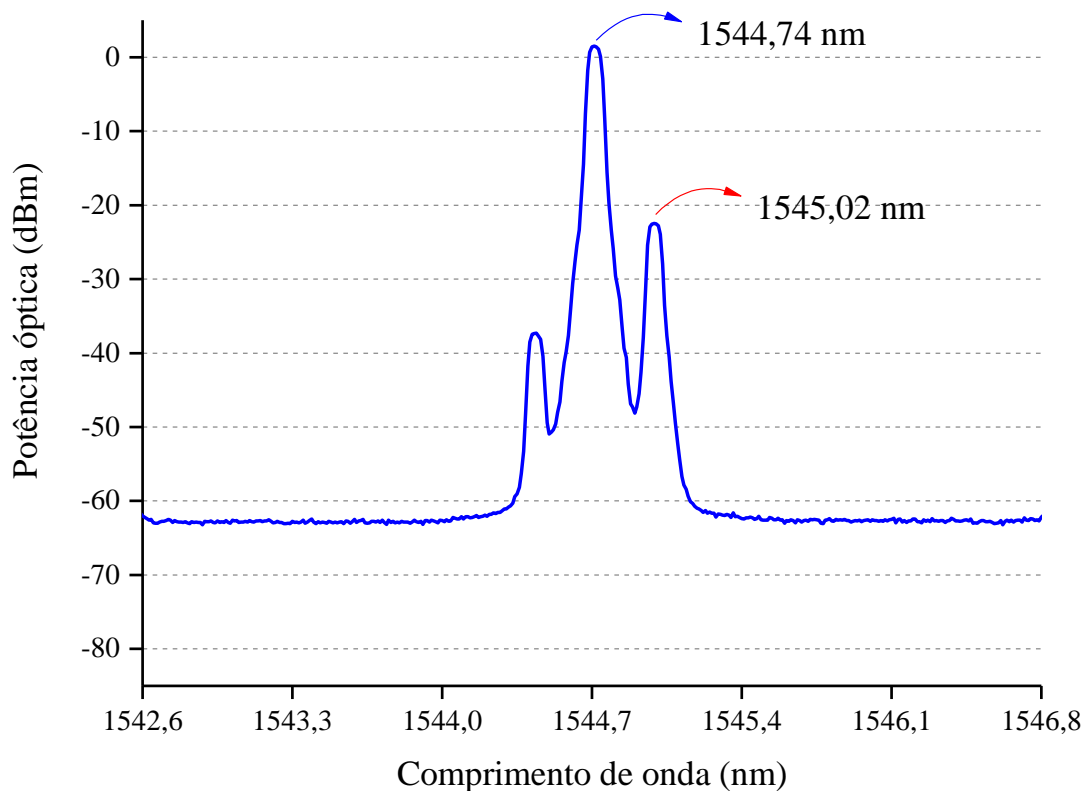
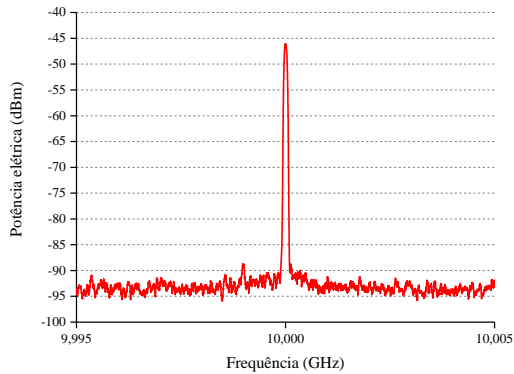


Figura 30 – Espectro óptico para o processo de fotodetecção.

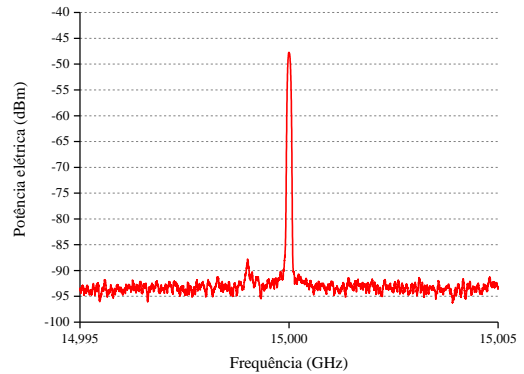
A relação de potência entre a portadora óptica em 1544,74 nm e a banda lateral direita em 1545,02 nm (referente à portadora de RF de 35 GHz) é de aproximadamente 25 dB. Essa grande diferença é justificada pelos processos distintos que as componentes sofrem até se combinarem. A raia em 1544,74 nm tem as perdas impostas pelo divisor e combinador ópticos de cerca de 10 dB como mais significativas, uma vez que o OPS possui pequena perda de 0,2 dB. Por outro lado, a componente em 1545,02 nm tem sua amplitude relacionada às perdas do divisor e combinador ópticos, às perdas de inserção do modulador e TOBF, e também ao índice de modulação determinado pela relação entre a amplitude do sinal modulado e V_{bias} .

O processo de fotodetecção efetua o retorno da portadora de RF do domínio óptico para o domínio elétrico. A saída do PD foi diretamente conectada ao ESA, obtendo-se os cinco espectros mostrados na Figura 31. Observa-se que há uma diminuição natural da potência dos espectros apresentados, conforme a frequência aumenta. A razão pela qual a portadora de RF é fotodetectada com potências em torno de -50 dBm são as perdas mencionadas e a perda na conversão óptico-elétrica. Ainda assim, alcançou-se uma SNR superior a 30 dB em todos os casos. A Figura 32

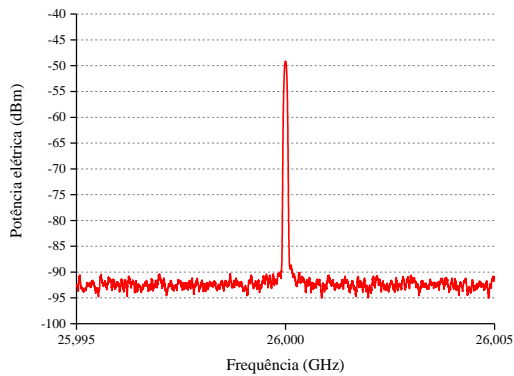
apresenta em um mesmo gráfico o valor máximo dos espectros ilustrados na Figura 31, com finalidade de facilitar a percepção da diferença entre as componentes espectrais em função da frequência de operação. É importante mencionar que a variação da tensão V_{DC} , a qual controla a defasagem de RF, não alterou a amplitude dos sinais de RF fotodetectados, ou seja, o sistema proposto não apresenta desvio de amplitude.



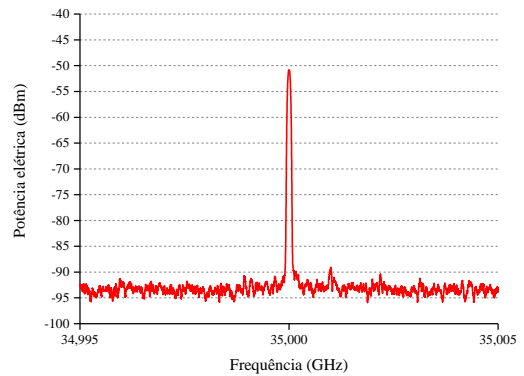
a) Portadora de RF em 10 GHz



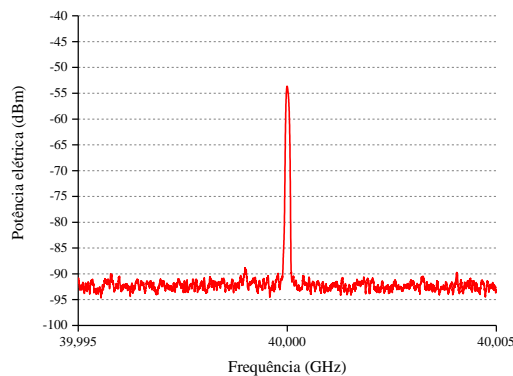
b) Portadora de RF em 15 GHz



c) Portadora de RF em 26 GHz



d) Portadora de RF em 35GHz



e) Portadora de RF em 40 GHz

Figura 31 – Espectros elétricos na saída do fotodetector

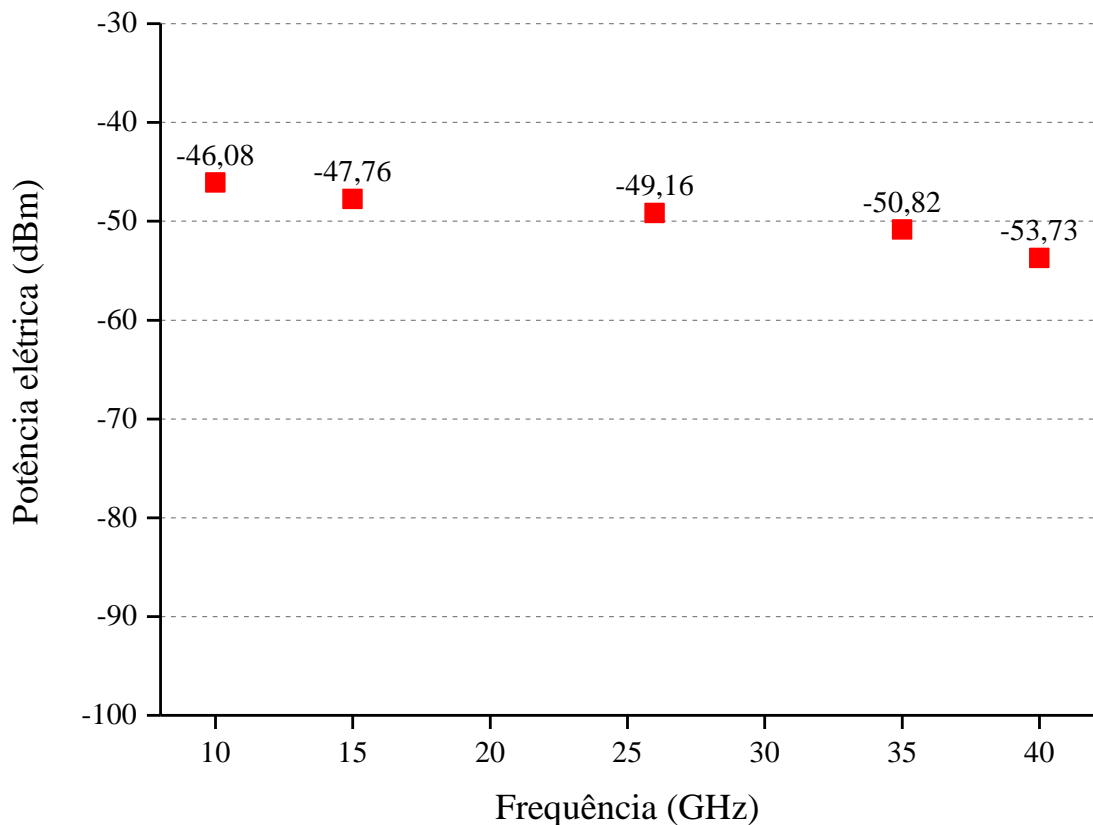
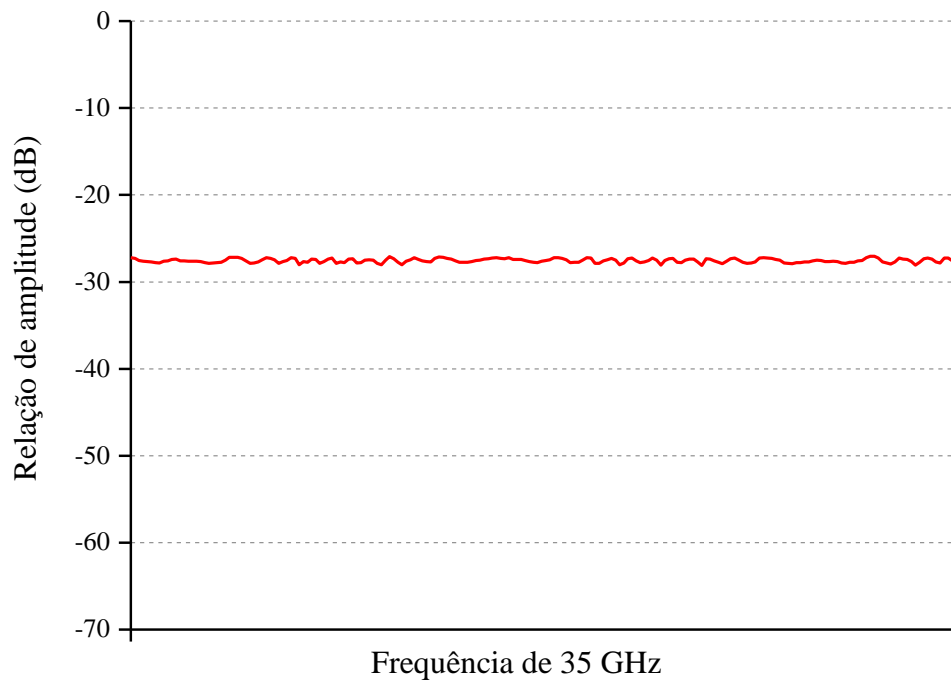


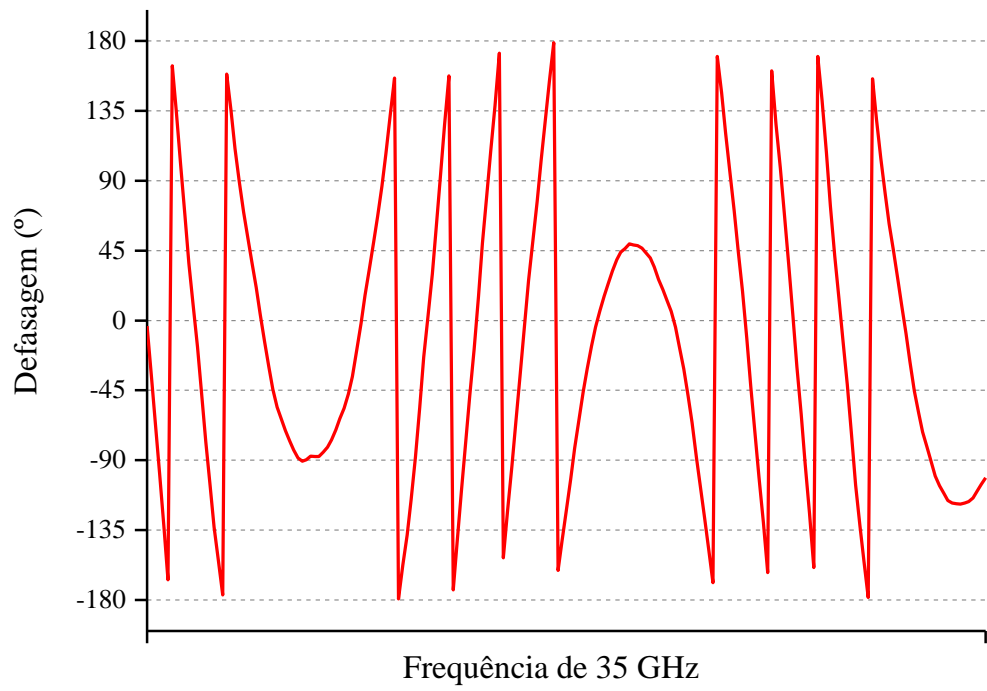
Figura 32 – Análise da potência máxima fotodetectada em função da frequência.

Para analisar a defasagem, o cenário de teste foi alterado levemente; ao invés de usar o SSG e um ESA para geração e medição dos sinais de RF, respectivamente, um único equipamento os substituiu e realizou ambas as funções. Esse equipamento é um analisador de rede vetorial de alto desempenho (PNA – *performance network analyzer*), o qual possui aplicações para extração de parâmetro S, medições balanceadas, RF pulsado, entre outras. A frequência máxima de operação do equipamento é 43,5 GHz e fornece uma potência de até 13 dBm. O PNA foi utilizado para medir o coeficiente de transmissão (S_{21}) e analisar os seus dados de amplitude e fase. Realizou-se a calibração do PNA e o ajustou-se para gerar um sinal na frequência de 35 GHz com potência de 12 dBm, mesmas informações geradas com o SSG. Conectou-se a porta 1 do PNA ao MZM e o PD foi ligado a um amplificador elétrico com ganho de aproximadamente 35 dB, que por sua vez conectou-se a porta 2. A Figura 33 apresenta as respostas em amplitude e fase para a frequência de 35 GHz, pois a visualização está sobre uma faixa de frequência de 0 Hz, ou seja, apenas a frequência central de ajuste está sendo observada. A resposta em amplitude

se mostrou coerente com uma pequena oscilação de 0,54 dB, em torno de um valor fixo de -27,57 dB. A resposta em fase não apresentou os resultados esperados, muito provavelmente devido às mudanças no estado de polarização da luz, visto que o *setup* é composto por fibras convencionais, as quais permitem a propagação de dois modos degenerados, uma para cada eixo principal da seção transversal da fibra. Uma possível solução para este problema é o uso de fibras mantenedoras de polarização e polarizadores ópticos em pontos críticos da montagem do defasador, como por exemplo, na entrada do filtro óptico.



a) *Resposta em amplitude.*



b) *Resposta em fase.*

Figura 33 – *Caracterização do PBPS em 35 GHz (Span 0 Hz).*

Capítulo 4

4. Defasador de RF Ultra Faixa Larga Baseado em Tecnologia Fotônica – Versão 02

4.1. Projeto do defasador de RF – PBPS-02

Este Capítulo apresenta a concepção, os resultados numéricos e a validação experimental de uma segunda versão defasador de RF baseado em tecnologia fotônica (PBPS-02). A Figura 34 relata o diagrama em blocos dessa nova topologia, na qual pode-se observar uma redução significativa na complexidade em relação à quantidade de componentes utilizados, quando comparada à versão anterior (PBPS-01) e as outras topologias apresentadas na literatura. A estrutura é formada por um diodo laser em modo contínuo (CW), um modulador de intensidade Mach-Zehnder (SD-MZM), uma linha de atraso óptica sintonizável (ODL – *optical delay line*) e um fotodetector.

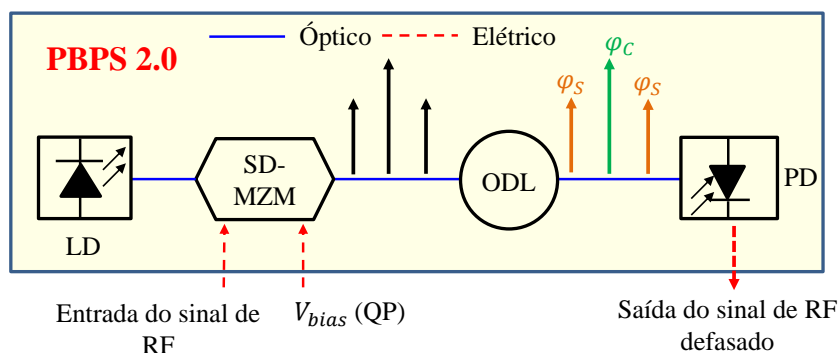


Figura 34 – Diagrama do defasador de RF baseado em tecnologia fotônica – Versão 02 (PBPS-02) proposto. LD: laser; SD-MZM: modulador Mach Zehnder; ODL: linha de atraso óptica sintonizável; PD: fotodetector.

As vantagens dessa nova topologia em relação às outras encontradas na literatura são as mesmas citadas para o primeiro defasador de RF proposto, que são: banda ultra larga, simplicidade na estrutura, facilidade no controle de fase. Esta proposta, porém, remete em um menor custo se comparado ao PBPS-01. Além de não possuir divisor e combinador óptico, o PBPS-02 elimina o uso do OPS (US\$ 200,00) e do TOBF (US\$ 6.000,00) e utiliza uma ODL (US\$ 1.500,00), como defasador, com a finalidade de manter a operação até a faixa de ondas milimétricas. Vale mencionar, que o modelo do modulador MZM foi o mesmo utilizado na primeira proposta.

Da mesma forma que no PBPS-01, o SD-MZM realiza a conversão eletro-óptica do sinal de RF. Porém nessa topologia, a tensão de polarização é ajustada para o ponto de quadratura, quando V_{bias} é igual a $V_{\pi}/2$ ou $3V_{\pi}/2$. As componentes espectrais na saída do modulador Mach-Zehnder têm o comportamento simbolizado na Figura 15 do Capítulo 3. Neste cenário, o componente responsável por proporcionar a defasagem do sinal de RF na saída do dispositivo é a linha de atraso óptica (ODL), na qual é possível controlar com precisão a distância que a luz percorre internamente sua estrutura, controlando a separação óptica entre entrada e saída, ou refletindo a luz por refletores móveis. Em ambos os casos, pode-se controlar o tempo de atraso das componentes ópticas. O controle do atraso óptico pode ser realizado manualmente, por meio do ajuste de um *knob*, ou eletricamente, utilizando o modelo com servo motor embutido. O atraso pode ser visto como uma defasagem, proporcional ao período do sinal, portanto variando o atraso no domínio óptico é possível modificar o atraso no domínio elétrico e consequentemente controlar a fase.

4.2. Análise numérica do defasador de RF – PBPS-02

O software *OptiSystem* foi utilizado novamente para realizar a análise numérica da segunda versão do defasador de RF baseado em tecnologia fotônica, conforme descrito na Figura 35. Os parâmetros dos componentes utilizados no modelo numérico foram baseados nos dispositivos comerciais para tornar as simulações mais realistas, antes da implementação em laboratório: $V_{\pi} = 3,5 V$ e

perda de inserção de 8 dB. Vale ressaltar que a ODL disponível na biblioteca do *Optisystem* possui um único parâmetro chamado “*Delay*”, o qual é responsável por atrasar o sinal óptico presente na sua entrada, introduzindo um tempo de atraso proporcional ao período do sinal de RF. Isso significa que para diferentes valores de frequência, a defasagem do sinal de RF de saída será diferente para um mesmo valor de atraso inserido pela ODL. As frequências de 6 e 26 GHz foram escolhidas para serem simuladas e demonstrar o efeito do atraso no domínio óptico para obter a defasagem do sinal de RF no domínio elétrico. As janelas de configuração da ODL utilizadas no simulador estão apresentadas na Figura 36.

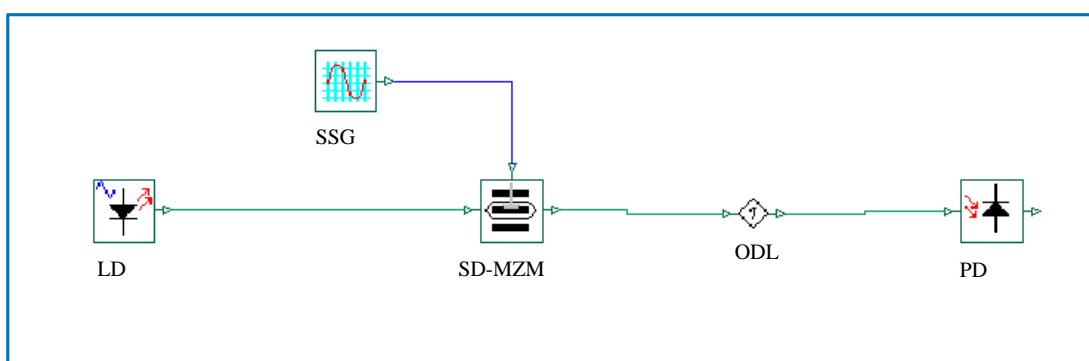
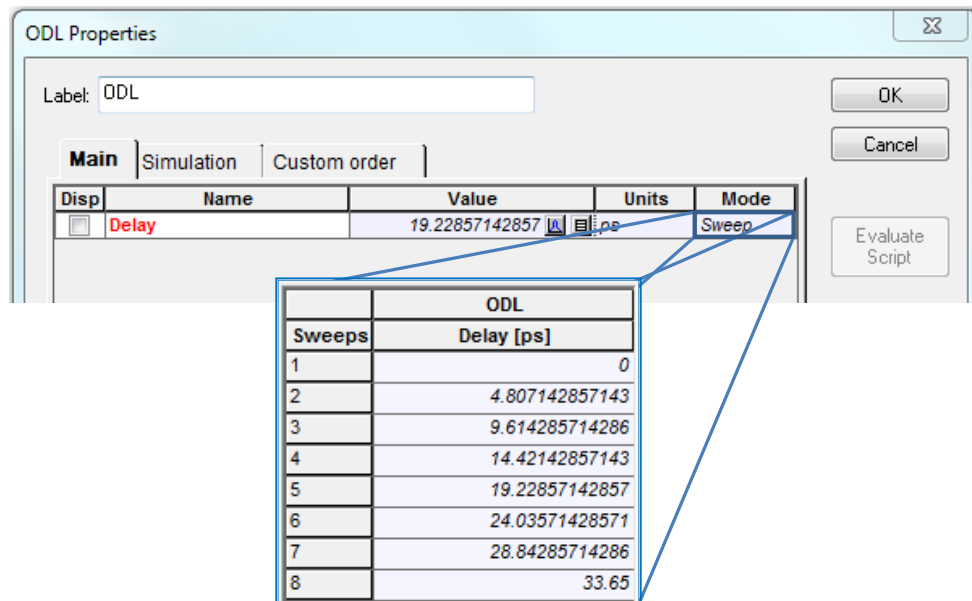


Figura 35 – Diagrama de blocos do PBPS-02 implementado no *Optisystem*.

ODL	
Sweeps	Delay [ps]
1	0
2	20.83285714286
3	41.66571428571
4	62.49857142857
5	83.33142857143
6	104.1642857143
7	124.9971428571
8	145.83

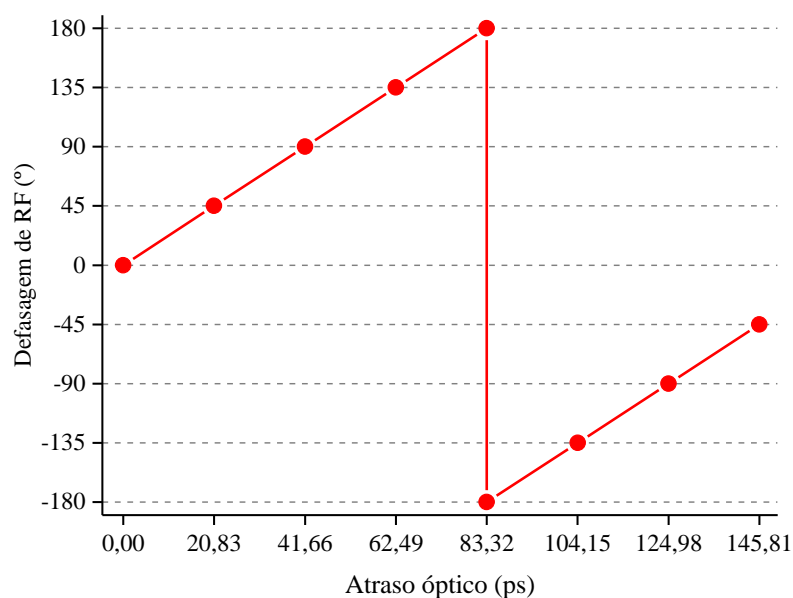
a) Sinal de RF em 6 GHz com período de 166,67 ps.



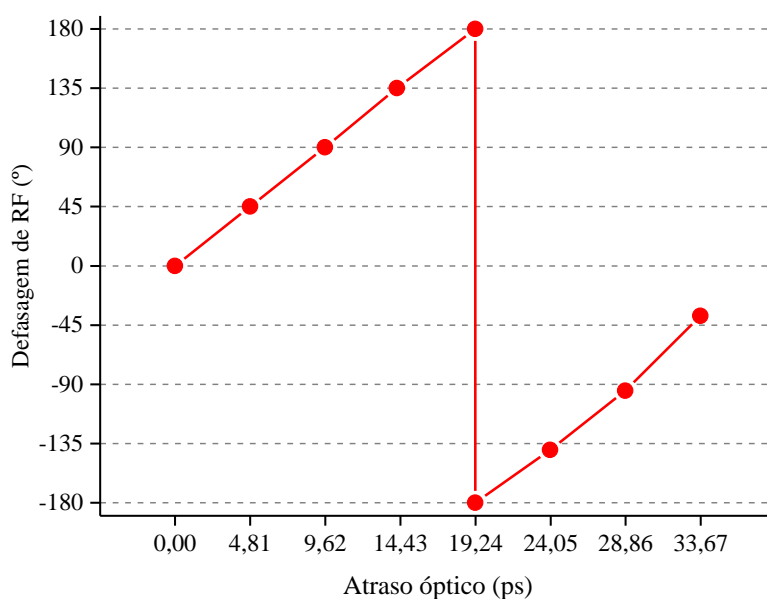
b) Sinal de RF em 26 GHz com período de 38,46 ps .

Figura 36 – Janela de configurações do ODL no simulador.

A Figura 37 apresenta a resposta de deslocamento de fase do PBPS-02, para as frequências de 6 e 26 GHz com defasagem contínua de -180° a 180° . A simulação foi dividida em 8 iterações alterando o parâmetro “Delay” da ODL até completar um período dos sinais, correspondendo um ciclo de 360° . Na figura, nota-se que o tempo de atraso para se completar um ciclo para o sinal na frequência de 26 GHz é menor do que para o sinal na frequência de 6 GHz. As iterações de 1 a 8 correspondem a um deslocamento de fase no domínio óptico de 0° , 45° , 90° , 135° , 180° , 225° , 270° e 315° . Os períodos para os sinais de 6 e 26 GHz são de 166,67 e 38,46 ps, respectivamente. É importante destacar que o defasador baseado em fotônica é contínuo, portanto, qualquer mudança de fase desejada entre 0° a 360° pode ser obtida.



a) Sinal de RF em 6 GHz com período de 166,67 ps.



b) Sinal de RF em 26 GHz com período de 38,46 ps.

Figura 37 – Defasagem do sinal de RF em função dos atrasos inseridas pelo ODL.

A Figura 38 apresenta uma investigação das respostas de amplitude e fase dos sinais de RF em função da frequência para cada defasagem relativa (φ_r) inserida pela ODL, correspondentes ao período de cada sinal de RF. Pode-se observar que não há variação de amplitude de centenas de MHz a 100 GHz, ou seja, o PBPS-02 possui desvio de amplitude nulo. O desvio fase para frequências até 40 GHz foi de

9,93°, acima dessa frequência até 100 GHz, o desvio de fase alcançou 22,41°. Apesar do alto valor do desvio de fase, nota-se que o PBPS-02 pode ser reconfigurável em frequência até 100 GHz sem qualquer alteração em sua estrutura e pode proporcionar uma defasagem contínua de 0° a 360°.

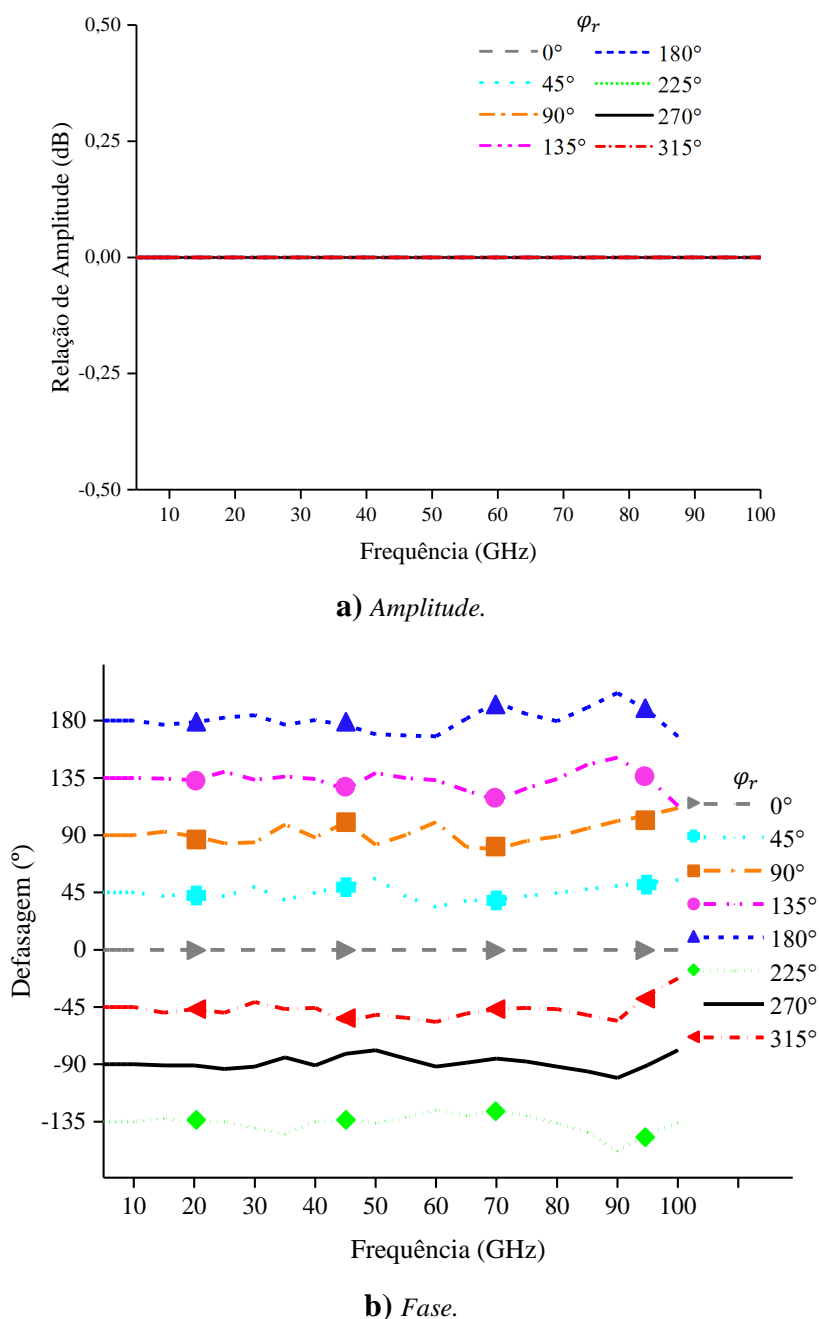


Figura 38 – Caracterização do PBPS-02 até 100 GHz.

4.3. Resultados experimentais defasador de RF – PBPS-02

A Figura 39 mostra uma fotografia da montagem referente à implementação e os equipamentos empregados para a análise experimental do PBPS-02. A Tabela 5 apresenta as principais especificações técnicas da linha de atraso óptica, tais informações foram extraídas do seu manual, disponibilizado pelo seu fabricante. Os demais componentes e equipamentos utilizados na montagem do PBPS-02 (laser, MZM e PD) estão listados nas Tabelas 2 e 3 do Capítulo anterior.

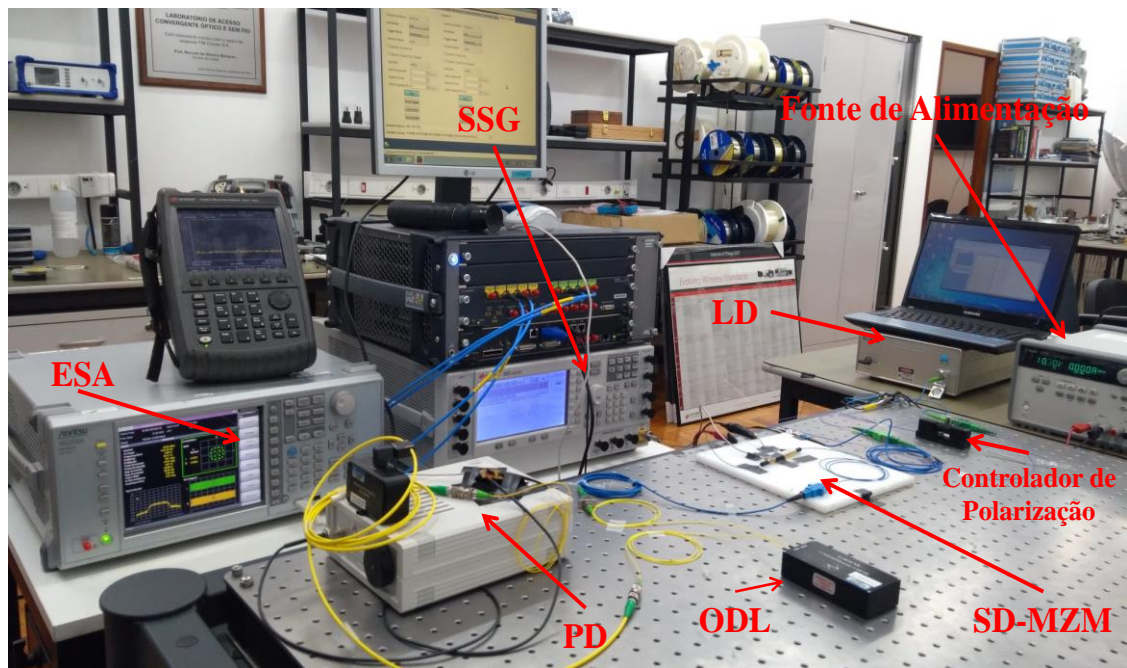


Figura 39 – Bancada de testes defasador de RF ultra faixa larga baseado em tecnologia fotônica – Versão 02. LD: laser; SD-MZM: modulador Mach Zehnder; ODL: linha de atraso óptica sintonizável; PD: fotodetector; SSG: gerador escalar de sinais; OSA: analisador de espectro óptico; ESA: analisador de espectro elétrico.

Tabela 5 – Especificação técnica da ODL.

Linha de atraso óptica (ODL)	
Número de Identificação	ODL-600
Mecanismo de controle do atraso	Knob (Manualmente)
Comprimento de onda de operação	Banda C
Faixa de atraso	167 ps
Resolução do atraso	2 ps por giro
Perda de inserção máxima	1 dB
Temperatura de operação	-10 a +60 °C

Inicialmente, o laser sintonizável gerou uma portadora óptica em 1544,74 nm, com potência de 11,7 dBm ao final da fibra de acoplamento de maneira a alcançar o SD-MZM. Novamente para o experimento, acrescentou-se um PC antes do modulador, para alinhar o estado da polarização da luz com o objetivo de maximizar a eficiência da modulação. O SSG gerou uma portadora de RF, a qual foi inserida na entrada elétrica do MZM com potência de 12 dBm. Assim, ajustando-se $V_{bias} = 3,04 V$ para obter o modo de operação QP do modulador Mach-Zehnder, conseguiu-se o sinal apresentado na Figura 40, medido pelo OSA. Utilizou-se para essa medida uma portadora de RF cuja frequência foi de 26 GHz.

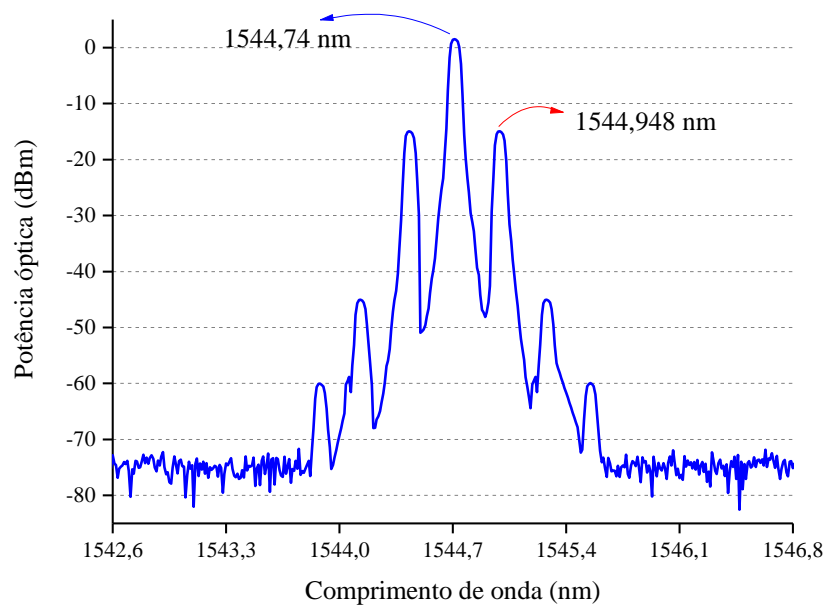
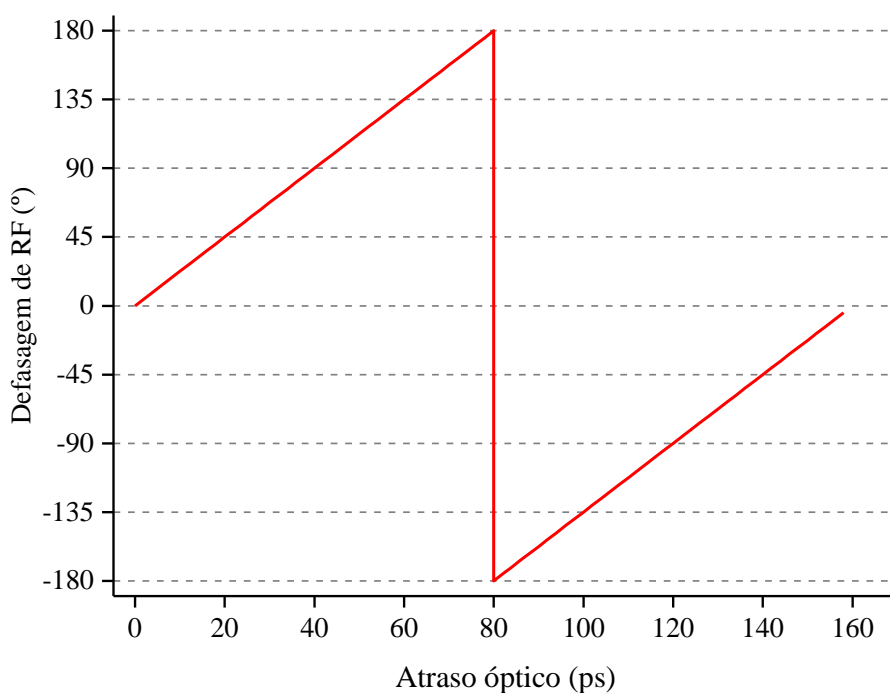
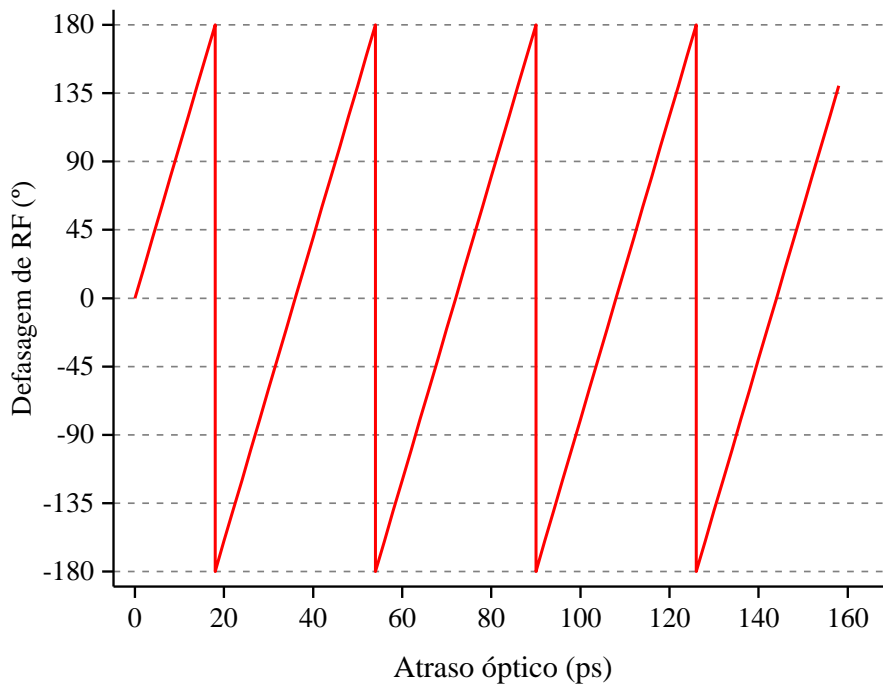


Figura 40 – Espectro óptico apresentando o ponto de quadratura do SD-MZM através do ajuste da V_{bias} .

O sinal de saída do SD-MZM chega à ODL, a qual realiza o processamento de retardo do sinal de RF baseado em fotônica de micro-ondas. De acordo com o manual do fabricante, a ODL atrasa 2 ps a cada giro do *knob*, ou seja, o número de voltas que deve ser dado no botão para completar um ciclo (defasagem de 360°) é diferente para valores de frequência distintos. Um sinal de RF cuja frequência vale 6 GHz, possui período igual a 166,67 ps, com isso a variação de 2 ps causa uma defasagem aproximadamente de 4,5°. Um sinal de RF cuja frequência vale 26 GHz, possui período igual a 38,46 ps, com isso a variação de 2 ps causa uma defasagem aproximadamente de 20°. A Figura 41 mostra esse efeito e demonstra que é possível observar que para uma mesma janela de atraso, mais ciclos um sinal de RF completará quanto mais alta for a frequência. De acordo com o manual da ODL, apresentado na Tabela 5, o atraso máximo que esse dispositivo pode causar é de 167 ps, ou seja, o PBPS-02 possui uma frequência mínima para poder alcançar uma defasagem contínua de 0° a 360°, a qual vale $f_{min} = 1/167 \times 10^{-12} = 5,988 \text{ GHz}$.



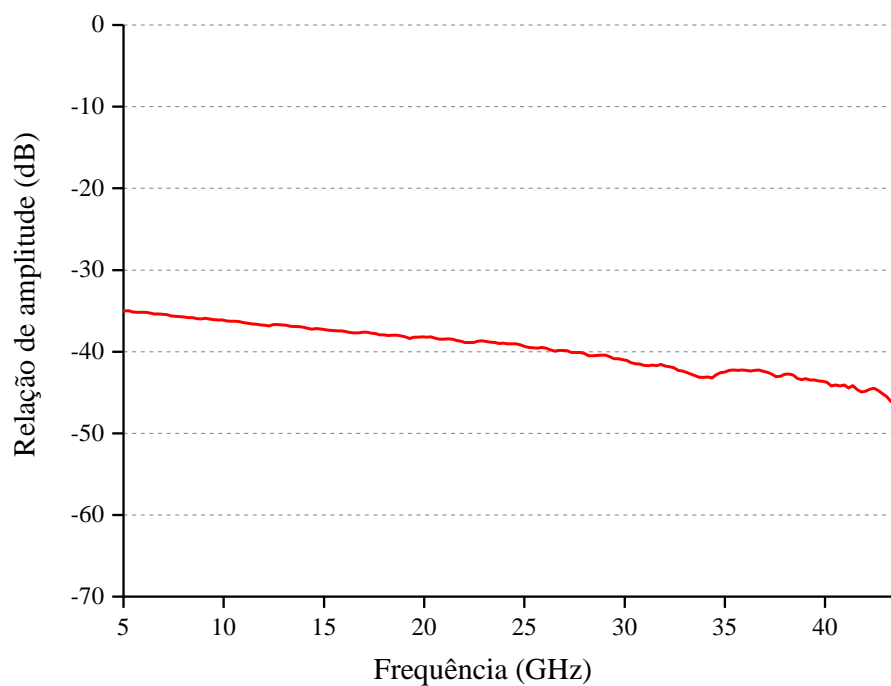
a) Sinal de RF em 6 GHz.



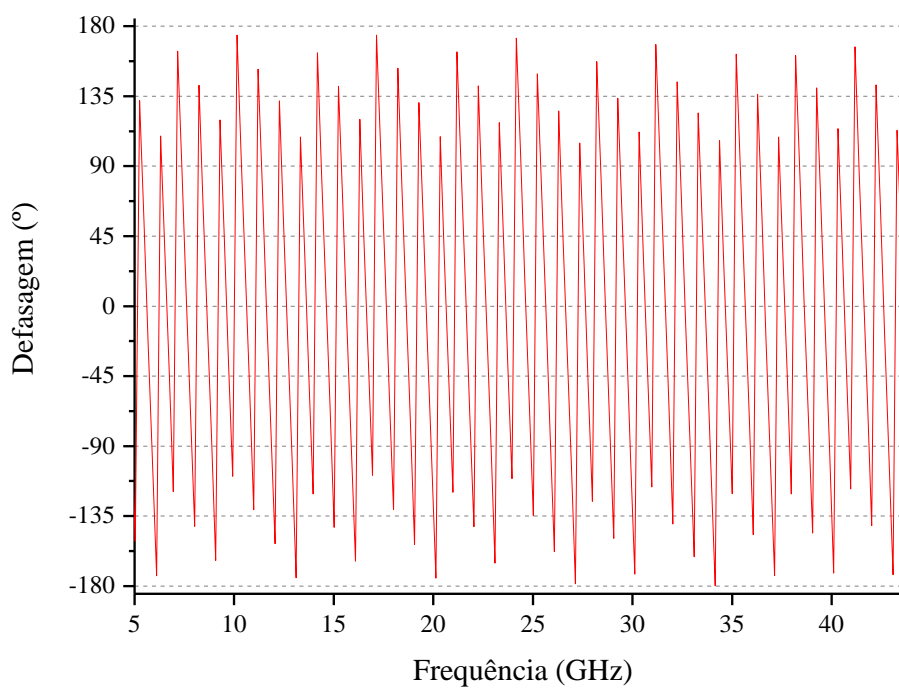
b) Sinal de RF em 26 GHz.

Figura 41 – Defasagem de RF em função do atraso óptico inserido pelo ODL.

O PNA foi utilizado para medir o coeficiente de transmissão (S_{21}) e analisar os seus dados de amplitude e fase. Realizou-se a calibração do PNA e ajustou-se para gerar um sinal na faixa de frequência de 5 a 43,5 GHz com potência de 12 dBm, mesmas informações geradas com o SSG. Conectou-se a porta 1 do PNA ao MZM e o PD foi ligado a porta 2. A Figura 42 apresenta as respostas em amplitude e fase para a faixa de frequência de análise. A resposta em amplitude se mostrou coerente com queda em função do aumento da frequência devido as perda da conversão eletro-óptica do modulador e óptica-elétrica do fotodetector, bem como perdas nos cabos de RF. Valer mencionar que a resposta em amplitude permaneceu inalterada conforme o atraso na ODL era modificado. A resposta em fase revela que a defasagem varia em função da frequência para um mesmo valor de atraso ajustado.



a) *Resposta em amplitude*



b) *Resposta em fase*

Figura 42 – *Caracterização do PBPS-02.*

Por fim, a Tabela 6 apresenta um comparativo entre alguns trabalhos existentes na literatura de defasadores de RF baseado em fotônica e os dois modelos proposto nesta dissertação.

Tabela 6 – Comparativo entre trabalhos anteriores e o atual.

Autor / data	ZHANG e outros / 2012 [52]		CHAN e outros / 2012 [47]		X. WANG e outros / 2013 [53]		X. WANG e outros / 2013 [33]		W. LI e outros / 2014 [48]		X. WANG e outros / 2015 [49]		T. LI e outros / 2016 [32]		CUNHA / 2018 PBPS-01		CUNHA / 2018 PBPS-02		
	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	
Parâmetro																			
Simulado ou Experimental	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	Exp.	Fotônico	
Eletrônico ou Fotônico																			
Número de parâmetros de controle	1	2	1	2	2	1	2	2	2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
Defasagem (°)	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	0 - 360	
Largura de faixa (GHz)	11 - 43	2 - 16	13,5 - 18,5	2 - 16	15 - 20	13 - 26,5	8 - 38	6,5 - 26,5	10 - 43,5	5,988 - 43,5	5 - 100	5 - 100	5 - 100	5 - 100	5 - 100	5 - 100	5 - 100	5 - 100	
Desvio de amplitude (dB)	<1	<3	<3	<3	<3	<3	<3	<3	<3	<3	<5	<5	<1,7	<0,002	0	0	0	0	
Desvio de fase (°)	0	<2	<5	<2	<5	0	-	<4,5	-	<0,05	-	<0,05	<22	<0,05	-	<0,05	<22	<22	
Resolução (°)	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	
Número de dispositivos ópticos	5	3 + 1 (elétrico)	5	5	5	4	8	7	5	4	5	5	5	5	5	5	5	5	3

Capítulo 5

5. Conclusões e trabalhos futuros

O principal objetivo deste trabalho foi desenvolver um defasador de RF ultra faixa larga baseado em fotônica de micro-ondas de baixo custo para aplicações em arranjos de antenas com controle de fase. No Capítulo 1 foi apresentada a contextualização sobre a evolução das comunicações ópticas, destacando a interação entre micro-ondas e a optoeletrônica, a qual originou a fotônica de micro-ondas. Além disso, visando mobilidade e alta capacidade, foram descritas as demandas por serviços móveis destacando o surgimento de novas aplicações, tais como cidades inteligentes, IoT e redes 5G. Nesse contexto, os dispositivos de RF baseados em fotônica tem chamado a atenção por apresentarem uma banda de operação mais larga, quando comparado aos dispositivos puramente eletrônicos. O Capítulo 1 continuou com a realização de uma revisão bibliográfica sobre defasadores de RF. A revisão foi feita buscando os defasadores baseados em eletrônica e em tecnologia fotônica. Sendo este, um tópico importante para o trabalho, o qual foi fundamental para se conhecer o estado da arte neste campo, e assim, permitir salientar as principais contribuições das técnicas utilizadas.

No Capítulo 2 descreveu-se a área de fotônica de micro-ondas, com ênfase nos seus três principais segmentos, que são geração, distribuição e processamento de sinais de RF no domínio óptico. Realizou-se uma revisão na literatura, na qual foram apresentadas as principais técnicas relatadas nos últimos anos, incluindo a proposta de uma rede de distribuição de RF baseado em GPON.

O Capítulo 3 foi dedicado à descrição da técnica que deu origem à primeira versão do defasador de RF proposto, bem como ao seu equacionamento matemático e à sua análise numérica. O esquema do PBPS-01 foi descrito em detalhes,

informando todos os seus componentes com enfoque ao modulador Mach Zehnder, incluindo à sua curva de transmissão característica. A investigação analítica do PBPS-01 foi feita a partir do campo elétrico gerado no laser até a equação da corrente fotodetectada. O gráfico das funções de Bessel e uma representação das componentes espectrais ópticas foram inseridos no texto para facilitar o entendimento das equações. Por último, apresentou-se uma análise numérica do dispositivo proposto com base em simulações no programa *OptiSystem*. Os parâmetros dos componentes usados na concepção do modelo do simulador foram ajustados para serem os mais próximos possíveis dos componentes reais.

As simulações demonstraram que o PBPS-01 exige apenas um simples controle da tensão V_{DC} do defasador óptico para gerenciar o deslocamento de fase de RF. Os resultados numéricos demonstraram uma defasagem contínua de 5 a 100 GHz, incluindo as frequências de 6, 26, 28 e 38 GHz, que estão em bandas do espectro potenciais para as redes 5G. Especificamente, considerando a faixa de frequência de 10 a 100 GHz, observou-se um desvio de amplitude e de fase no sinal de 0,002 dB e 0,05°, respectivamente. O uso de um filtro de largura de banda mais estreita confirmou a possibilidade de desenvolver um PBPS com resposta em amplitude e fase completamente plana para uma faixa de frequência ainda maior, desde alguns MHz a 100 GHz.

Ainda no mesmo Capítulo reportou-se a implementação e os resultados experimentais do PBPS-01. Em comparação com as simulações numéricas, foram acrescentados controladores de polarização para melhorar o nível do sinal após os processos de modulação e fotodetecção. Antes de extrair os resultados, foram feitos os ajustes no esquema, incluindo potência óptica do laser e ajuste da V_{bias} para configurar o MZM para operar no MITP. Vale ressaltar que a sintonização do comprimento de onda do TOBF é um ajuste inicial, mas que deve ser feito sempre que houver mudança na frequência de operação do sistema. Apesar da atenuação causada pelo PBPS-01 ao sinal de RF, os resultados dos espectros elétricos dos sinais fotodetectados apresentaram SNR superior a 30 dB. Dado que o problema de potência baixa pode ser resolvido com um amplificador elétrico, ou mesmo um amplificador óptico baseado em Érbio (EDFA), com isso aumentar a potência da

banda lateral da modulação de RF, e assim melhorar ainda mais a SNR. A resposta em amplitude se mostrou constante; a utilização de um amplificador com ganho de 35 dB, na frequência de 35 GHz, apresentou uma relação entre a potência de RF gerada e recebida de aproximadamente 27 dB. Ao variar V_{DC} do OPS, a resposta em amplitude não apresentou desvio algum. A sintonização do filtro óptico de 1544,82 a 1545,06 nm foi realizada, por meio do ajuste da corrente I_{DC} de 580 a 1030 mA.

Por outro lado, a resposta em fase não apresentou os resultados esperados, muito provavelmente devido às mudanças no estado de polarização da luz, visto que o *setup* é composto por fibras convencionais, as quais permitem a propagação de dois modos degenerados, uma para cada eixo principal da seção transversal da fibra. Uma possível solução para este problema é o uso de fibras mantenedoras de polarização e polarizadores ópticos em pontos críticos da montagem do defasador, como por exemplo, na entrada do filtro óptico.

No Capítulo 4 realizou-se a mesma abordagem descrita no Capítulo 3, porém para a segunda versão do defasador de RF baseado em fotônica. O PBPS-02 apresenta uma estrutura mais simples e com custo efetivo mais baixo que a primeira versão, devido à ausência do filtro óptico passa-faixa sintonizável. As simulações do PBPS-02 mostraram que por meio de um simples controle no atraso óptico é possível ajustar a defasagem de 0° a 360° do sinal de RF no domínio elétrico. Porém, para um mesmo valor de atraso, as defasagens são dependentes da frequência de RF de ajuste. A resposta de relação de amplitude mostrou-se totalmente plana para toda a faixa de frequência simulada de 5 a 100 GHz, ou seja, o PBPS-02 não apresenta desvio de amplitude. Já para a resposta de relação de fase, verificou-se um desvio de fase de $9,93^\circ$ para frequências de até 40 GHz. Os resultados experimentais para o PBPS-02 mostram uma melhora em relação ao nível do sinal de RF de 10 dB, ignorando o uso do amplificador de RF da primeira versão, pela estrutura com menos componentes desta versão. Para a faixa de frequências de 5 a 43,5 GHz, o dispositivo não apresentou desvio de amplitude. A resposta em fase possui uma frequência mínima, a qual depende do máximo atraso da ODL, portanto o PBPS-02 proporciona uma defasagem contínua de 0° a 360° para a faixa de frequência de 5,988 a 43,5 GHz. Importante mencionar que para um mesmo valor de atraso, a defasagem do sinal de

RF é dependente da frequência de operação. O controle do atraso foi realizado manualmente manipulando o *knob* da ODL. Contudo, é possível tornar o controle automático adquirindo uma versão deste componente com um servo motor embutido sem aumentar significativamente o preço.

Como sugestões para trabalhos futuros, além de investigar o problema que ocorreu com o PBPS-01 quanto à oscilação na fase do sinal fotodetectado, propõe-se a extração de outros resultados, tais como as formas de onda no domínio do tempo após o PD e a medição do ruído de fase ocasionado pelo sistema, assim como para o PBPS-02. Desse modo, solucionando os problemas de defasagem, propõe-se também empregar o dispositivo em um arranjo de antenas com controle, para desempenhar as funcionalidades de direcionamento e formação de feixes.

Referências Bibliográficas

- [1] P. Sharma, S. Pardeshi, R. K. Arora, M. Singh, “A Review of the Development in the Field of Fiber Optic Communication Systems,” *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 3, no. 5, pp. 113-119, 2013.
- [2] F. Idachaba, D. U. Ike, O. Hope, “Future Trends in Fiber Optics Communication”, *World Congress on Engineering (WCE)*, 2014 IAENG, London, UK, 2014.
- [3] M. J. Li, D. A. Nolan; “Optical Transmission Fiber Design Evolution,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, pp. 1079-1092, 2008.
- [4] S. K. Routray, “The Changing Trends of Optical Communication,” *IEEE Potentials*, vol. 33, no. 1, pp. 28-33, Jan.-Feb. 2014.
- [5] E. Agrell, M. Karlsson, A. R. Chraplyvy, et al. “Roadmap of optical communications,” *Journal of Optics*, vol. 18, no. 6, pp. 1-40, 2016.
- [6] A. A. M. Saleh, J. M. Simmons, “Evolution toward the next-generation core optical network,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 9, pp. 3303-3321, Sept. 2006.
- [7] N. J. Gomes, P. P. Monteiro, A. Gameiro, “Next generation wireless communications using radio over fiber”, 1 ed. Wiley, 2012.
- [8] J. P. Yao, “Microwave Photonics,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 1–4, pp. 314–335, 2009.
- [9] C. Liu, J. Wang, L. Cheng, M. Zhu, G. K. Chang, “Key Microwave-Photonics Technologies for Next-Generation Cloud-Based Radio Access Networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 20, pp. 3452-3460, Oct.15, 15 2014.

- [10] A. Ng'oma, "Radio-over-Fiber Techniques for Millimeter Wave Wireless Applications," *2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Paphos, 2015, pp. 1-4.
- [11] E. R. Neto, J. R. G. da Rosa, M. A. F. Casaroli, I. F. da Costa, A. M. Alberti, Arismar Cerqueira S. Jr., "Implementation of an opticalwireless network with spectrum sensing and dynamics resource allocation using optically controlled reconfigurable antennas", *International Journal of Antennas and Propagation*, April, 2014.
- [12] J. Capmany, D. Novak, "Microwave photonics combines two worlds," *Nature Photonics*, vol. 1, no. 6, pp. 319–330, 2007.
- [13] J. Capmany, I. Gasulla, D. Pérez, "Microwave photonics - The programmable processor," *Nature Photonics*, vol. 10, pp. 6–8, 2016.
- [14] CISCO, "Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016–2021" *White Paper*, pp 1-35, 2017.
- [15] HUAWEI, "White Paper on Technological Developments of Optical Networks" *White Paper*, pp 1-21, 2016.
- [16] T. S. Rappaport, et al., "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!," *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335-349, 2013.
- [17] S. Rangan, T. S. Rappaport, E. Erkip, "Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366-385, March 2014.
- [18] W. Li, J. Yao, "Investigation of Photonically Assisted Microwave Frequency Multiplication Based on External Modulation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 11, pp. 3259-3268, Nov. 2010.
- [19] R. M. Borges, D. Mazzer, T. R. R. Marins, Arismar Cerqueira Sodré Jr, "Photonics-based tunable and broadband radio frequency converter," *Optical Engineering*, vol. 55, no. 3, 2016.

- [20] S. A. S. Melo, N. G. González, D. F. Noque, A. Cerqueira Sodré, J. C. R. F. Oliveira, R. M. Borges, N. Cañas-Estrada, “Photonic-assisted microwave amplification using four-wave mixing,” *IET Optoelectronics*, pp. 1–6, 2015.
- [21] A. L. M. Muniz, R. M. Borges, R. N. da Silva, D. F. Noque, Arismar Cerqueira S., “Ultra-broadband Photonics-Based RF Front-End Toward 5G Networks,” *Journal of Optical Communication and Networking*, vol. 8(11), pp. 35-42 (2016).
- [22] P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti, G. Serafino, A. Capria, S. Pinna, D. Onori, C. Porzi, M. Scaffardi, A. Malacarne, V. Vercesi, E. Lazzeri, F. Berizzi, A. Bogoni, “A fully photonics-based coherent radar system”, *Nature*, vol. 507, pp. 341-345, 2014.
- [23] V. Vercesi , D. Onori , Arismar Cerqueira S. Jr. , A. Bogoni , M. Scaffardi, “Tunable dual-frequency lidar exploiting a mode-locked laser for integrated coherent radar-lidar architectures”, *OFC - Optical Fiber Communication Conference*, 2015.
- [24] Y. Zhang, S. Pan, "Frequency-multiplying microwave photonic phase shifter for independent multichannel phase shifting," *Optics Letters*, vol. 41, pp. 1261-1264, 2016.
- [25] T. P. Young, T. T. Chen, Y. C. Chiang, "Appropriate reflected power control for vital signal radar adopting phase shifting method," *2015 IEEE MTT-S 2015 International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)*, Taipei, Taiwan, pp. 78-80, 2015.
- [26] S. Alessandro, M. C. De Bilio, I. Pomona, S. Coco, G. Bavetta, A. Laudani, "Analog Beamforming Network for Ka band Satellite on the Move Terminal with phase shifting technique based on I/Q mixer," *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, France, pp. 1467-1470, 2015.
- [27] S. Akbari, M. Amirpour, E. A. Sani, M. N. Azarmanesh, “A ka-band phase shifter based on a new four-state MEMS switch,” *2017 Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, Tehran, Iran, pp. 541-545, 2017.

- [28] Y. Wang, Z. Yu, J. Liang, X. Gao, L. Zhu, "Ultra-wideband 45° phase shifter based on multi-section broadside coupling structure," *2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Pequim, China, pp. 336-338, 2016.
- [29] M. Y. Frankel, P. J. Matthews, R. D. Esman, et al., "Practical optical beamforming networks," *Optical and Quantum Electronics*, vol. 30, pp. 1033-1050, 1998.
- [30] B. M. Schiffman, "A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 6, no. 2, pp. 232-237, April 1958.
- [31] S. T. Winnall, A. C. Lindsay, G. A. Knight, "A wide-band microwave photonic phase and frequency shifter," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 6, pp. 1003-1006, Jun 1997.
- [32] T. Li, E. H. W. Chan, X. Wang, X. Feng, B. Guan, "All-Optical Photonic Microwave Phase Shifter Requiring Only a Single DC Voltage Control," *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 4, pp. 1-8, Aug. 2016.
- [33] X. Wang, E. H. W. Chan, R. A. Minasian, "All-Optical Photonic Microwave Phase Shifter Based on an Optical Filter With a Nonlinear Phase Response," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 20, pp. 3323-3330, Oct.15, 2013.
- [34] T. Yang, M. Zhan, D. Jiang, "A novel tunable inverted microstrip phase shifter based on liquid crystal, " *2015 IEEE International Conference on Communication Problem-Solving (ICCP)*, Guilin, China, pp. 575-577, 2015.
- [35] Y. Huang, J. Bao, X. Li, Y. Wang, Y. Du, "A 4-bit switched-line phase shifter based on MEMS switches," *10th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, Xi'an, China, pp. 405-408, 2015.

- [36] Z. Iskandar et al., "A 30–50 GHz reflection-type phase shifter based on slow-wave coupled lines in BiCMOS 55 nm technology," *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, Londres, Inglaterra, pp. 1413-1416, 2016.
- [37] M. S. B. Cunha, R. N. Da Silva, R. M. Borges, S. A. Cerqueira, "Photonics-based RF phase shifter for ultra-broadband communications," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Águas de Lindoia, Brasil, pp. 1-5, 2017.
- [38] G. M. Rebeiz, Guan-Leng Tan e J. S. Hayden, "RF MEMS phase shifters: design and applications," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, no. 2, pp. 72-81, Jun 2002.
- [39] A. A. Generalov, D. V. Lioubtchenko, A. V. Räisänen, "Reconfigurable mm-wave phase shifter based on high impedance surface with carbon nanotube membrane MEMS," *Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM)*, Montreal, QC, Canadá, pp. 1-3, 2015.
- [40] I. B. Vendik, O. G. Vendik, E. L. Kollberg, V. O. Sherman, "Theory of digital phase shifters based on high-Tc superconducting films," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 8, pp. 1553-1562, Aug 1999.
- [41] H. Hayashi, T. Nakagawa, K. Araki, "A miniaturized MMIC analog phase shifter using two quarter-wave-length transmission lines," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 1, pp. 150-154, Jan 2002.
- [42] J. R. Bray, L. Roy, "Development of a millimeter-wave ferrite-filled antisymmetrically biased rectangular waveguide phase shifter embedded in low-temperature cofired ceramic," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 7, pp. 1732-1739, July 2004.
- [43] K. Maruhashi, H. Mizutani, K. Ohata, "Design and performance of a Ka-band monolithic phase shifter utilizing nonresonant FET switches," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 8, pp. 1313-1317, Aug 2000.

- [44] M. Nikfalazar et al., "Low bias voltage tunable phase shifter based on inkjet-printed BST MIM varactors for C/X-band phased arrays," *2015 10th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Paris, França, pp. 413-416, 2015.
- [45] J. Wang, Z. Shen, L. Zhao, "UWB 90° phase shifter based on broadside coupler and T-shaped stub," in *Electronics Letters*, vol. 52, no. 25, pp. 2048-2050, 12 8 2016.
- [46] D. Yang, Z. Zhu, P. Liu, "Simulation and design of Ku band seven bit digital phase shifter based on ADS," *2016 17th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT)*, Wuhan, China, pp. 1437-1439, 2016.
- [47] E. H. W. Chan, W. Zhang, R. A. Minasian, "Photonic RF Phase Shifter Based on Optical Carrier and RF Modulation Sidebands Amplitude and Phase Control," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 23, pp. 3672-3678, Dec.1, 2012.
- [48] W. Li, W. H. Sun, W. T. Wang, N. H. Zhu, "Optically controlled microwave phase shifter based on nonlinear polarization rotation in a highly nonlinear fiber," *Optics Letters*, vol. 39, no. 11, pp. 3290-3293, 2014.
- [49] X. Wang, J. Yang, E. H. W. Chan, X. Feng, Bai-Ou Guan, "Photonic microwave phase shifter based on dual-sideband phase-control technique," *Optics Letters*, vol. 40, no. 15, pp. 3508-3511, 2015.
- [50] A. Loayssa, F. J. Lahoz, "Broad-band RF photonic phase shifter based on stimulated Brillouin scattering and single-sideband modulation," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 208-210, Jan. 1, 2006.
- [51] W. Li, N. H. Zhu, L. X. Wang, H. Wang, "Broadband Phase-to-Intensity Modulation Conversion for Microwave Photonics Processing Using Brillouin-Assisted Carrier Phase Shift," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 24, pp. 3616-3621, Dec.15, 2011.

- [52] S. Pan, Y. Zhang, "Tunable and wideband microwave photonic phase shifter based on a single-sideband polarization modulator and a polarizer," *Optics Letters*, vol. 37, no. 21, pp. 4483-4485, 2012.
- [53] X. Wang, E. H. W. Chan, R. A. Minasian, "Optical-to-RF phase shift conversion-based microwave photonic phase shifter using a fiber Bragg grating," *Optics Letters*, vol. 39, no. 1, pp. 142-145, 2014.
- [54] J. Shen, G. Wu, W. Zou, J. Chen, "A photonic RF phase shifter based on a dual-parallel Mach-Zehnder modulator and an optical filter," *Applied Physics Express*, vol. 5, no. 7, 2012.
- [55] H. Chen, Y. Dong, H. He, W. Hu, L. Li, "Photonic radio-frequency phase shifter based on polarization interference," *Optics Letters*, vol. 34, no. 15, pp. 2375–2377, 2009.
- [56] F. Zhang, S. Pan, "Microwave photonic signal generation for radar applications," *2016 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)*, Nanjing, China, pp. 1-3, 2016.
- [57] 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.
- [58] 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.
- [59] 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

- [60] 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.
- [61] G. Qi, J. P. Yao, J. Seregelyi, C. Belisle, S. Paquet, "Generation and distribution of a wide-band continuously tunable mm-wave signal with an optical external modulation technique", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 10, pp. 3090-3097, Oct. 2005.
- [62] G. Qi, J.g Yao, J. Seregelyi, S. Paquet, C. Belisle, "Optical generation and distribution of continuously tunable millimeter-wave signals using an optical phase modulator," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 9, pp. 2687-2695, Sept. 2005.
- [63] R. P. Braun, G. Grosskopf, D. Rohde, F. Schmidt, "Low-phase-noise millimeter-wave generation at 64 GHz and data transmission using optical sideband injection locking," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, no. 5, pp. 728-730, May 1998.
- [64] U. Gliese et al., "A wideband heterodyne optical phase-locked loop for generation of 3-18 GHz microwave carriers," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 4, no. 8, pp. 936-938, Aug. 1992.
- [65] X. S. Yao, L. Maleki, "Optoelectronic oscillator for photonic systems," in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 1141-1149, Jul 1996.
- [66] X. Chen, J. Yao, Z. Deng, "Ultrannarrow dual-transmission-band fiber Bragg grating filter and its application in a dual-wavelength single-longitudinal-mode fiber ring laser," *Optics Letters*, vol. 30, no. 16, pp. 2068-2070, 2005.
- [67] B. Lin, S. C. Tjin, M. Jiang, P. Shum, "Tunable microwave generation based on a dual-wavelength fiber laser with an inverse-Gaussian apodized fiber Bragg grating," *Applied Optics*, vol. 50, no. 25, pp. 4912-4916, 2011.

- [68] B. Lin, M. Jiang, S. C. Tjin, P. Shum, "Tunable Microwave Generation Using a Phase-Shifted Chirped Fiber Bragg Grating," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 18, pp. 1292-1294, Sept.15, 2011.
- [69] M. J. Fice, E. Rouvalis, F. van Dijk, A. Accard, F. Lelarge, C. C. Renaud, G. Carpintero, A. J. Seeds, "146-GHz millimeter-wave radio-over-fiber photonic wireless transmission system," *Optics Express*, vol. 20, no. 2, pp. 1769-1774, 2012.
- [70] C. Zhang, S. Liang, H. Zhu, W. Wang, "Widely tunable dual-mode distributed feedback laser fabricated by selective area growth technology integrated with Ti heaters," *Optics Letters*, vol. 38, no. 16, pp. 1769-1774, 2013.
- [71] B. Pan, D. Lu, L. Zhang, L. Zhao, "Widely Tunable Amplified Feedback Laser With Beating-Frequency Covering 60-GHz Band," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 19, pp. 2103-2106, Oct.1, 1 2015.
- [72] J. A. Chiddix, H. Laor, D. M. Pangrac, L. D. Williamson, R. W. Wolfe, "AM video on fiber in CATV systems: need and implementation," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, no. 7, pp. 1229-1239, Sep 1990.
- [73] A. J. Cooper, "'Fibre/radio' for the provision of cordless/mobile telephony services in the access network," in *Electronics Letters*, vol. 26, no. 24, pp. 2054-2056, 22 Nov. 1990.
- [74] J. Yao, "A Tutorial on Microwave Photonics," *Photonics Society Newsletter*, vol. 24, no. April, pp. 4-12, 2012.
- [75] P. T. Dat, A. Kanno, T. Kawanishi, "Radio-on-radio-over-fiber: efficient fronthauling for small cells and moving cells," in *IEEE Wireless Communications*, vol. 22, no. 5, pp. 67-75, October 2015.
- [76] R. Waterhouse, D. Novack, "Realizing 5G: Microwave Photonics for 5G Mobile Wireless Systems," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 8, pp. 84-92, Sept. 2015.

- [77] R. N. Da Silva, M. S. B. Cunha, I. F. da Costa, S. A. Cerqueira, "GPON-based front-end architecture for 5G networks," *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Águas de Lindoia, Brasil, pp. 1-5, 2017.
- [78] K. Wilner, A. P. van den Heuvel, "Fiber-optic delay lines for microwave signal processing," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 64, no. 5, pp. 805-807, May 1976.
- [79] R. A. Minasian, "Photonic signal processing of microwave signals," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, pp. 832-846, Feb. 2006.
- [80] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, S. Sales, "Discrete-time optical Processing of microwave signals," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 2, pp. 702-723, Feb. 2005.
- [81] E. Sarailou, A. Ardey, P. J. Delfyett, "A Linearized Intensity Modulator for Photonic Analog-to-Digital Conversion Using an Injection-Locked Mode-Locked Laser," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 21, pp. 4042-4047, Nov.1, 1 2014.
- [82] H. Chi, J. P. Yao, "A photonic analog-to-digital conversion scheme using Mach-Zehnder modulators with identical half-wave voltages," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 567-572, Jan. 2008.
- [83] G. C. Valley, "Photonic analog-to-digital converters," *Optics Express*, vol. 15, no. 5, pp. 1955-1982, 2007.
- [84] R. Wu et al., "Tunable and Selectable Multipassband Microwave Photonic Filter Utilizing Reflective and Cascaded Fiber Mach-Zehnder Interferometers," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 13, pp. 2660-2668, July, 2017.
- [85] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, "A tutorial on microwave photonic filters," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 201-229, 2006.

- [86] G. Yu, W. Zhang, J. A. R. Williams, "High-performance microwave transversal filter using fiber Bragg grating arrays," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 1183-1185, Sept. 2000.
- [87] H. Roussel, R. Helkey, "Optical frequency conversion using a linearized LiNbO₃ modulator," in *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 11, pp. 408-410, Nov 1998.
- [88] W. S. Wall, M. A. Foster, "Ultra-Wideband Gain in Microwave Photonic Links using Four-Wave Mixing," *Conference on Lasers and Electro-Optics*, 2012.
- [89] W. S. Fegadolli, C. d. S. Martins, O. L. Coutinho, V. R. Almeida, J. E. B. Oliveira, "Highly linear electrooptic modulator with suppression of even-order distortions," *2009 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Belem, Brasil, pp. 192-196, 2009.
- [90] A. A. Ferreira Jr., J. A. J. Ribeiro, R. H. Souza, N. A. Roso, O. L. Coutinho, J. E. B. Oliveira, "Large signal analysis of photonic-assisted millimeter wave upconversion using Mach-Zehnder modulators," *16° SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11° CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2014, Curitiba. Proceedings of MOMAG 2014.
- [91] J. J. O'Reilly, P. M. Lane, R. Heidemann, R. Hofstetter, "Optical generation of very narrow linewidth millimetre wave signals," in *Electronics Letters*, vol. 28, no. 25, pp. 2309-2311, 3 Dec. 1992.