

Tese apresentada à Pró-Reitoria de Pós-Graduação e Pesquisa do Instituto Tecnológico de Aeronáutica, como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências no Programa de Pós-Graduação em Ciências e Tecnologias Espaciais, Área de Sensores e Atuadores Espaciais.

**André Paim Gonçalves**

**TOPOLOGIAS DE RF EM FOTÔNICA PARA RECEPÇÃO DE  
SINAIS RADAR DE BANDA LARGA**

**Tese aprovada em sua versão final pelos abaixo assinados:**

  
Prof. Dr. Olympio Lucchini Coutinho  
Orientador

Prof<sup>a</sup>. Dra. Emília Villani  
Pró-Reitora de Pós-Graduação

Campo Montenegro  
São José dos Campos, SP – Brasil  
2022

**Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)**

**Divisão de Informação e Documentação**

Gonçalves, André Paim

Topologias de RF em fotônica para recepção de sinais radar de banda larga / André Paim Gonçalves. São José dos Campos, 2022. 121f.

Tese de doutorado – Curso de Ciências e Tecnologias Espaciais. Área de Sensores e Atuadores Espaciais – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2022. Orientador: Prof. Dr. Olympio Lucchini Coutinho.

1. Recepção de sinais radar de banda larga. 2. Detecção auto-homódina óptica. 3. Detector de envoltória fotônica e de-chirping óptico. I. Instituto Tecnológico de Aeronáutica. II. Topologias de RF em fotônica para recepção de sinais radar de banda larga.

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

GONÇALES, André Paim. **Topologias de RF em fotônica para recepção de sinais radar de banda larga**. 2022. 121f. Tese de doutorado em Sensores e Atuadores Espaciais – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.

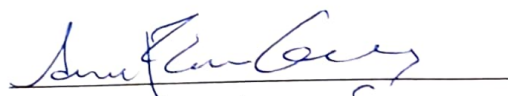
## CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: André Paim Gonçalves

TÍTULO DO TRABALHO: Topologias de RF em fotônica para recepção de sinais radar de banda larga.

TIPO DO TRABALHO/ANO: Tese / 2022

É concedida ao Instituto Tecnológico de Aeronáutica permissão para reproduzir cópias desta tese e para emprestar ou vender cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação ou tese pode ser reproduzida sem a sua autorização (do autor).



André Paim Gonçalves

Praça Marechal do Ar Eduardo Gomes, 50, Vila das Acácias.

CEP: 12228-900, São José dos Campos - SP

# **TOPOLOGIAS DE RF EM FOTÔNICA PARA RECEPÇÃO DE SINAIS RADAR DE BANDA LARGA**

**André Paim Gonçalves**

Composição da Banca Examinadora:

Prof. Dr. João Salvi Sakamoto	Presidente	- ITA
Prof. Dr. Olympio Lucchini Coutinho	Orientador	- ITA
Prof. Dr. Renato Machado	Membro Interno	- ITA
Prof. Dr. Luiz Carlos Moreira	Membro Externo	- UNISANTOS
Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro	Membro Externo	- UFF

**ITA**

## Agradecimentos

À minha esposa, Valeria, e ao meu filho, Daniel, pela compreensão das horas e momentos nos quais não estive presente, pelo incentivo e apoio nos momentos difíceis durante esta jornada, sendo sempre o meu porto seguro.

Aos meus pais pelo incentivo a trilhar o caminho do estudo, acreditar nos meus sonhos e por me mostrar a importância do conhecimento como um fator de transformação da sociedade.

Ao meu orientador Dr. Olympio Lucchini Coutinho pela amizade, paciência, orientação e transmissão de conhecimento imprescindíveis para a realização deste trabalho.

Ao amigo Felipe S. Ivo pelo apoio na fase experimental, servindo-me de instrutor na realização de todos os experimentos com muita paciência e perseverança.

Ao professor Dr. José Edimar Barbosa de Oliveira pelos ensinamentos, apoio e pela transmissão de conhecimento teórico e prático.

Aos colegas de equipe do LAB-GE, em especial ao TC (EB) Lúcio, Maj. Romildo, ao SO Newton e ao SO Antônio, pelo bom ambiente de convívio no laboratório, pelo apoio técnico de alto nível, orientações e conselhos durante este período.

Aos amigos CF Robson Ribeiro, CF Alessandro Santos, CC Gabriel e CF Silva Lopes, pela boa vontade de compartilhar seu conhecimento e pelas boas discussões durante este período.

Aos amigos, que ganhei durante esta jornada no PPGAO, pelo convívio salutar, em especial agradeço aos amigos Maj. Marcondes, Maj. Richter, TC (EB) Marcelo, Paulo Kiohara e Mansur pela motivação.

À Marinha do Brasil e à Força Aérea Brasileira, por intermédio do PPGAO e do LAB-GE do ITA, que proporcionaram uma capacitação técnica de alto nível, a qual é um alicerce fundamental frente aos desafios de ensino e pesquisa demandados pela Estratégia Nacional de Defesa.

## Resumo

Esta tese explora conceitos de micro-ondas em fotônica relacionados à detecção óptica auto-homódina visando propor arquiteturas capazes de detecção de sinais radar de banda larga. O conceito de auto-homodinação é explorado e propõem-se duas arquiteturas que permitem detecção dos sinais radar de banda larga pulsados e de ondas contínuas com modulação intrapulso linear e não linear. Essas arquiteturas são analisadas teórica e experimentalmente, onde são apresentados resultados muitas vezes acima dos observados na literatura. Primeiramente esse conceito é explorado e dá origem a uma arquitetura proposta para exercer a função de detector de envoltórias de sinais de RF pulsados de banda larga. O valor da sensibilidade tangencial do sinal atinge o valor de -40 dBm. A faixa dinâmica para 17 GHz de frequência da portadora do sinal de RF é de 36,7 dB para utilização do detector de envoltória para medir amplitude do sinal ou potência. Quando o uso do detector de envoltória fotônico for empregado em funções que não há a necessidade de medida de amplitude ou potência, a faixa dinâmica pode chegar ao valor de 56 dB. O valor de sensibilidade do sistema chega a 53 V/mW para um sinal pulsado de 17 GHz e um  $V_{\pi}$  de 10,5 V para o modulador de fase empregado. Percebe-se que esse valor de 53 V/mW se mantém quase constante para uma faixa de frequência de 13 a 20 GHz. Uma segunda arquitetura é apresentada explorando o conceito de auto-homodinação óptica. Ela é baseada na arquitetura do detector de envoltória, onde um interferômetro de Mach-Zehnder desbalanceado é colocado entre a grade de Bragg e o fotodetector de baixa velocidade, a qual estende a capacidade do sistema para medir a *chirp rate* e a envoltória do sinal. O valor mínimo de *chirp rate* possível de ser medido é de 2 MHz/ $\mu$ s para o sistema trabalhando no regime coerente. Para o sistema trabalhando no regime incoerente, a medida mínima de *chirp rate* é de 500 kHz/ $\mu$ s. Medidas exploratórias são também realizadas usando sinais pulsados e de ondas contínuas com modulação em frequência com o padrão senoidal e o triangular. No domínio do tempo, alguns sinais pulsados são utilizados como entrada visando medir o ganho de transimpedância. Com a carga de 100 k $\Omega$  acoplada no fotodetector, verifica-se o ganho de transimpedância e a capacidade de medir o intervalo de repetição de pulso dos sinais injetados na entrada do sistema.

## Abstract

This thesis explores microwave photonics concepts in related to optical self-homodyne detection aiming to propose architectures capable of broadband radar signals detection. The concept of self-modulation is explored and two architectures are proposed that allow the detection of pulsed and continuous-wave broadband radar signals with linear and nonlinear intra-pulse modulation. These architectures are analyzed theoretically and experimentally, where results are presented that are many times superior to those observed in the literature. First, this concept is explored and gives rise to a proposed architecture to perform the function of an envelope detector for wideband pulsed RF signals. The value of the tangential sensitivity of the signal reaches a value of -40 dBm. The dynamic range for 17 GHz of RF signal carrier frequency is 36.7 dB for using the envelope detector to measure the amplitude or power of the signal. When the photonic envelope detector is used for functions that do not require amplitude or power measurement, the dynamic range can be as high as 56 dB. The system sensitivity value reaches 53 kV/W for a pulsed 17 GHz signal and a  $V\pi$  of 10.5 V for the phase modulator employed. This value of 53 kV/W remains almost constant over a frequency range of 13 to 20 GHz. A second architecture is presented exploiting the concept of optical self-homodyne. It is based on the envelope detector architecture, where an unbalanced Mach-Zehnder interferometer is placed between the Bragg grating and the low-speed photodetector. This modification provided the ability to measure the chirp rate and the envelope of the signal. The minimum value of the chirp rate that can be measured is 2 MHz/ $\mu$ s for the system working in the coherent regime. The minimum measurable chirp rate for the system working in the incoherent regime is 500 kHz/ $\mu$ s. Exploratory measurements are also performed using pulsed and frequency-modulated continuous-wave signals with the sine and triangular pattern. In the time domain, some pulsed signals are used as input aiming to measure the transimpedance gain. With the 100 k $\Omega$  load attached to the photodetector, the transimpedance and the ability to measure the pulse repetition interval of the signals injected into the system input are verified.

## Lista de Figuras

Figura 1.1– Diagramas esquemático comparativo de um sistema de transmissão e processamento de RF convencional baseado em circuito eletrônico e baseado em MOF. $P_O$ – potência óptica, $RIN$ – ruído de Intensidade Relativa, $\Delta\nu_s$ – largura de linha da fonte óptica, $V_\pi$ – tensão de meia onda do modulador e $\mathcal{R}$ - responsividade do fotodetector.....	23
Figura 2.1 – Diagrama esquemático ilustrando os parâmetros medidos por um receptor de GE embarcado em uma aeronave. Os parâmetros medidos são provenientes de um radar de sinais pulsados embarcado em navio. Os eixos coordenados $x$ e $y$ formam o plano azimutal onde é medido o ângulo de chegada do sinal. ....	32
Figura 2.2 – Diagrama esquemático ilustrando as principais topologias de receptores de GE convencionais. Rx – Recebe. ....	33
Figura 2.3 – Diagrama esquemático de um receptor com digitalização direta [39]. ....	35
Figura 2.4 – Diagrama esquemático que apresenta as principais abordagens de receptores de GE baseados em MOF em três grupos. ....	36
Figura 2.5 – Diagrama esquemático que apresenta as principais abordagens de IFM baseados em MOF em três grupos quanto a forma de mapeamento de frequência. ....	36
Figura 2.7 – Diagrama esquemático que apresenta as principais abordagens de abaixadores de frequência baseados em MOF em três grupos quanto a forma de implementação do abaixamento em frequência do sinal. ....	39
Figura 2.7 – Diagrama esquemático que apresenta um resumo das principais abordagens de detectores de envoltória baseados em MOF em três grupos quanto a forma de detecção de envoltória do sinal de RF. EAM – <i>Electro-Absorption Modulator</i> ; FBG – <i>Fiber Bragg Grating</i> ; SSB-SC – <i>Single-Sideband – Supressed-Carrier</i> e DFB – <i>Distributed Feedback</i> . ....	40
Figura 2.8 - Método auto-homódino para medir a largura de linha de um sinal óptico. ....	43

- Figura 2.9 - Método auto-homódino para medir a largura de linha de um sinal óptico com um defasador em frequência, DF, com uma frequência de defasamento,  $f_D$ . ..... 47
- Figura 2.10 – Processo de batimento entre os componentes espectrais da banda lateral óptica incidente no fotodetector. O vetor tracejado representa o sinal da subportadora óptica com o valor em frequência angular composto do valor da portadora óptica,  $\omega_o$ , e da portadora do sinal de RF,  $\omega_{RF}$ . Os outros vetores representam os n-ésimos sinais da banda base que compõem o espectro da banda lateral óptica incidente no FDBV. .... 49
- Figura 2.11– Filtragem óptica dos sinais oriundos do MF visando realizar conversão PM-IM. A figura da direita apresenta a filtragem referente à resposta uniforme e a da esquerda representa um filtro com resposta com um notch. As linhas tracejadas representamos sinais que serão rejeitados e a zona de rejeição do filtro. .... 51
- Figura 2.12 - Diagrama esquemático sobre o uso de meios ópticos dispersivos para implementar a conversão PM-IM. FD – fotodetector. Adaptado de [91]. .... 52
- Figura 3.1 - Diagrama esquemático do RCV fotônico. DL - diodo laser, MF - modulador de fase, IO - isolador óptico, FO - filtro óptico, FDBV - fotodetector de baixa velocidade,  $C_J$  - capacitância de junção e  $R_C$  - carga resistiva de saída. .... 55
- Figura 3.2 - Diagrama esquemático da configuração de demonstração do CRV fotônico. DL - diodo laser, DFB – retroalimentação distribuída, CTC – controlador de temperatura e corrente, MF – modulador de fase, CO – circulador óptico de 3 portas, FBG – grade de Bragg à fibra óptica, FDBV – fotodetector de baixa velocidade, VSA – analisador vetorial de sinais, AEO – analisador de espectro óptico e OBV – osciloscópio de baixa velocidade..... 63
- Figura 3.3 - Diagrama esquemático das medidas de sinais ópticos modulados na saída da grade. A sintonia da portadora óptica em relação à banda de rejeição da grade de Bragg apodizada uniforme é mostrada. O sinal óptico com modulação por sinal de RF com potência igual a -40 dBm e 16 dBm são mostrados nas curvas número 1 e 2 respectivamente. A resposta do filtro



óptico é mostrada na curva número 3.....	65
Figura 3.4 - Medidas de sinais de vídeo à saída do FDBV para potência de RF variando na entrada do MF. (a) Potência do sinal de RF igual a 16 dBm. (b) Potência do sinal de RF igual a -3,3 dBm. (c) sinal de vídeo com 25 V para o sinal de RF na entrada com 16 dBm de potência. (d) sinal de vídeo com 25 V para o sinal de RF na entrada com 16 dBm de potência. O ganho de transimpedância foi igual a $0,5 \cdot 10^6 \Omega$ .....	66
Figura 3.5 – Medidas comparativas de TSS. (a) O sinal RF na entrada do MF óptica com frequência da portadora em 17 GHz e potência = -40 dBm. (b) O sinal de RF na entrada do MF óptico com frequência portadora em 17 GHz e potência = -30 dBm. (c) O sinal na condição de 8 dB, o ganho da transimpedância com a carga de $0,5 \cdot 10^6 \Omega$ . (d) O sinal na condição de 8 dB, o ganho da transimpedância com a carga de $27 \cdot 10^3 k\Omega$ . ....	68
Figura 3.6 - Medidas de envoltórias de sinais com modulação intrapulso. a) Potência do pulso de RF com modulação em código de Barker é de -3,5 dBm mostrado em linhas sólidas. A fase do código de Barker 4 bits e as suas transições é apresentada em deg x ms mostrada em linhas tracejadas. b) Potência do pulso de RF com modulação LFM na entrada do MF é -2,3 dBm mostrado em linhas sólidas. A fase quadrática do sinal com <i>chirp</i> no tempo foi mostrada em linhas tracejadas. c) A saída do RCV fotônico com o envelope do pulso com modulação por código Barker na entrada do MF. d) A saída do RCV fotônico com o envelope do sinal pulsado com modulação LFM na entrada do MF. ....	69
Figura 3.7 - Curva de sensibilidade para as frequências de RF de 5, 13 e 20 GHz com as diversas potências do sinal de RF na entrada do MF em comparação com a voltagem na saída do FDBV. A resistência de carga do FD é de 500 k $\Omega$ . ....	70
Figura 3.8 - Curva de sensibilidade para as frequências de RF de 5, 13 e 20 GHz com as diversas potências de RF na entrada em comparação com a tensão na saída. A carga é de 27 k $\Omega$ . A tensão varia de 1,5 mV a 18,63 V.....	71

- Figura 4.1 - Diagrama esquemático do IFM intrapulso fotônico para sinais de RF. DL - diodo laser, MF - modulador de fase, IO - isolador óptico, FO - filtro óptico, FDBV - fotodetector de baixa velocidade,  $C_J$  - capacitância de junção e  $R_C$  - impedância de carga..... 75
- Figura 4.2 - Diagrama esquemático da sintonia do laser no limite superior da banda de rejeição da grade de Bragg uniforme. .... 77
- Figura 4.3 - Diagrama esquemático da modelagem matemática do interferômetro de Mach Zehnder..... 78
- Figura 4.4 - Diagrama esquemático da sobreposição dos pulsos na saída do interferômetro de Mach Zehnder. O período de sobreposição é dividido em 3 intervalos. .... 79
- Figura 4.5 - Diagrama esquemático da configuração de demonstração do IFM fotônico. DL - diodo laser, DFB - distributed Feedback, CTC – controlador de temperatura e corrente, FBG – grade de Bragg à fibra óptica, CO – circulador óptico de 3 portas, FDBV – fotodetector de baixa velocidade, SO – sinal óptico, CP – controle de polarização óptica e AE – analisador de espectro..... 84
- Figura 4.6 - Medida obtida no analisador de espectro de baixa frequência. O valor medido de FI foi de 29 MHz com uma incerteza de 3 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE. .... 85
- Figura 4.7 - Medida obtida em analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI de 49 MHz com uma incerteza de 3 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE. .... 85
- Figura 4.8 – Medida obtida em analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI de 166,66 MHz com uma incerteza de 25 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE. .... 86
- Figura 4.9 – Medida obtida em analisador de espectro de baixa frequência. Os valores das FI centradas em 4 MHz e 10 MHz com variação de 2 MHz podem ser observados. BW – largura

de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE.....	87
Figura 4.10 – Medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV para um sinal de saída de FI. O sinal de RF de entrada apresenta uma LP de 100 $\mu\text{s}$ e uma CR de 1 MHz/ $\mu\text{s}$ . O comportamento do sinal no tempo aponta o aumento da LP pelo acréscimo do atraso entre braços do IMZ desbalanceado de 1 $\mu\text{s}$ .....	88
Figura 4.11 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando medir, no domínio do tempo, o valor da FI por intermédio da medida do período da variação temporal de um sinal pulsado para um sinal de RF pulsado na entrada do sistema com uma LP de 100 $\mu\text{s}$ e com CR de 1 MHz/ $\mu\text{s}$ .....	88
Figura 4.12 – Medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV para um sinal de saída de FI. O sinal de RF de entrada apresenta uma LP de 5 $\mu\text{s}$ e uma CR de 2 MHz/ $\mu\text{s}$ . O comportamento do sinal no tempo aponta o aumento da LP pelo acréscimo do atraso entre braços do IMZ desbalanceado de 1 $\mu\text{s}$ .....	89
Figure 4.13 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir um valor de FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 5 $\mu\text{s}$ e com CR de 2 MHz/ $\mu\text{s}$ .....	89
Figura 4.14– Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir um valor de FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 5 $\mu\text{s}$ e com CR de 5 MHz/ $\mu\text{s}$ .....	90
Figura 4.15 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir um valor de FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 20 $\mu\text{s}$ e com CR de 10 MHz/ $\mu\text{s}$ .....	91
Figura 4.16 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir um valor de FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do	

sistema com uma LP de 5 $\mu$ s e com CR de 100 MHz/ $\mu$ s. ....	91
Figura 4.17 - Diagrama esquemático da configuração de demonstração do IFM fotônico. DL - diodo laser, DFB - distributed feedback, CTC – controlador de temperatura e corrente, FBG – grade de Bragg à fibra óptica, CO – circulador óptico de 3 portas, FDBV – fotodetector de baixa velocidade, SO – Sinal óptico e AE – analisador de espectro. ....	94
Figura 4.18 – Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI de 12,5 MHz com uma incerteza de 3 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE. ....	95
Figura 4.19 – Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI de 15 MHz com uma incerteza de 5 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE. ....	95
Figura 4.20 – Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI de 240 MHz com uma incerteza de 32 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE. ....	96
Figura 4.21 – Medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV para um sinal de saída de FI. O sinal de RF de entrada apresenta uma LP de 50 $\mu$ s e uma CR de 4 MHz/ $\mu$ s. O comportamento do sinal no tempo aponta o aumento da LP pelo acréscimo do atraso entre braços do IMZ desbalanceado de 5 $\mu$ s. ....	97
Figura 4.22 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir um valor da FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 50 $\mu$ s e com CR de 4 MHz/ $\mu$ s. ....	97
Figura 4.23 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir o valor da FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 50 $\mu$ s e com CR de 1 MHz/ $\mu$ s. ....	98
Figure 4.24 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado	

ao FDBV visando inferir o valor da FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 10 $\mu\text{s}$ e com CR de 50 MHz/ $\mu\text{s}$ .....	99
Figura 4.25 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir o valor da FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 100 $\mu\text{s}$ e com CR de 500 kHz/ $\mu\text{s}$ .....	99
Figura 4.26– Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI variando senoidalmente de 0 a 115 MHz para a entrada com 17 GHz variando 2 MHz com uma taxa de variação de 500 Hz. BW – largura de banda; RBW – resolução em largura de banda; e VBW – largura de banda de vídeo. ....	102
Figura 4.27– Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI variando de 0 a 135 MHz de forma triangular para a entrada com 17 GHz. BW – largura de banda; RBW – resolução em largura de banda; e VBW – largura de banda de vídeo. ....	103
Figura 4.28– Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI variando linearmente de 0 a 125 MHz para a entrada com 17 GHz variando 2 MHz com uma taxa de variação de 500 Hz. BW – Largura de banda; RBW – Resolução em largura de banda; e VBW – Largura de banda de vídeo.....	104
Figura 4.29– Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI variando senoidalmente de 0 a 70 MHz para a entrada com 17 GHz variando 1 MHz com um período de 500 $\mu\text{s}$ . BW – largura de banda; RBW – resolução em largura de banda; e VBW – largura de banda de vídeo.....	104
Figura 4.30 – Medidas obtidas com o uso do OBV. a) medida do período de onda correspondente a IRP de 18,5 $\mu\text{s}$ . b) medida do período de onda correspondente a IRP de 12 $\mu\text{s}$ . c) medida do pulso de 5 $\mu\text{s}$ com algumas componentes espectrais filtradas. d) medida do pulso de 750 $\mu\text{s}$ .....	106

## Lista de Abreviaturas e Siglas

AC	<i>Alternating Current</i>
ACF	<i>Amplitude comparison function</i>
ADC	<i>Analog/digital converter</i>
AE	Analisador de Espectro
AEO	Analisador de Espectro Óptico
AOA	<i>Angle of Arrival</i>
AP	Amplitude do pulso
ARP	Aeronave remotamente pilotada
AWG	<i>Arbitrary Waveform Generation</i>
BW	<i>Bandwidth</i>
CI	Circuito integrado
CP	Controle de polarização
CO	Circulador óptico
CR	<i>Chirp rate</i>
CTC	Controle de temperatura e corrente
CW	<i>Continuous Wave</i>
DAH	Detecção auto-homódina
DARPA	<i>Defense Advanced Research Projects Agency</i>
DC	<i>Direct Current</i>

DF	Defasador de frequência
DFB	<i>Distributed Feedback</i>
DL	Diodo laser
DSP	<i>Digital signal processing</i>
EAFO	Enlace Analógico a Fibra Óptica
EAM	<i>Electro-absorption modulator</i>
ECM	<i>External Cavity Semiconductor</i>
ED	<i>Envelope detector</i>
ELINT	<i>Electronic Inteligency</i>
EMI	<i>Eletromagnetic Interference</i>
E/O	Conversão elétrica/óptica
ESM	<i>Electronic support measures</i>
FBG	<i>Fiber Bragg Grating</i>
FBG-PS	<i>Fiber Bragg Grating with Phase Shift</i>
FD	Fotodetector
FDBV	Fotodetector de baixa velocidade
FI	Frequência intermediária
FO	Filtro óptico
FSK	<i>Frequency shift keying</i>
FSR	<i>Free spectral range</i>
GE	Guerra Eletrônica

HEMT	<i>High electron mobility transistor</i>
HMMV	<i>Half-Maximum Modulation Voltage</i>
IFM	<i>Instant frequency measurement</i>
IMZneousta	Interferômetro de Mach-Zehnder
IRP	Intervalo de repetição de pulso
IO	Isolador óptico
LED	<i>Light emitting diode</i>
LFM	<i>Linear frequency modulation</i>
LNA	<i>Low noise amplifier</i>
LP	Largura de pulso
MF	Modulador de fase
MMZ	Modulador de Mach-Zehnder
MOF	Micro-ondas em fotônica
MWP	<i>Microwave Photonics</i>
OBV	Osciloscópio de baixa velocidade
O/E	Conversão óptica/elétrica
OPLL	<i>Optical phase-locked loop</i>
PLL	<i>Phase-locked loop</i>
PM-IM	<i>Phase modulation-intensity modulation conversion</i>
PO	Portadora óptica
POI	<i>Probability of intercept</i>



PolM	<i>Polarization modulator</i>
PSK	<i>Phase shift keying</i>
RBW	<i>Resolution bandwidth</i>
RCV	Receptor cristal vídeo
RF	<i>Radiofrequency</i>
RIN	<i>Relative intensity noise</i>
RoF	<i>Radio over fiber</i>
RWR	<i>Radar warning receiver</i>
SCM	<i>Subcarrier modulation</i>
SDLVAcy	<i>Succesive detection log vídeo amplifier</i>
SO	Sinal óptico
SSBI	<i>Signal-signal beat interference</i>
SSB-SC	<i>Single sideband-suppressed carrier</i>
TSS	<i>Tangential signal sensitivity</i>
TVT	Taxa de variação de transmissividade
UTC-PD	<i>Uni-travelling carrier - photodiode</i>
VBW	<i>Video bandwidth</i>
VSA	<i>Vector signal analyzer</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>

## Lista de Símbolos

$A(\omega_0 + \omega_{RF})$	Resposta do filtro óptico em amplitude para a frequência angular $\omega_0 + \omega_{RF}$
$A(\omega_0 - \omega_{RF})$	Resposta do filtro óptico em amplitude para a frequência angular $\omega_0 - \omega_{RF}$
$C_J$	Capacitância de junção do fotodetector
$d$	Altura do cristal de niobato de lítio empregado no modulador óptico de fase
$E_O$	Amplitude do campo elétrico da portadora óptica
$f_D$	Frequência de defasagem
$f_{IF}$	Frequência intermediária óptica
$f_{oc}$	Frequência do sinal óptico na saída em cada braço do IMZ
$f_s$	Taxa de amostragem do ADC do receptor com amostragem direta
$f_{s1}$	Taxa de amostragem do gerador de trem de pulsos
$f_{s2}$	Taxa de amostragem do ADC
$J_i(m_n)$	Função de Bessel de primeiro tipo com ordem $i$ e argumento $m_n$
$l_{coh}$	Comprimento de coerência
$m_n$	$n$ -ésimo índice de modulação
$P_{co}$	Potência da fonte óptica corrigida
$P_0$	Potência da fonte óptica
$P_{RF_m}$	Potência média do sinal de RF
$R_C$	Carga resistiva acoplada ao fotodetector
$Rect(t/T)$	Função retangular
$S(t)$	Módulo do vetor de Poynting
$T$	Largura do pulso do sinal de RF
$t_{coh}$	Tempo de coerência

$V_n$	Valor de tensão do n-ésimo componente espectral do sinal elétrico de banda base
$V_\pi$	Tensão de meia onda do modulador eletro-óptico
$Z$	Impedância de entrada do modulador de fase
$\Delta\tau$	Atraso diferencial entre os sinais na saída dos braços do IMZ
$\Delta\nu_s$	Largura de linha da fonte óptica
$\Delta\varphi_i(t)$	Fase diferencial entre esses sinais ópticos devido ao atraso entre os braços do IMZ desbalanceado
$\varphi$	Resposta em fase constante na saída do FO
$\varphi_n$	n-ésima fase da componente espectral do sinal elétrico de banda base
$\varphi_i(t)$	Variação temporal da fase do sinal óptico
$\mu$	Taxa de variação temporal da frequência do sinal de RF
$\omega_B$	Frequência angular da fundamental de banda base
$\omega_{FI}$	Frequência intermediária na saída do IFM fotônico
$\omega_{mod}$	Frequência intermediária da subportadora óptica
$\omega_{RF}$	Frequência angular da portadora do sinal de RF
$\omega_0$	Frequência angular da portadora óptica
$\mathfrak{R}$	Responsividade do fotodetector
$\tau_1$	Atraso no braço número 1 do IMZ
$\tau_2$	Atraso no braço número 2 do IMZ
$\tau(\omega)$	Coefficiente de transmissão do filtro óptico em função da frequência angular $\omega$
$\varphi(\omega)$	Fase inserida pela resposta de saída do FO em função da frequência angular $\omega$
$\varphi_{RF}(t)$	Fase com variação temporal

## Sumário

<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>21</b>
1.1. <b>Motivação .....</b>	<b>28</b>
1.2. <b>Objetivo .....</b>	<b>29</b>
1.3. <b>Contribuição .....</b>	<b>29</b>
1.4. <b>Organização .....</b>	<b>29</b>
<b>2. CONCEITOS E TÉCNICAS EMPREGADOS EM PROCESSAMENTO FOTÔNICO DE SINAIS DE RF.....</b>	<b>31</b>
2.1. <b>Contribuição da MOF para receptores de guerra eletrônica.....</b>	<b>31</b>
2.2. <b>Auto-homodinação óptica.....</b>	<b>42</b>
2.3. <b>Conversão de modulação óptica de fase para intensidade (PM-IM) .....</b>	<b>50</b>
<b>3. RECEPTOR CRISTAL VÍDEO FOTÔNICO .....</b>	<b>53</b>
3.1. <b>Princípio de funcionamento do RCV fotônico .....</b>	<b>54</b>
3.2. <b>Modelamento matemático do RCV fotônico .....</b>	<b>56</b>
3.3. <b>Considerações teóricas sobre o RCV fotônico .....</b>	<b>60</b>
3.4. <b>Experimento e análise de resultados.....</b>	<b>62</b>
<b>4. MEDIDOR DE MODULAÇÃO DE FREQUÊNCIA INTRAPULSO RADAR COM TOPOLOGIA FOTÔNICA.....</b>	<b>73</b>
4.1. <b>Princípio de funcionamento do IFM intrapulso radar com topologia fotônica</b>	<b>74</b>
4.2. <b>Modelamento matemático do IFM intrapulso fotônico para sinais de RF .....</b>	<b>75</b>
4.3. <b>Considerações teóricas sobre o IFM intrapulso fotônico para sinais de RF .....</b>	<b>82</b>
4.4. <b>Experimento e análise de resultados.....</b>	<b>83</b>
4.4.1. <b>Medidas investigativas realizadas em regime incoerente do IMZ .....</b>	<b>93</b>
4.4.2. <b>Medidas investigativas realizadas extrapolando as considerações do modelo teórico</b>	<b>102</b>
<b>5. CONCLUSÕES.....</b>	<b>108</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>112</b>
<b>ANEXO A - PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DO TRABALHO DE TESE. ....</b>	<b>121</b>

# 1. Introdução

Na metade da década de 60 do século passado, percebeu-se um descompasso de interesses na indústria relacionado às aplicações em defesa em comparação com a indústria civil de sistemas eletrônicos [1]. Em geral, a tecnologia de projetos de sistemas militares baseava-se em circuitos com componentes eletrônicos discretos, pesados, volumosos e pouco confiáveis. Tais características constituíam na ocasião uma restrição distante das demandas crescentes por sistemas cada vez mais complexos, tais como: sistemas aeroembarcados e sistemas espaciais. Nesse sentido, a tecnologia de circuitos integrados (CI) encontrou forte aderência na implementação de sistemas eletrônicos para aplicações militares [1]. A Força Aérea Estadunidense foi a primeira instituição a usar CI em seus projetos, unificando várias funções eletrônicas em um circuito integrado monolítico [2]. Desde então, a tecnologia de CI tem proporcionado um crescente aprimoramento no desenvolvimento de sistemas militares. O impulso inicial da defesa foi crucial para que a indústria de sistemas eletrônicos para aplicações civis amadurecesse de forma acelerada. Nas últimas décadas, observa-se uma inversão desse comportamento, onde a eletrônica em aplicações militares tem seguido as tendências da indústria civil, buscando aplicações duais. Em ambas as aplicações, o comportamento descrito pela lei de Moore aponta para um gargalo tecnológico para o desenvolvimento de novos sistemas, em função da limitação da quantidade de transistores e outros componentes que podem ser integrados [1] [3].

Em paralelo, os sistemas de RF evoluíram diante da necessidade de alcançarem frequências mais elevadas e maior largura de banda, impulsionando o desenvolvimento de novas tecnologias. Porém, restrições ainda se mostram presentes em termos de consumo de energia, banda de frequência, baixo peso e redução de custo. Com o desenvolvimento das comunicações ópticas, a tecnologia de Micro-ondas em Fotônica (MOF) surge como uma nova oportunidade para contornar as limitações impostas nos sistemas RF convencionais baseados na tecnologia de eletrônica convencional, tais como: CI, guias de ondas, cabos coaxiais e circuitos de microfitas.

A MOF é uma área do conhecimento que surgiu nos anos 70, beneficiando-se dos avanços dos dispositivos empregados nas comunicações ópticas [4,5]. O termo Micro-ondas em Fotônica é usado nesta tese como uma unificação da tradução de diversos termos encontrados no idioma inglês, em especial os termos *Microwave Photonics* (MWP) e *Radio*

*Over Fiber* (RoF). A MOF é uma área do conhecimento que emprega dispositivos optoeletrônicos para geração, transmissão e processamento de sinais de RF [5]. Visando o processamento e a transmissão óptica de sinais elétricos, um sistema de MOF necessita de estágios de conversão de sinal elétrico para óptico (E/O) e de óptico para elétrico (O/E). A conversão do sinal de RF para óptico e depois do óptico para elétrico ocorre por modulação óptica e fotodetecção, respectivamente [5,6].

A modulação óptica pode ocorrer por intermédio de duas técnicas. A primeira é conhecida como modulação direta, onde o sinal óptico é modulado por um sinal de corrente elétrica que alimenta a fonte óptica, em geral um diodo laser ou um LED (*Light-Emitting Diode*). Uma segunda forma é a modulação externa, quando a modulação óptica ocorre externamente à fonte óptica por intermédio de um modulador óptico. Tal dispositivo produz uma variação de fase ou de intensidade no sinal óptico em função de um sinal elétrico de modulação nele aplicado [7].

A detecção do sinal óptico pode ser incoerente ou coerente. O método coerente consiste na forma de detecção do sinal óptico modulado mantendo as características iniciais do campo elétrico referentes à fase [8]. Para tal intento, há um processo de mistura do sinal óptico de interesse com um sinal óptico gerado por uma fonte local, que serve como uma referência de fase. A detecção coerente permite uma maior flexibilidade em formatos de modulação, já que a informação pode ser codificada em amplitude e fase, ou alternativamente tanto em componentes em fase (I) como em quadratura (Q) de um sinal óptico portador [8]. Já a fotodetecção incoerente não permite a detecção de tais características do sinal óptico, pois não tem o processo de mistura do sinal com um sinal local de referência de fase. O fotodetector, por ser um detector quadrático, elimina as informações de fase [8]. A detecção direta é um caso de fotodetecção incoerente [8].

A Figura 1.1 ilustra o diagrama esquemático comparativo das duas tecnologias de processamento e transmissão de sinais RF, convencional e MOF.

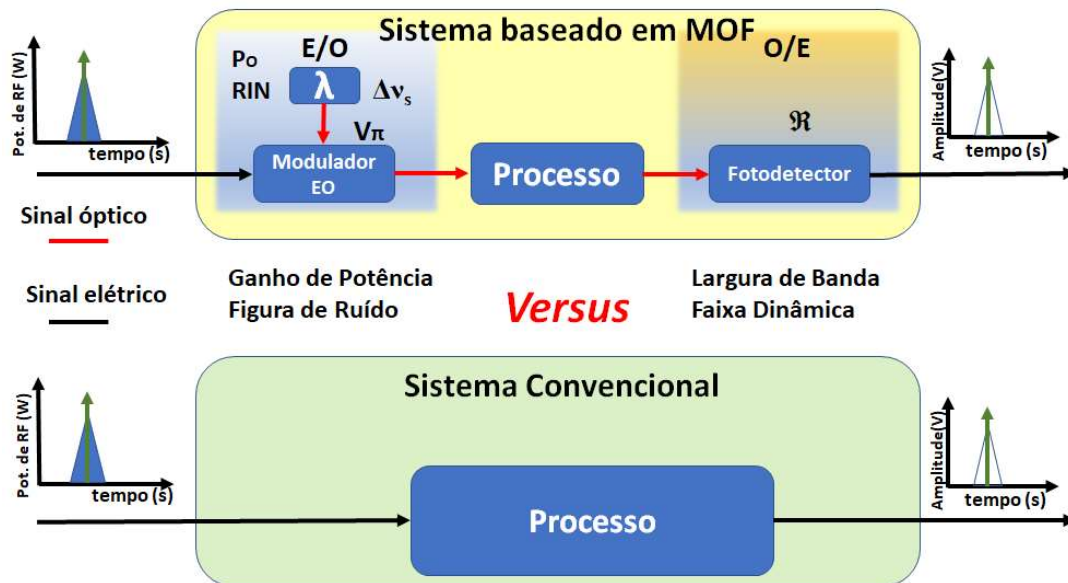


Figura 1.1– Diagramas esquemático comparativo de um sistema de transmissão e processamento de RF convencional baseado em circuito eletrônico e baseado em MOF.  $P_0$  – potência óptica, RIN – ruído de Intensidade Relativa,  $\Delta\nu_s$  – largura de linha da fonte óptica,  $V_\pi$  – tensão de meia onda do modulador e  $\mathcal{R}$  - responsividade do fotodetector

Na parte superior da Figura 1.1, mostra-se um sistema baseado em MOF composto de um estágio de entrada, um estágio de processamento e um estágio de saída. O estágio de entrada é formado por uma fonte óptica e um modulador eletro-óptico como conversor de sinal elétrico para óptico. O estágio de saída do sistema é formado por um fotodetector, responsável pela conversão do sinal óptico para elétrico. As principais figuras de mérito utilizadas para avaliar os componentes optoeletrônicos dos estágios de entrada e de saída são mostradas na figura. Estas métricas são abordadas em mais detalhes posteriormente neste texto. Na parte inferior da Figura 1.1, mostra-se um sistema convencional realizando a mesma tarefa. Os dois casos, tanto o convencional como o baseado em MOF, são comparados de forma global por algumas figuras de mérito relacionadas com a entrada e saída de RF do sistema. De forma não exaustiva, cita-se algumas figuras de méritos empregadas em sistemas de RF, tais como: ganho de potência; figura de ruído; largura de banda; faixa dinâmica; ganho de conversão, esta última muito utilizada em análise de misturadores e detectores de envoltória. Cabe ressaltar que os parâmetros dos dispositivos optoeletrônicos de conversão E/O e O/E têm impactos fundamentais sobre o desempenho global dos sistemas, analisados com ponto de vista funcional de entrada e de saída de RF [6].

Os estágios de entrada e saída dos sistemas baseados em MOF apresentaram resultados

melhores devido ao desenvolvimento rápido dos sistemas de comunicação óptica e de dispositivos optoeletrônicos. Essa evolução de seus componentes e, assim, de seus parâmetros permitiram evolução das figuras de mérito em comparação com sistemas baseados em circuitos eletrônicos [9]. De forma não exaustiva, cita-se alguns exemplos a seguir. O ruído de intensidade relativa (*Relative Intensity Noise-RIN*) do diodo laser (DL), que afeta o nível de ruído do sistema de MOF, foi melhorado a partir de -135 dB/Hz nos anos 80 até aos atuais -168 dB/Hz [10], [11]. A largura da linha do laser ( $\Delta\nu_s$ ), que poderia ser convertida em frequência de micro-ondas, ruídos de fase ou amplitude, indesejáveis em diferentes sistemas MOF, foi reduzida de 7,5 GHz para 0,01 Hz [12], [13]. A potência óptica de saída ( $P_o$ ) do laser, que está associada ao ganho de potência do sistema de RF, ou eficiência de conversão, foi impulsionada de vários mW para 2 W [14,15]. A tensão de meia-onda do modulador eletro-óptico ( $V_\pi$ ) foi reduzida de 84 V para valores que hoje podem chegar até 0,8 V [16], [17]. A largura de banda de modulação de RF na entrada do modulador óptico evoluiu de cerca de 1 GHz para valores de até 500 GHz [18], [19]. Cabe acrescentar que a tensão de meia-onda é uma grandeza inversamente proporcional ao ganho de potência de RF. Além disso, os fotodetectores (FD) estão disponíveis com alta velocidade de resposta, responsividade ( $\mathcal{R}$ ) e grande largura de banda de RF. Por exemplo, fotodiodo de único portador (*Uni-travelling-carrier photodiodes-UTC-PD*) com uma banda de RF na saída de cerca de 300 GHz [20], responsividades em torno de 95 A/W [21], e potência óptica de saturação de até 22 dBm [22] já foram relatados. A combinação desses componentes de altíssimo desempenho para compor um sistema baseado em MOF proporciona uma sensível melhora das figuras de mérito relacionadas com os estágios de entrada e de saída de sistemas MOF. Cabe ressaltar que tal fato torna possível, em diversos casos, dizer que o rendimento de sistemas baseados em MOF são compatíveis e, em alguns casos, superiores aos sistemas de RF convencionais baseado em eletrônica.

Um exemplo de superioridade de sistemas baseados em MOF sobre os convencionais pode ser verificado por meio da comparação entre eles sob a perspectiva de métricas relativas à função de enlace de transmissão de sinais de RF. Os enlaces ópticos levam vantagens em comparação com os enlaces de micro-ondas convencionais, tais como cabos coaxiais ou guias de ondas. Esse fato pode ser observado nos dados referentes ao peso e a atenuação, respectivamente: 1,7 kg/km e 0,5 dB/km para fibra óptica, contra 567 kg/km e 360 dB/km para um cabo coaxial, para frequências na faixa de micro-ondas [5]. Um Enlace Analógico a Fibra Óptica (EAFO) para transmissão de sinais de RF apresenta uma atenuação constante para sinais de RF com ordem de grandeza de alguns décimos de dB/km. Porém, o sinal de RF precisa ser convertido em sinal óptico para ser transmitido pelo EAFO, e posteriormente recuperado a sua



forma elétrica original na saída do sistema, conforme a Figura 1.1. A conversão óptica do sinal de RF apresenta muita relevância no cálculo do ganho de potência em enlace de RF. Para melhorar essa métrica, é necessária uma fonte óptica de potência alta e um modulador óptico com baixo valor de tensão  $V_\pi$  [7].

O trabalho apresentado por Ackerman *et al* em 2007 é um exemplo de EAFO com grande ganho de potência de enlace de RF e baixa figura de ruído, que ainda persiste como um recorde de performance alcançado até o presente. A sua abordagem emprega alguns componentes de alto desempenho, como um laser de alta potência, que chega a 3W, e um modulador de intensidade óptica tipo Mach-Zehnder (MMZ) de saída dupla balanceada de baixa tensão  $V_\pi$ , que em 12 GHz chega a 1,33 V. Tal EAFO não utiliza amplificador óptico e opera com o modulador de intensidade polarizado no ponto de quadratura, para alcançar um ganho de potência de RF igual a 12,7 dB e um valor de figura de ruído inferior a 5,7 dB. Quando o modulador passa a operar no regime de baixa tensão de polarização, o ganho passa a ser maior que 17 dB e com figura de ruído abaixo de 6.9 dB. As duas abordagens operam em uma faixa de frequência de 6 a 12 GHz [23].

Um resultado recente foi apresentado por Peng *et al* em 2021 em [24], com uma abordagem de um EAFO com amplificação óptica que atingiu um ganho de potência de RF de 6,8 dB e um valor de figura de ruído de 25,8 dB. Essa abordagem utilizou fotodetecção balanceada e modulador óptico de intensidade polarizado no ponto de quadratura. Quando a abordagem foi alterada para o modulador operar no regime de baixa tensão de polarização e com um fotodetector simples, o ganho de potência de RF chegou a 19,3 dB e figura de ruído de 14,5 dB em 26 GHz. As duas abordagens de Peng *et al* operam em uma faixa de frequência de 0 a 40 GHz [24]. Cabe ressaltar que Peng *et al* empregam um laser de potência inferior ao de Ackerman *et al*. A fonte óptica utilizada por Peng *et al* é um diodo laser que opera no comprimento de onda de 1064 nm, largura de linha estreita, potência máxima de 20 dBm (100mW) e RIN máximo -160 dBc/Hz. O MMZ empregado tem tensão  $V_\pi$  de 4 V para uma faixa de operação em frequência de até 40 GHz. Houve amplificação óptica por meio de fibra dopada com Itérbio [24]. A abordagem de Peng *et al* apresentou um alto valor de ganho de potência de RF e faixa de operação de frequência, porém apresentou valores altos de figura de ruído em relação à abordagem implementada por Ackerman *et al*.

Inicialmente, os desenvolvimentos em MOF eram voltados para a função enlace de transmissão de sinais de RF. Aplicações em defesa e a de caráter dual em radar constituíam as principais beneficiárias desta tecnologia. Porém, com o passar do tempo, o escopo foi alargado para abranger novas áreas de desenvolvimento [25]. O campo de estudo sobre tecnologias

relacionados com a MOF tem recentemente atraído grande interesse tanto da comunidade de pesquisa como a da indústria, onde a sua importância foi identificada em aplicações emergentes, incluindo imagens médicas, futuras redes 5G e sistemas subterahertz [25]. Diversas funcionalidades em sistemas de micro-ondas vêm sendo desenvolvidas baseando-se em técnicas de MOF, tais como: filtragem, geração arbitrária de formas de onda, conversão de frequência e medição instantânea de frequência de sinais [26,27]. Os sistemas convencionais concebidos para desempenhar tais funcionalidades apresentam dificuldades para incrementar a capacidade de processar sinais com modulações complexas, por conta das limitações dos circuitos eletrônicos [28]. Os sinais de RF são considerados complexos por empregarem combinação de dois ou mais tipos de modulações [28]. Com isso, tais sinais podem variar em frequência e/ou em fase dificultando sua demodulação. Esquemas de modulações complexas permitem realizar ganho de processamento do sinal e redução da célula de resolução de imageadores, demandando entretanto grande necessidade de largura de banda e velocidade de chaveamento [29,30]. A geração de sinais de RF por intermédio da MOF tem sido buscada visando superar limitações de largura de banda dos circuitos eletrônicos [29,30].

A MOF tem proporcionado resultados com alto valor de Produto Tempo Largura de Banda (*Time-Bandwidth Product* - TBWP) para sinais com modulação em frequência. A TBWP constitui uma métrica que relaciona o produto entre a largura de banda do sinal de RF com a duração do sinal. O valor alto de TBWP em formas de onda podem encontrar numerosas aplicações em radar, comunicações de banda larga, tomografia computadorizada por micro-ondas e instrumentação moderna [29]. Um tipo bem comum de sinal de RF que apresenta alto valor de TBWP é o de modulação linear em frequência (*Linear Frequency Modulation* – LFM). Tal técnica de modulação é também conhecida como *chirp*, em português traduzida como gorjeio, quando o valor da frequência do sinal varia com o tempo, dentro da duração de um pulso [31,32]. A duração desse pulso pode ser longa, da ordem de centenas de  $\mu\text{s}$  para uma banda menor de RF, algumas centenas de MHz, ou com uma banda de algumas dezenas de GHz e uma duração de alguns  $\mu\text{s}$ . O valor típico de TBWP observado na literatura para sinais gerados por sistemas baseados em MOF chegaram a 74.000 [33].

Um sinal de RF detectado por um sistema receptor é condicionado por um estágio inicial conhecido como *front-end* de RF, que, em geral, são sinais analógicos. Os resultados do condicionamento dos sinais são alcançados em tempo real por funções elementares. Cita-se como exemplo dessas funções elementares: a filtragem; mistura ou batimento de frequência; deslocamento fase; divisão e multiplicação da frequência; alongamento ou compressão da escala de tempo; controle do tempo de sensibilidade; entre outros [32]. As funções de

processamento de sinais avançadas tendem a ser realizadas de forma digital, uma vez que o processamento de sinal digital (*Digital Signal Processing* - DSP) é flexível, repetível e preciso [32]. Funções avançadas são relacionadas às transformadas matemáticas aplicadas a processos de demodulações, modulações e outras formas de processamento dos sinais. No entanto, sistemas DSP se deparam com significativos desafios no tratamento de sinais de banda larga, em especial devido a elevado consumo de energia; tempo de latência e erros de digitalização em conversores analógico/digital (*Analog Digital Converter-ADC*), principalmente em frequências altas, já na faixa de micro-ondas [34]. Sinais analógicos podem ser processados passando-os por circuitos eletrônicos construídos a partir de capacitores, resistências, indutores, linhas de atraso, amplificadores operacionais, transístores, além de outros dispositivos não lineares, que podem ter larguras de banda de operação diferentes entre si. A limitação de banda dos sistemas eletrônicos de processamento de sinais analógicos tem a sua origem no componente de menor largura de banda [35]. Os componentes empregados em sistemas MOF podem apresentar largura de banda superiores aos componentes de RF que causam essa limitação de banda nos sistemas eletrônicos [35].

A superação das limitações de banda de frequência de operação e de velocidade de chaveamento observadas nos sistemas eletrônicos por sistemas baseados em MOF trouxe a possibilidade de desenvolvimento de receptores de RF multifuncionais. Estes receptores são capazes de executar comunicações, detecção radar e funções de guerra eletrônica (GE) [36]. Esses sistemas são considerados de alto interesse em aplicações militares [36]. De acordo com o Departamento de Defesa estadunidense, por intermédio de um documento expedido em 2014 pela DARPA, há a tendência de que a próxima geração de tecnologia de receptores multifuncionais exigirá substanciais ganhos em vários parâmetros-chave de desempenho.

DARPA é a sigla para *Defense Advanced Research Projects Agency*, que em português significa Agência de Pesquisa de Projetos Avançados de Defesa. Essa agência expõe a necessidade de os futuros sistemas de RF aumentarem a faixa de frequência de operação para valores superiores a 18 GHz e largura de banda instantânea para valores maiores que 1 GHz. Também relata a necessidade de aumentar a faixa dinâmica livre de espúrios em valores da ordem de  $120 \text{ dBHz}^{2/3}$  e melhoria de sensibilidade dos receptores a valores abaixo de -90 dBm. Além disso, associa-se um interesse contínuo de reduzir o tamanho, peso, consumo de energia e custo do sistema [6]. Para isso, a DARPA propôs a aplicação de componentes fotônicos e EAFO em tais receptores, buscando melhorias significativas dos parâmetros de desempenho citados acima. Componentes fotônicos de sistemas baseados em MOF podem operar em frequências altas e com larguras de banda, da ordem de algumas centenas de GHz [19]. Tais

componentes podem converter eficazmente sinais elétricos de RF para a faixa óptica, bem como recuperá-los a sua forma elétrica original [5].

Algumas arquiteturas foram propostas visando detectar sinais de comunicações pulsados como os de modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) utilizando uma quantidade de componentes reduzidas e eliminando a necessidade de uso de oscilador local (OL). Essas arquiteturas empregam uma técnica de detecção óptica coerente conhecida como auto-homódina e que consiste na detecção direta de um sinal óptico com modulação de banda lateral única de portadora suprimida, abordada com mais detalhes no Capítulo 2 [37–39]. Pelo fato da modulação QAM ser similar a empregada em radares pulsados de banda larga, essa técnica pode ser empregada para detectar tais sinais de radares.

As arquiteturas auto-homódinas apresentam a possibilidade, por conta de serem compostas por poucos componentes simples, de uso embarcado em plataformas que apresentam restrições de espaço e de consumo energia. Diante dessa constatação, percebe-se que o problema de se embarcar receptores de GE com capacidade de sinais de banda larga com baixo consumo de energia, peso e volume se tornam factíveis. Tais receptores fotônicos de GE podem evitar alguns inconvenientes observados em receptores de circuito eletrônicos de GE baseados em super-heterodinagem e digitalização direta. Dentre esses inconvenientes destacam-se a menor banda instantânea, menor faixa de frequência de operação, menor velocidade de chaveamento, maior consumo de energia, maior volume e peso dos sistemas convencionais baseados em circuitos eletrônicos em comparação com os baseados em MOF conforme apresentados no Capítulo 2.

## 1.1. Motivação

A auto-homodinação óptica se mostra com grande potencial de emprego para detecção de sinais radar de banda larga e atualmente não tem sido explorada amiúde, sendo esta uma motivação de carácter acadêmica que fomentou este trabalho de pesquisa, complementada por uma motivação de carácter aplicado que se apresenta a seguir. A Marinha do Brasil detém, entre outras tarefas atribuídas pela Constituição Federal, a responsabilidade de vigilância e proteção da Amazônia Azul. Essa área é assim chamada pois seu tamanho em  $\text{km}^2$  é equivalente a área da Amazônia brasileira [40]. Diante de uma área tão imensa, constitui um grande desafio a realização de vigilância eletromagnética, em especial de sinais radar de banda larga. A busca por novas tecnologias disruptivas de receptores de GE embarcados em navios, aeronaves, carros

de combate, aeronaves remotamente pilotados (ARP) e satélites constitui desta forma uma motivação de caráter aplicado a defesa nacional.

## **1.2. Objetivo**

Esse trabalho tem como objetivo propor topologias originais de receptores de GE que empregam MOF para detectarem sinais radar, buscando elevada largura de banda, diminuição considerável da necessidade de utilização de circuitos de RF de alta frequência, associado ainda a redução de peso, volume, consumo de energia e facilidade de manuseio.

## **1.3. Contribuição**

Este trabalho contribui na proposição de novas arquiteturas de receptores de GE para sinais radar de banda larga com o emprego de conceitos de auto-homodinação óptica, com circuitos ópticos simples e com poucos componentes. O estudo de auto-homodinação óptica e seu emprego na proposição de novas arquiteturas visando se beneficiar das benesses da MOF, como elevada largura de banda, diminuição considerável da necessidade de circuitos de RF de alta frequência, associado ainda a redução de peso, volume, consumo de energia e facilidade de manuseio. Tais características são ideais para receptores de GE embarcados em aeronaves, navios, carros de combate, *cubsat* e ARP, onde o aproveitamento de espaço é crítico, bem como peso e consumo de energia. Cabe ressaltar que a Marinha do Brasil, as demais Forças Singulares e a Indústria Nacional de Defesa poderão se valer dos conceitos e topologias desenvolvidas por esse trabalho.

## **1.4. Organização**

Esta tese está organizada com o objetivo de propor topologias de receptores de GE que empregam MOF para detectarem sinais radar de banda larga. No primeiro capítulo foram abordados aspectos de contextualização, identificação de lacunas e oportunidades, além de destacar a motivação, objetivo e contribuição. Ainda nesse capítulo, algumas figuras de mérito foram abordadas de forma não exaustiva, tais como ganho de conversão, faixa dinâmica, faixa de frequência de operação e figura de ruído para comparação entre as abordagens. O segundo capítulo faz uma fundamentação teórica sobre conceitos relacionados à GE, à auto-

homodinagem óptica, à coerência de fase de sinais ópticos e às técnicas de conversão de modulação óptica de fase para intensidade, que constituem aspectos teóricos essenciais envolvidos nas arquiteturas propostas nos capítulos seguintes. O terceiro capítulo aborda especificamente a proposta de um receptor baseado em detector de envoltórias de banda larga de GE baseado em auto-homodinação óptica e ganho de transimpedância. Nesse capítulo, são apresentados ainda resultados teóricos e experimentais obtidos em laboratório para validação da arquitetura proposta. O quarto capítulo versa sobre uma arquitetura de um receptor de GE de banda larga que mede parâmetros interpulsos e intrapulsos por intermédio da geração de uma FI. O sinal elétrico na saída do FDBV é uma FI dependente da variação em frequência do sinal de RF de entrada. Da mesma forma que no capítulo anterior, um desenvolvimento teórico e validação experimental é apresentada também no Capítulo 4. Por fim, o quinto capítulo traz as conclusões do trabalho e apresenta sugestões para a realização de trabalhos futuros.

## 2. Conceitos e Técnicas Empregados em Processamento Fotônico de Sinais de RF

Esse capítulo apresenta conceitos e técnicas baseadas em MOF para processamento de sinais de RF necessários ao entendimento das abordagens apresentadas neste trabalho. Inicialmente, é feito um estudo comparativo das principais arquiteturas de receptores de GE implementadas por circuitos eletrônicos e por sistemas baseados em MOF. Depois, um estudo é conduzido expondo os principais conceitos aplicados nas topologias baseadas em MOF de receptores de sinais de radar de banda larga propostas nessa Tese.

### 2.1. Contribuição da MOF para receptores de guerra eletrônica

Para entender as contribuições da MOF para receptores de guerra eletrônica (GE) é necessário entender como as arquiteturas de receptores típicos de GE funcionam e quais são as suas limitações. Essa seção pretende apresentar o seu princípio de funcionamento básico e suas limitações, bem como, tecer comparação dessas arquiteturas convencionais com as baseadas em MOF.

Os receptores de sinais de RF voltados para a GE são equipamentos que determinam parâmetros dos sinais de RF incidentes em suas antenas. Tais parâmetros são empregados para comparação com valores previamente conhecidos, visando a classificação de sinais interceptados de plataforma emissoras de radiação eletromagnética, por exemplo, sistemas radares. Dentre os principais parâmetros mensurados, pode citar: frequência da portadora de sinais de RF de onda contínua (*Continuous Wave - CW*) e pulsada; largura de pulso (LP); amplitude de pulso (AP); intervalo de repetição do pulso (IRP); e ângulo de chegada (*Angle of arrival - AOA*) [41,42]. A figura mostra um receptor de GE embarcado em uma aeronave recebendo e medindo os parâmetros de sinais pulsados oriundos de um radar embarcado em um navio conforme a Figura 2.1.

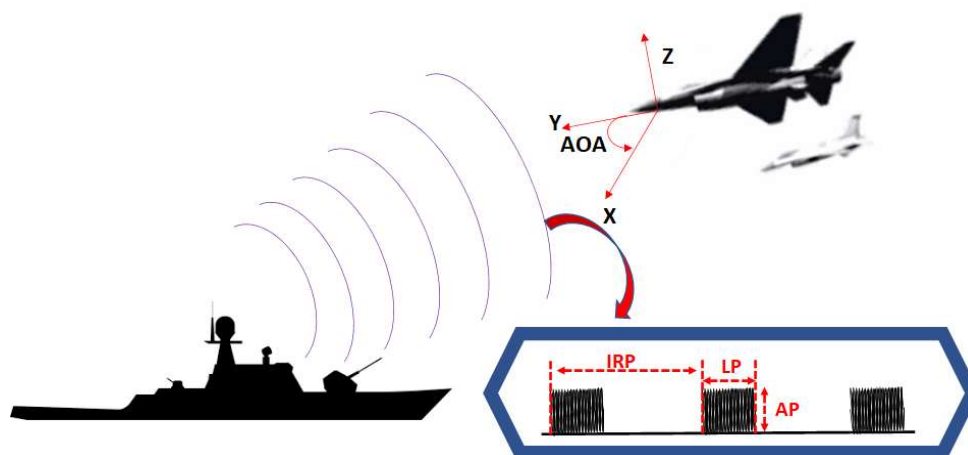


Figura 2.1 – Diagrama esquemático ilustrando os parâmetros medidos por um receptor de GE embarcado em uma aeronave. Os parâmetros medidos são provenientes de um radar de sinais pulsados embarcado em navio. Os eixos coordenados  $x$  e  $y$  formam o plano azimutal onde é medido o ângulo de chegada do sinal.

Ressalta-se que há uma diferença entre receptores de sinais de GE e os receptores de radar ou de sistema de comunicações. A diferença reside no fato que o sistema de recepção de GE recebe diversos sinais com parâmetros diferentes e tenta classificar os sistemas emissores. Um receptor de GE realiza verificações das possíveis correlações dos parâmetros medidos com os valores existentes em um banco de dados. O resultado dessas correlações é uma listagem em ordem decrescente de probabilidade de todos os possíveis emissores catalogados no banco de dados. Já os receptores de sistemas radar e de sistemas de comunicação são otimizados para receberem somente os sinais previamente conhecidos e otimizados para o fim a que se destinam. Os receptores GE são geralmente de banda de operação muito largas, da ordem de 0,5 a 40 GHz, Já outros tipos de receptores de RF têm faixas de operação em frequência muito restritas, da ordem frações de GHz, dedicados a receber e reconhecer somente as formas de ondas previamente destinadas a eles [41].

O tempo disponível para a reação da plataforma e o grau de especialização do operador são critérios adotados para dividirem os receptores de GE em 3 tipos, como: o Receptor de Alerta Radar (*Radar Warning Receiver - RWR*); o Receptor de Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica -MAGE (*Electronic Support Measures – ESM*); e o Receptor ELINT (*Electronic Inteligency*) [41].

O primeiro tipo apresenta os parâmetros das emissões de forma simplificada, levando-se em conta os graus de ameaças e os ângulos de chegada desses sinais. O segundo tipo de receptor é um sistema que mede parâmetros visando a análise de operador especializado. Nessa



análise, o sistema assistido pelo operador realiza diversos processos de correlações com o seu banco de dados de emissores e compara com as informações obtidas por outros sensores. E a última comparação é conhecida como fusão de dados. O último tipo de receptor grava todo o ambiente eletromagnético de forma indexada com o tempo e ângulo de chegada dos sinais. O receptor ELINT está associado com as atividades de inteligência de sinais, o que necessita de muito tempo para análise das correlações e de levantamento de padrões. Os resultados dessas atividades abastecem os bancos de dados dos receptores MAGE e RWR [41–43]. O processo de correlação para determinação do emissor depende da máxima obtenção de parâmetros possíveis para se tornar confiável [42].

As arquiteturas empregadas em receptores de GE mais conhecidas na literatura podem ser resumidas em 4 classes: a *wide open*; super-heteródina; acusto-óptica; e digital [41]. Essas classes visam apresentar a melhor solução levando em consideração alguns requisitos, tais como: ter 100% de probabilidade de interceptação (*Probability of Intercept - POI*) dos sinais, a maior banda de operação, maior banda instantânea, maior sensibilidade e maior quantidade de medidas de parâmetros do sinal de RF de interesse com precisão [42]. Um diagrama esquemático apresenta as principais arquiteturas convencionais de receptores de GE, compostas por circuitos eletrônicos, conforme a Figura 2.2.

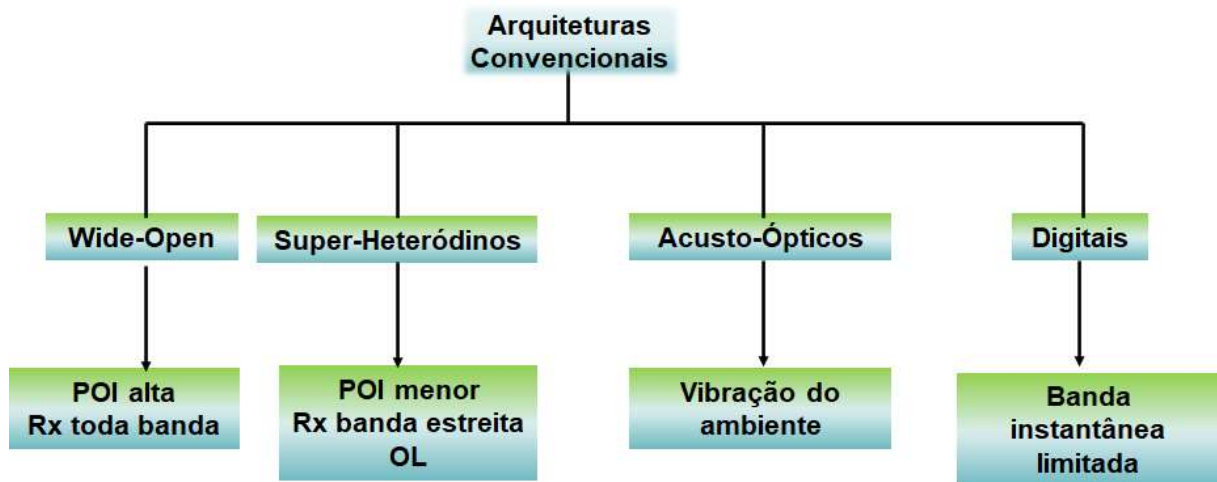


Figura 2.2 – Diagrama esquemático ilustrando as principais topologias de receptores de GE convencionais. Rx – Recebe.

A primeira e mais simples é a arquitetura *wide open*. Ela visa ter capacidade de detectar todos os sinais incidentes ao longo de sua faixa de operação em frequência, isto é, a banda instantânea é a mesma banda de operação do sistema. Com isso, o sistema *wide open* pode apresentar alta taxa de POI dos sinais. Porém, esses tipos de receptores perdem a capacidade de discriminar as frequências e fases dos sinais alvo. Tais receptores são baseados em detecção

quadrática de sinais, onde ocorre o processo de detecção das envoltórias dos sinais e a perda da informação de fase e de frequência de cada sinal alvo [42]. A frequência da portadora do sinal e sua variação são informações muito importantes para análise do sinal. Como os receptores *wide open* não fornecem essas informações, uma solução para se estimar as frequências dos sinais alvos é a utilização de receptor canalizado. O processo de canalização é relacionado com filtragem do sinal de RF. Cada canal é relacionado com uma faixa de frequência. Quanto mais canais, maior será a diferenciação dos sinais quanto à frequência. Esse processo é muito custoso quanto ao seu volume e emprego de recursos [41].

A segunda classe de receptores é a dos super-heteródinos. Esses receptores são baseados no processo de abaixamento da frequência do sinal de interesse para uma faixa fixa de frequência intermediária. A banda instantânea do receptor é a banda de frequência intermediária. Essa banda instantânea é definida e limitada pela faixa de operação do detector de envoltória e ou digitalizador [41]. O abaixamento de frequência consiste na mistura de uma frequência de referência com o sinal alvo. O sinal de referência é gerado por um OL. O resultado da mistura gera componentes referentes à soma e à subtração dos componentes espectrais dos dois sinais. A obtenção do sinal abaixado em frequência é resultado de um processo de eliminação, por filtragem, das componentes espectrais provenientes da soma dos sinais. O sinal que permanece apresenta sua banda centrada em torno de uma frequência conhecida como frequência intermediária (FI). Se a FI com sua banda estiver contida na banda instantânea do receptor, então esse sinal é recebido. Caso contrário o sinal é perdido [41]. Esse processo traz vantagens quanto à melhoria da relação sinal/ruído, pois a banda de passagem em torno da FI é muito menor que a faixa de operação do receptor. A medida de frequência é conhecida a partir da frequência de referência que varia conforme o tempo e a faixa de interesse. A desvantagem desse processo é a redução da POI, geração de frequência imagem e de outros sinais espúrios por conta do processo de mistura e filtragem [41]. A redução da POI ocorre quando há um descasamento da ocorrência da frequência de referência necessária para transladar, em frequência, o sinal de RF de interesse para a faixa de passagem do receptor.

A terceira classe de receptores de GE é a acusto-óptica, onde o sinal de RF de interesse faz com que um feixe de sinal luminoso seja modulado espacialmente, isto é, o sinal incide em posições diferentes conforme o sinal de RF [41]. Esse sinal óptico modulado espacialmente incide em uma matriz de fotodetectores e sua posição determina a frequência relacionada ao espectro do sinal de RF, funcionando como uma transformada de Fourier do sinal. A desvantagem desse sistema de recepção é a sensibilidade às vibrações do meio no qual o receptor está localizado [41].

A última classe de receptores de GE é o digital. Ele é implementado com o ADC o mais perto possível da antena visando eliminar o processo de abaixamento de frequência do sinal. O receptor é composto por três seções: *front-end*, que amplifica e filtra o sinal da antena antes de ser amostrado; o ADC; e o processamento do sinal digital. Ou seja, o ADC é utilizado diretamente sobre o sinal de RF após um condicionamento apropriado por meio de amplificação e filtragem [43], como mostrado na Figura 2.3 [41,43].

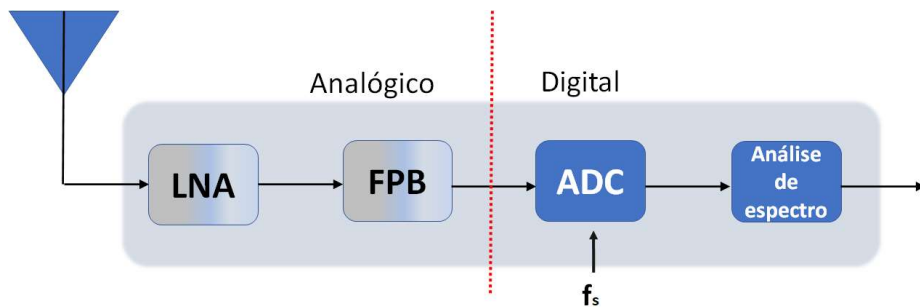


Figura 2.3 – Diagrama esquemático de um receptor com digitalização direta [43].

O processo de digitalização direta depende de ADC com altas taxas de digitalização, as quais esbarram em limitações da tecnologia baseada em semicondutores. Para se ter uma ideia, a faixa de interesse de GE é de 0,5 a 40 GHz. Aplicando-se o critério de Nyquist, a frequência de amostragem deverá ser no mínimo de 80 GHz para o limite superior do intervalo em tela. Algumas técnicas surgiram para implementar a digitalização direta. Cita-se a criação do critério sub Nyquist e *time-stretch* [41,43].

Como estes dispositivos usam ADC para fazer o abaixamento em frequência diretamente, onde isso traz limitações de banda de operação de RF. Hoje em dia, moduladores eletro-óptico têm banda de frequência de entrada maior do que ADC [44]. A potência consumida é outra limitação do ADC em relação com os dispositivos ópticos [45]. Essas limitações nortearam as pesquisas de alguns grupos de pesquisa de MOF. Cita-se o grupo da Professora Bogoni, do Professor Yao, Professor Caloz, entre outros. Esses grupos conseguiram gerar soluções que residem no ADC fotônico, filtros de *time-stretch*, abaixadores de frequência e filtros canalizados. Os pesquisadores não se limitaram tão somente em digitalização do sinal, buscaram melhorar os *front-end* dos receptores de RF de banda larga com o uso de MOF [5,26,27,34,46,47]. Diversos trabalhos relacionados com *front-end* de receptores de GE para sinais de radar de banda larga têm sido propostos. Para melhor entendimento, foi convencionado nesta tese separá-los em: medidores de frequência instantânea (*Instantaneous*

*Frequency Measurement – IFM*), abaixadores de frequência (*Down Converters*) e detectores de envoltória (*Envelope Detector – ED*). Um diagrama esquemático apresenta as principais abordagens de receptores de GE baseados em MOF agrupadas na Figura 2.4.

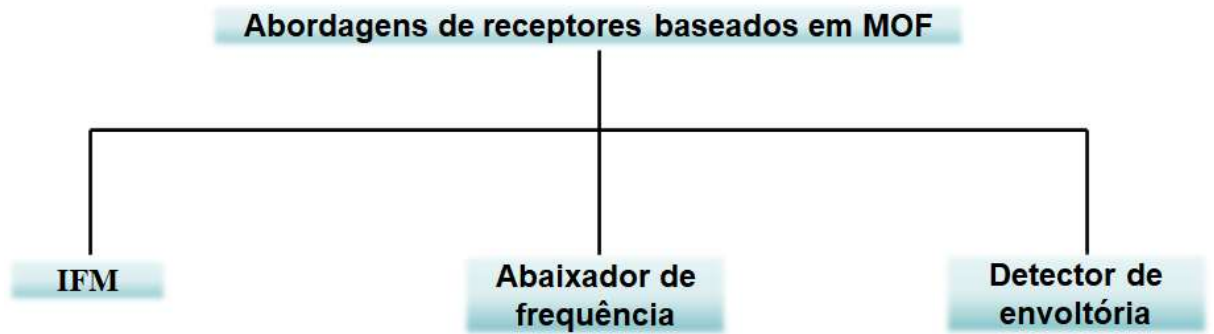


Figura 2.4 – Diagrama esquemático que apresenta as principais abordagens de receptores de GE baseados em MOF em três grupos.

Uma excelente revisão de trabalhos apresentados no campo das medições instantâneas de frequência de micro-ondas foi feita por Lam Anh Bui School em [48]. O seu objetivo é consolidar a literatura, explicar as principais implementações e rever os desenvolvimentos recentes. Em geral, as tecnologias de medição de frequência baseadas na fotônica podem ser divididas em três categorias, ou seja, mapeamento de frequência para o espaço, mapeamento de frequência para o tempo e mapeamento de frequência para a energia. Um diagrama esquemático apresenta as principais abordagens de IFM baseados em MOF agrupados na Figura 2.5.



Figura 2.5 – Diagrama esquemático que apresenta as principais abordagens de IFM baseados em MOF em três grupos quanto a forma de mapeamento de frequência.

Na primeira categoria, a medição da frequência de micro-ondas é geralmente implementada utilizando um canalizador óptico. O princípio chave desta tecnologia é dividir os sinais ópticos que são modulados por um sinal de micro-ondas de frequência desconhecida em vários canais ópticos com diferentes frequências centrais [49–53]. No entanto, este tipo de tecnologia necessita geralmente de dispositivos especialmente concebidos, tais como um banco de filtros ópticos com bandas de passagem consecutivas [49], pentes de frequência óptica [50–53], filtros Fabry-Perot com diferentes faixas espectrais livres (*Free Spectral Range - FSR*) [50], e matrizes fotodetectores [50–53]. Consequentemente, os esquemas nesta categoria são geralmente dispendiosos, volumosos e muito difíceis de conceber.

Na segunda categoria, é estabelecida uma relação inerente entre o atraso temporal do sinal portador óptico e a frequência do sinal de micro-ondas, a partir da qual podem ser identificadas múltiplas frequências simultaneamente [46] e [47]. O principal problema associado a este método é que a resolução é limitada devido à necessidade de elementos e filtros ópticos com grande dispersão. Resoluções de alguns kHz foram encontradas, porém a faixa de medição em frequência do sistema seria muito pequena, que é normalmente de poucas centenas de MHz [56].

Na terceira categoria, a frequência de um sinal de micro-ondas é instantaneamente estimada através do cálculo de uma função de comparação de amplitude (*Amplitude Comparison Function - ACF*), que pode ser medida através do acompanhamento e comparação da resposta em amplitude de filtros dependentes de potências ou da frequência. Em um esquema típico de IFM fotônico, emprega-se o acompanhamento e a comparação de níveis de sinais na saída de um filtro, com resposta senoidal em amplitude, que recebe dois sinais modulados com banda lateral dupla e sem portadora em sintonias diferentes. Esses sinais terão respostas diferentes em amplitude.

Em seguida, a frequência do sinal de micro-ondas é estimada através da comparação de potências dos dois sinais [57–59]. No entanto, para alcançar a modulação de banda dupla com supressão de portadoras, o MMZ deve ser polarizado no ponto mínimo de transmissão. Assim, o desvio do ponto de polarização do MMZ conduziria a um erro de medição significativo. Por outro lado, em outros esquemas de IFM baseados no controle da potência, os moduladores são geralmente polarizados nos pontos de quadratura. Depois os sinais ópticos modulados pelo sinal de RF de interesse passam por um dispositivo dispersivo. Os sinais ópticos modulados com comprimentos de onda diferentes [60] ou diferentes estados de polarização [61] experimentam diferentes oscilações de intensidade. Quando o sinal é fotodetectado, a saída de cada sinal é comparada e obtida a ACF que se comporta monotonicamente aumentando ou diminuindo com

a frequência do sinal de RF. Embora as medidas realizadas com a comparação de sinais com dois diferentes comprimentos de onda ou em dois estados de polarização diferentes, o sistema comporta-se bem em uma faixa de frequência. Uma falha significativa deste sistema é que o declive do ACF obtido é bastante pequeno, o que resultaria num intervalo de medição pequeno e um grande erro de medição.

A fim de alargar a faixa de medição e reduzir o erro de medição, foi implementado o conceito de desvanecimento complementar de potência com o emprego de modulação de fase e a modulação de intensidade simultaneamente [62,63]. Utilizou-se um único modulador de polarização (*Polarization Modulator - PolM*) visando simplificar a estrutura do sistema [55,58,64,65]. Além disso, outras tecnologias como o emprego em cascata de MMZ [66,67] e mistura de quatro ondas [68] também são aplicadas para implementação de medidores de frequência por mapeamento da potência.

A comparação dos métodos de mapeamento de frequência com o espaço, mapeamento de frequência com o tempo e mapeamento de frequência com a potência tem vantagens distintas em termos de estruturas simples, faixa de medição ajustável e melhor estabilidade das medições. Mesmo que o *trade-off* inerente entre o intervalo de medição e a resolução seja ainda difícil de eliminar, uma faixa ótima de medição de 40 GHz e a resolução de medição de 100 MHz tem sido simultaneamente realizada [68].

A pesquisa e análise de IFM fotônicos foram expandidas com os estudos de outros trabalhos não contemplados por Lam Anh Bui School em [48] sobre diversas arquiteturas. O método de medição de parâmetros de modulação intrapulsos utilizando uma FI modulada pelo seu envelope com detecção direta com um fotodetector de baixa velocidade não foram também contempladas no estudo feito por Lam Anh Bui School em [48].

O segundo processo pesquisado foi o de abaixamento de frequência. Ele é essencial para muitas aplicações de micro-ondas. Esse abaixamento permite a utilização de eletrônica de baixa frequência para processamento da informação contida no sinal de micro-ondas ou a conversão ao domínio digital. O abaixamento de frequência por MOF pode proporcionar benefícios de desempenho como abordado anteriormente pela questão de banda de frequência de operação e consumo de energia [9]. Os moduladores eletro-ópticos podem operar em sua entrada de RF com ampla largura de banda. Eles fazem a conversão do sinal de RF para a faixa óptica de frequência e permitem aplicar algum processo fotônico para abaixar a frequência de RF. Depois, sua conversão do sinal óptico para elétrico por intermédio de fotodetectores mais simples [9]. Um diagrama esquemático apresenta as principais abordagens de abaixadores de frequência baseados em MOF agrupados na Figura 2.6.



Figura 2.6 – Diagrama esquemático que apresenta as principais abordagens de abaixadores de frequência baseados em MOF em três grupos quanto a forma de implementação do abaixamento em frequência do sinal.

Os processos fotônicos utilizados para implementar o abaixamento de frequência envolvem a modulação de um sinal de RF de referência proveniente de um OL para realizar o abaixamento do sinal de RF de interesse, similar aos processos convencionais de eletrônica. Há diversos processos visando o abaixamento de frequência. Cita-se alguns de forma não exaustiva, tais como: abaixamento com o uso de dispositivos optomecânicos [69]; abaixamento com o emprego de osciladores optoeletrônicos de sinais de RF [70,71]; abaixamento com o uso de MMZ ou moduladores de fase (MF) em paralelo [72–74]; abaixamento com o uso de MMZ ou MF em série [75–77]; e outras mais. Os sistemas que dependem de dispositivos optomecânicos podem apresentar limitações em faixa de frequência de RF de operação e quanto à contaminação de vibrações existentes no ambiente [78]. Os abaixadores de frequências baseados em osciladores optoeletrônicos podem ter o inconveniente da instabilidade de fase do sinal de RF de referência gerado pelo oscilador optoeletrônico [71]. Para as arquiteturas que empregam os MMZ e MF em paralelo ou em série, há a necessidade de filtragem óptica antes da fotodetecção. As estruturas de MMZ em paralelo envolvem a supressão da portadora óptica e detecção balanceada [79]. A supressão da portadora óptica pode reduzir significativamente as contribuições de ruído e, assim, proporcionar maior ganho de sinal. No entanto, essas estruturas dependem de fontes ópticas locais com fase travada (*Phase Locked Loop - PLL*) [79] ou de controle de estabilização [79], o que aumenta a complexidade do sistema. Tal problema foi contornado por intermédio de uma remodelação da arquitetura anterior utilizando configurações em série [79]. Com isso o sinal pode ser modulado na mesma portadora óptica como se fosse o OL. A linearização destes esquemas remodelados com base em MF em cascata foi alcançada por meio de uma fonte laser multiplexada por duas polarizações [76] ou ajustando

a amplitude do OL [77]. O processo de linearização traz penalidades ao ganho de conversão a ambos [79].

O último processo pesquisado foi o de detecção de envoltórias. Os detectores de envoltórias muitas vezes são considerados por alguns autores como abaixadores de frequência com FI igual a zero. Contudo, os ED são dispositivos que implementam a transformada de Hilbert do sinal de RF permitindo perceber a sua envoltória, onde as informações de frequência e fase são suprimidas. Essas informações não são perdidas quando os sinais são abaixados em frequência.

Alguns ED fotônicos foram propostos para tentar resolver o problema da banda de RF de operação, simplicidade dos circuitos, evitar o uso de OL e consumo de energia. Esses ED empregam o conceito de auto-homodinação óptica tais como os trabalhos apresentados em [37–39]. Ressalta-se que o conceito de auto-homodinação óptica será estudado e aplicado no desenvolvimento de sistemas visando detecção de sinais radar de banda larga nesta tese. Um diagrama esquemático apresenta um resumo das abordagens de detectores de envoltórias baseados em MOF agrupados na Figura 2.7.

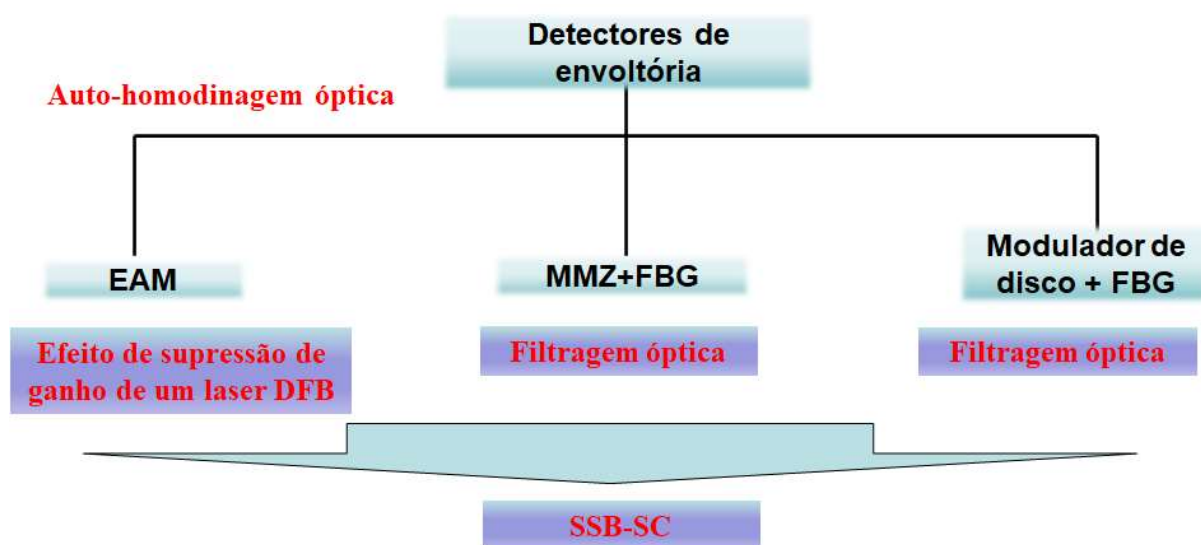


Figura 2.7 – Diagrama esquemático que apresenta um resumo das principais abordagens de detectores de envoltória baseados em MOF em três grupos quanto a forma de detecção de envoltória do sinal de RF. EAM – *Electro-Absorption Modulator*; FBG – *Fiber Bragg Grating*; SSB-SC – *Single-Sideband – Supressed-Carrier* e DFB – *Distributed Feedback*.

O trabalho apresentado por K. Pince *et al*, em [37], empregou um Modulador de Absorção de Elétron (*Electro-Absorption Modulator* - EAM) operando na portadora de RF de



20 GHz. O trabalho apresentado por I. T. Monroy *et al*, em [38], empregou o mesmo conceito para a portadora de RF de 60 GHz. Ambos empregaram o efeito de supressão de ganho de um laser DFB para detectar a envoltória do sinal óptico modulado pelo EAM. O trabalho apresentado por R. Sambaraju *et al*, em [39], empregou um MMZ e uma grade de Bragg a fibra óptica para gerar um sinal óptico modulado com banda lateral única sem portadora para sofrer a fotodetecção direta. Uma arquitetura semelhante foi implementada por M. H. Zadeh e A. F. J. Levi em [80]. Os autores deste último trabalho consideraram-na como um conversor abaixador de frequência. Tal sistema foi implementado com a utilização de um MMZ e uma grade de Bragg.

No mesmo trabalho, os autores comparam o desempenho dessa arquitetura empregando um modulador de microdisco óptico no lugar do MMZ. O sistema que utiliza um modulador de microdisco tinha um melhor desempenho porque a tensão de referência (*Half-Maximum Modulation Voltage - HMMV*) era de cerca de 0,6 V, mas a sua banda é limitada devido ao fator de qualidade do modulador. M. H. Zadeh e A. F. J. Levi empregam o conceito para recepção de sinais em uma banda mais estreita visando uma portadora de RF alvo. Ele empregou o modulador óptico a disco visando reduzir a banda de entrada do receptor para melhorar a sua relação sinal/ruído. Estas três arquiteturas propostas dependem de moduladores que utilizam pontos de polarização para operarem em seus regimes lineares. Em comparação com os moduladores de intensidade, os MF oferecem menor perda de inserção e eliminam a necessidade de circuitos sofisticados de controle de tensão de polarização. Tais mecanismos de controle complicam ainda mais o sistema e a sua posterior integração, bem como o aumento do consumo de energia [81].

Porém algumas soluções se destacam quanto à não utilização de OL, utilização de uma fonte óptica simples, poucos componentes e o uso de ADC muito simples visando comparação de tensões de baixa frequência, abaixo de kHz, para se extrair os principais parâmetros do sinal de interesse. Os trabalhos apresentados por LU *et al*. e Zhang *et al*., ambos em 2018, são exemplos desses sistemas simples. Nesses trabalhos, são explorados sistemas que não utilizam sinais proveniente de OL para realizar batimento de frequência para encontrar o sinal na banda base. Os parâmetros intrapulsos de frequência portadora, modulação e amplitude do sinal, bem como os inter-pulsos de LP, IRP e AOA, podem ser obtidos através da análise das amplitudes instantâneas detectadas nas saídas de dois fotodetectores de baixa velocidade.

O trabalho apresentado por LU *et al*. emprega um interferômetro Mach-Zehnder (IMZ) de porta dupla como filtro óptico. O trabalho apresentado por Zhang *et al* emprega uma fibra mantenedora de polarização e um divisor óptico de polarização como filtro óptico. Os dois

trabalhos empregam um modulador óptico de intensidade de Mach-Zehnder em seu ponto de polarização mínimo e submetem esse sinal óptico modulado a um filtro óptico com duas saídas para fotodetectores de baixa velocidade (FDBV). A saída de cada FDBV gera uma tensão que é comparada para obterem a ACF instantânea, e assim estimar a frequência instantânea.

As abordagens citadas podem medir sinais complexos de micro-ondas com diferentes formatos de modulação intrapulso, ou seja, chaveamento de mudança de fase (*Phase Shift Keying - PSK*), chaveamento de mudança de frequência (*Frequency Shift Keying - FSK*) e LFM.

## 2.2. Auto-homodinação óptica

Os sistemas fotônicos podem se basear em diversos esquemas de modulação, nos quais os sinais elétricos modulam o sinal óptico em frequência ou em fase, assim como técnicas diversas de fotodeteção para recuperar o sinal elétrico na saída. O processo de detecção coerente do sinal transmitido pode ocorrer usando a técnica homódina ou heteródina. Uma vez que a coerência de fase da portadora óptica é importante na implementação de tais esquemas de detecção coerente. Os sistemas de comunicações ópticas que utilizam tais técnicas de detecção são chamados sistemas coerentes. Técnicas de transmissão coerentes foram amplamente estudadas durante os anos 80 [82]. No entanto, o emprego comercial desses sistemas foi adiado com o advento do uso de amplificadores ópticos e da multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing - WDM*). Ressalta-se que a pesquisa e desenvolvimento nunca foram deixadas de lado a nível mundial [82].

A motivação para utilização de técnicas de comunicação coerentes é dupla. Primeiro, a sensibilidade do receptor pode ser melhorada em até 20 dB em comparação com a de sistemas baseados em modulação de intensidade e detecção direta [82]. Segundo, a utilização de detecção coerente pode permitir uma utilização mais eficiente da largura de banda da fibra óptica [82].

O processo de detecção homódina é coerente. Ele é implementado pela mistura do sinal da fonte óptica com o sinal óptico proveniente de um OL [82]. O sinal do OL precisa estar com a mesma frequência e fase da fonte óptica. A garantia de que as fases da fonte e do OL ópticos sejam iguais é atingida por processos conhecido como sincronismo de fase em malha fechada (*Optical Phase Locked Loop-OPLL*) e sincronismo de fase por injeção de fótons (*Injection Locking*) que emprega um laser semiconductor de cavidade externa (*External Cavity Semiconductor Laser - ECL*) [82]. A detecção auto-homódina (DAH) elimina a exigência de

um OL e de suas complicações para garantia da coerência de fase dos sinais. O processo DAH utiliza o mesmo sinal óptico para realizar a detecção coerente [80]. A maneira de aproveitar o mesmo sinal óptico é dividindo o sinal por divisor de potência óptica e fazendo essas parcelas se propagarem em caminhos diferentes, tais como fibras ópticas com vários núcleos ou IMZ [83]. Os IMZ podem ser balanceados ou não. É dito balanceado o IMZ que apresenta o mesmo comprimento em ambos os braços.

Há uma maneira diferente que emprega uma fibra óptica para transmissão do mesmo sinal dividido em múltiplos núcleos [84]. Esse processo seria similar ao adotado em IMZ balanceados. Há também o uso de um tom piloto que é transmitido por um desses núcleos. Esse tom piloto se comporta como se fosse o sinal proveniente do OL para recepção coerente [84]. Essa técnica tem sido proposta e investigada visando minimizar o impacto do ruído de fase das fontes ópticas nos sistemas de comunicações ópticas. A propriedade de redução de ruído de fase dos sinais ópticos em sistemas auto-homódinos é o resultado de se ter o sinal e o OL provenientes na mesma fonte óptica, com objetivo de preservação da coerência entre os sinais ao longo de todo o percurso de transmissão óptica [84]. A DAH pode também reduzir a complexidade do receptor e, conseqüentemente, proporcionar economia de energia através da redução dos recursos de processamento de sinais digitais necessários [84].

O processo de DAH empregando IMZ desbalanceado é utilizado em medição de largura de linha de uma fonte óptica. Esse processo será investigado com um pouco mais de detalhe, tendo em consideração que uma das arquiteturas propostas nesse trabalho emprega IMZ desbalanceado para medir frequência instantânea do sinal de RF. Esse método baseia-se na fotodetecção de um sinal óptico e de sua versão atrasada ao mesmo tempo. O resultado desse processo permite medir um sinal na saída do FD na faixa de frequência de RF. A Figura 2.8 apresenta o circuito óptico de DAH onde duas linhas de atraso são utilizadas entre duas junções em “Y” para formar uma configuração de IMZ.

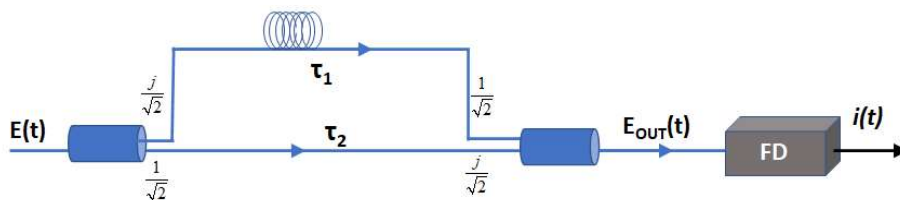


Figura 2.8 - Método auto-homódino para medir a largura de linha de um sinal óptico.

O campo óptico do sinal de entrada no interferômetro é definido por [85]:

$$E(t) = \sqrt{P_0} e^{j(\omega_0 t + \varphi_i(t))} \quad (2.1)$$

onde  $P_o$  é a potência de saída da fonte óptica,  $\omega_o$  é a frequência angular do sinal óptico e  $\varphi_i(t)$  é a variação temporal da fase do sinal óptico. O sinal óptico cujo campo elétrico é descrito por (2.1) incide no IMZ e sofre uma divisão de potência de sinal 50/50 equilibrada. A parcela do sinal óptico acoplado no braço de número 1 do IMZ sofre uma defasagem de  $\pi/2$  radianos. Ao se propagar no braço de número 1 até a saída do IMZ recebe um atraso de tempo igual a  $\tau_1$ . A parcela que se propaga no braço de número 2 leva um tempo igual a  $\tau_2$  para chegar à saída do IMZ e sofre uma defasagem de  $\pi/2$  radianos quando acopla na saída do IMZ conforme mostrado na Figura 2.8. Após o IMZ, o campo óptico composto é [83,86]:

$$E(t)_{out} = j \frac{\sqrt{P_o}}{2} e^{j(\omega_o(t-\tau_1)+\varphi_i(t-\tau_1))} + j \frac{\sqrt{P_o}}{2} e^{j(\omega_o(t-\tau_2)+\varphi_i(t-\tau_2))}. \quad (2.2)$$

Calcula-se a intensidade do sinal óptico incidente no FD por intermédio do módulo do vetor de Poynting conforme [83,87]:

$$S(t) \propto E(t)_{out} E(t)_{out}^* \quad (2.3)$$

A corrente elétrica é proporcional a intensidade do sinal óptico incidente no FD, a área de incidência no FD e a responsividade,  $\mathfrak{R}$ . A corrente elétrica na saída do PD é [83]:

$$i(t) = \frac{\mathfrak{R}P_o}{2} \left( 1 + \cos(\omega_o \Delta\tau + \Delta\varphi_i(t)) \right), \quad (2.4)$$

onde  $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$  é o atraso temporal diferencial dos sinais ópticos propagados nos braços do IMZ e  $\Delta\varphi_i(t) = \varphi_i(t - \tau_2) - \varphi_i(t - \tau_1)$  é a sua fase diferencial entre esses sinais ópticos devido ao atraso entre os braços do IMZ desbalanceado [85]. Considerando o ruído de fase com uma estatística gaussiana, num processo estacionário amplo, onde a média do processo é constante, a função de autocorrelação do processo é independente de um deslocamento da origem dos tempos e a função de autocorrelação para  $t = 0$  é finita. Para estas condições a fase diferencial passa a ser [85],[88]:

$$\Delta\varphi_i(t) = \varphi_i(t) - \varphi_i(t - \Delta\tau). \quad (2.5)$$

O tempo de coerência do sinal é o intervalo de tempo dentro do qual a fase de uma onda eletromagnética ainda é previsível. Matematicamente é definido como  $t_{coh} \triangleq 1/\Delta\nu_s$ , onde  $\Delta\nu_s$  é a largura de linha da fonte óptica a ser investigada [85]. Num sistema de detecção auto-homódina, o atraso diferencial  $\Delta\tau$  é um parâmetro importante. Se o atraso diferencial for muito maior que o tempo de coerência do sinal óptico,  $\Delta\tau \gg t_{coh}$ , diz-se que o IMZ funciona no regime incoerente. Caso contrário, se  $\Delta\tau \ll t_{coh}$ , o interferômetro estará no regime coerente. Cabe ressaltar que o método de medição de largura de linha do laser é implementado quando o IMZ opera no regime incoerente [85]. Como não se conhece o valor de  $\Delta\nu_s$  emprega-se uma diferença entre braços do IMZ desbalanceado que garanta a operação desse IMZ no regime incoerente.

No cálculo do módulo do vetor de Poynting, quando se aplica (2.2) em (2.3), que é um produto no domínio do tempo, essa operação no domínio da frequência corresponde à convolução da densidade espectral de potência dos sinais de cada braço [85]. Portanto, a densidade espectral de potência da FI medida pelo analisador de espectro de RF é:

$$S_{FI}(\omega) \propto S_{p,s}(\omega) \otimes S_{p,s}(-\omega). \quad (2.6)$$

onde  $S_{p,s}$  corresponde a densidade espectral de potência do sinal óptico em cada braço. Como estes sinais em cada braço do IMZ desbalanceado têm a mesma densidade espectral de potência, a densidade espectral de potência na saída do IMZ é representada por (2.6). As densidades espectrais de potência desses sinais são consideradas como Lorentzianas conforme [85]:

$$S_{p,s}(f) = \frac{1}{1 + \left(\frac{f - f_{oc}}{\Delta\nu_s/2}\right)^2}. \quad (2.7)$$

onde  $f_{oc}$  é a frequência central do sinal óptico em cada braço do IMZ. A densidade espectral de potência normalizada da FI medida pelo analisador de espectro RF é [85]:

$$S_{FI}(\omega) \propto \frac{1}{1 + \left(\frac{f - f_{FI}}{(\Delta\nu_s + \Delta\nu_s)/2}\right)^2}. \quad (2.8)$$

onde  $f_{FI} = f_{oc1} - f_{oc2}$  é a frequência intermediária óptica e seu valor é o resultado da diferença entre as frequências dos sinais ópticos em cada braço do IMZ. Como os valores de  $f_{oc1}$  e  $f_{oc2}$  são iguais, o valor de  $f_{FI} = 0$ .

No regime de interferência incoerente, os sinais ópticos passam através dos dois ramos do interferômetro e depois combinam incoerentemente na segunda junção em “Y”. Neste caso, os dois termos em (2.2) não estão correlacionados um com o outro, porque o termo de fase diferencial não é determinístico [85]. Este fato se assemelha à mistura entre sinais ópticos de duas fontes laser independentes com largura de linha espectral idêntica. Portanto, a densidade espectral de potência normalizada da corrente na saída do FD na configuração auto-homódina é a autoconvolução da densidade espectral de potência do sinal  $S_{p,s}(f)$  [85],

$$S_{IF}(f) = S_{p,s}(f) \otimes S_{p,s}(-f) = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{\Delta\nu_s}\right)^2}. \quad (2.9)$$

Como é um processo de DAH, as frequências dos sinais ópticos em cada braço são iguais fazendo com que o valor da FI seja igual a zero. A largura de linha espectral do sinal RF medida é duas vezes maior que a largura da linha espectral do sinal óptico real como pode ser observado em (2.9).

A medição da largura de linha empregando a auto-homodinação se torna mais simples com o emprego da detecção coerente, porque não requer um OL sintonizável. No entanto, tem algumas desvantagens. Primeiro, para que o interferômetro funcione no regime incoerente, a diferença de comprimento entre os dois braços tem de ser suficientemente grande para que (2.9) seja válida. Este requisito pode ser difícil de satisfazer quando a largura da linha da fonte luminosa é muito estreita. Por exemplo, para uma fonte de luz com a largura da linha de  $\Delta\nu_s = 10$  kHz, o comprimento de coerência é aproximadamente de  $L_{coh} = c/(n \Delta\nu_s) \approx 30$  km, no vácuo. Para assegurar uma medição precisa desta largura de linha, o comprimento da linha de atraso num dos dois braços interferométricos tem de ser mais longo do que 30 km. Outro problema de medição auto-homódina é que a maioria dos analisadores de espectro RF têm níveis de ruído elevados na região de frequências próximas de zero [85]. Os sinais medidos com a técnica auto-homódina apresentam frequência central de RF igual a zero. O ruído de intensidade laser, normalmente forte a baixa frequência, como o ruído *Flicker* ( $1/f$ ), também pode afetar significativamente a precisão da medição [85].

Para melhorar o desempenho da medição auto-homódina, seria desejável afastar a

frequência intermédia do sinal da faixa DC para  $f_D > \Delta\nu_s$ . Isto sugere a utilização da medição auto-homódina conforme mostrado na Figura 2.9. Nesta figura, é apresentada uma configuração auto-homódina de medição da largura de linha similar a apresentada na Figura 2.8, porém ela utiliza um deslocador de frequência em um dos braços do IMZ [85].

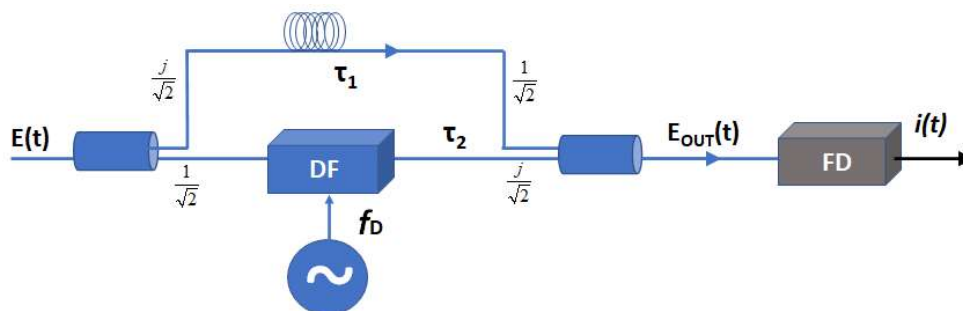


Figura 2.9 - Método auto-homódino para medir a largura de linha de um sinal óptico com um defasador em frequência, DF, com uma frequência de defasamento,  $f_D$ .

Esse processo traz melhora na medida, porque o sinal sofre um processo de defasamento em frequência maior que a largura de linha, considerando que o sinal resultante está fora da região inicial da escala de medidas do analisador de espectro. Para tal, o deslocamento em frequência deverá ser maior que  $\Delta\nu_s$  e maior que a frequência limite do início da escala do analisador de espectro. Esse limite depende muito do equipamento a ser utilizado, porém essa frequência limite é em torno de alguns MHz.

Outra abordagem para implementação de DAH, sem utilizar a divisão do sinal óptico de interesse, consiste em utilizar um sinal óptico modulado com banda lateral singela sem portadora (*Single Sideband Suppressed Carrier – SSB-SC*) incidindo em um fotodetector [80]. Essa abordagem foi apresentada por Zadeh e Levi como um abaixador de frequências de FI igual a zero. Contudo, o emprego da DAH nessa arquitetura não implementa auto mistura como os autores afirmam. A auto mistura gera frequências equivalentes à soma e subtração de suas componentes espectrais. Esse processo produz componentes espectrais com os seus valores dobrados e com os seus valores reduzidos à banda base em frequência em relação aos valores iniciais do sinal de entrada [89]. O que foi observado quando se aplica a técnica DAH é somente o abaixamento para a banda base do sinal de entrada. As componentes espectrais com os valores das frequências dobradas não aparecem na formulação matemática e nas medidas obtidas por meio experimental. Esse fato pode ser percebido quando o sinal fotodetectado é modelado usando conceito do módulo do vetor de *Poynting*, isto é, o módulo da intensidade óptica que é

proporcional a multiplicação do fasor que representa o campo elétrico pelo seu complexo conjugado. Tal processo gera o auto batimento de suas componentes espectrais quando somente uma banda lateral de um sinal óptico modulado incide no fotodetector. O processo de auto batimento desloca o sinal para banda base e não produz componente com seus valores de frequências duplicados.

Um problema para essa técnica foi apontado quando, por exemplo, o sinal óptico modulado por SSB-SC é composto por subportadoras (*Subcarrier Modulation - SCM*), isto é, por diversas subportadoras de sinais deslocadas em frequência na faixa de RF. Tal problema é conhecido como interferência por batimento entre sinais (*Signal-Signal Beat Interference-SSBI*) [90].

O resultado de um processo SSBI é a ocorrência de sinais espúrios com frequências na faixa de RF referentes aos batimentos entre esses sinais das subportadoras. Essa tese aborda uma arquitetura similar empregando a detecção direta de um sinal óptico SCM-SSB-SC visando detectar diversos sinais radares de banda larga de RF. A forma empregada para resolver o problema do SSBI foi usar um fotodetector de largura de banda reduzida de RF, limitado a banda de saída a poucos MHz.

Essa técnica pode ser usada como um detector de envoltórias de sinais de RF pulsados. O método de detecção de envoltória realizando o conceito de DAH é diferente das formas existentes que empregam a retificação do sinal com o acúmulo da parcela retificada ou os que empregam a auto mistura seguida da filtragem por filtro passa baixo.

O processo de batimento espectral relacionado à técnica de DAH é modelado a partir de um sinal de RF periódico, composto por infinitos tons, que modula um sinal óptico. O resultado do processo de modulação é um sinal óptico SSB-SC. Essa abordagem matemática visa apresentar como ocorre a detecção auto-homódina de um sinal óptico SSB-SC e como a detecção de envoltória do sinal de RF da entrada ocorre. A forma mais detalhada dessa modelagem matemática, bem como, o sinal óptico se torna SSB-SC são apresentadas no Capítulo 3.

Considera-se um sinal de RF periódico, que modula uma portadora óptica em fase ou em intensidade, expresso por:

$$v_{RF}(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} V_n \text{sen}[(\omega_{RF} + n\omega_B)t + \varphi_n], \quad (2.10)$$

onde  $\omega_{RF}$  é a frequência angular da portadora do sinal de RF,  $\omega_B$  é a frequência angular da fundamental de banda base do sinal de RF,  $V_n$  e  $\varphi_n$  são os n-ésimos valores de tensão e de fase dos componentes espectrais do sinal elétrico de banda base.



Um sinal óptico modulado em fase ou em intensidade pelo sinal de RF definido em (2.10) sofre uma filtragem óptica. Somente a banda lateral superior incide no FDBV, onde este sinal óptico se torna SSB-SC definido pelo fasor do campo elétrico conforme:

$$E_{FD}(t) = e^{j(\omega_o + \omega_{RF})t} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} A_n e^{j(n\omega_B t + \varphi_n)}, \quad (2.11)$$

onde  $A_n$  é o termo de amplitude para cada componente e  $\omega_o$  é a frequência angular da portadora óptica. Quando sinal proveniente do filtro óptico referente à banda lateral remanescente incide no fotodetector, ele sofre o processo de batimento entre as suas componentes espectrais representado na Figura 2.10 e resulta na corrente elétrica expressa por  $i_{FD}(t)$ .

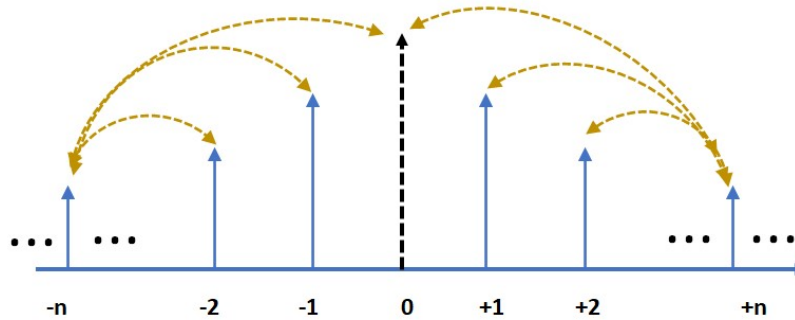


Figura 2.10 – Processo de batimento entre os componentes espectrais da banda lateral óptica incidente no fotodetector. O vetor tracejado representa o sinal da subportadora óptica com o valor em frequência angular composto do valor da portadora óptica,  $\omega_o$ , e da portadora do sinal de RF,  $\omega_{RF}$ . Os outros vetores representam os  $n$ -ésimos sinais da banda base que compõem o espectro da banda lateral óptica incidente no FDBV.

A corrente elétrica na saída do FDBV é calculada a partir do conceito do módulo do vetor de *Poynting* e é expressa por:

$$i_{FD}(t) \propto E_{FD}(t) \cdot E_{FD}(t)^* \propto \sum_{p=-\infty}^{p=\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} A_p A_n e^{j[(p+n)\omega_B t + (\varphi_p + \varphi_n)]}, \quad (2.12)$$

Observando as componentes espectrais do sinal elétrico de corrente expresso em (2.12) percebe-se que somente as frequências da banda base que compõem o sinal de RF da entrada permanecem. Diante dessa constatação matemática, a DAH surge como uma opção para a realização no processo de detecção de envoltória. No próximo capítulo, uma abordagem mais aprofundada do conceito de DAH aplicado à detecção de envoltória empregando modulação de

fase, bem como, a técnica de conversão de fase para intensidade com filtragem óptica visando obter um sinal óptico SSB-SC serão desenvolvidos. Algumas comparações de resultados obtidos com o emprego da DAH com resultados obtidos com métodos convencionais de detecção de envoltórias são investigadas no Capítulo 3.

### **2.3. Conversão de modulação óptica de fase para intensidade (PM-IM)**

Esta seção tem o objetivo de apresentar algumas técnicas de conversão de modulação óptica de fase para intensidade (*Phase Modulation – Intensity Modulation – PM-IM*). Dentre essas técnicas, há uma que se constitui como processo chave utilizado nas arquiteturas apresentadas nos Capítulos 3 e 4. Tal técnica envolve a mudança de amplitude de uma das bandas laterais do sinal óptico modulado em fase visando quebrar a simetria ímpar entre as bandas laterais ópticas. Esse processo de conversão é útil para reduzir a complexidade dos sistemas propostos quando estes empregam moduladores de fase. Os moduladores ópticos de intensidade, tais como o MMZ e o EAM necessitam de circuitos eletrônicos para fornecimento de tensão de polarização e seu controle.

As técnicas de conversão de modulação óptica de fase em intensidade se baseiam no emprego de dispositivos ópticos capazes de alterar a amplitude, a fase ou ambas, de modo a desfazer a simetria do sinal óptico modulado em fase [47]. Podem ser divididas basicamente em três: a primeira técnica visa a empregar filtros ópticos para a alteração da amplitude de uma das bandas laterais do sinal óptico modulado em fase com o objetivo de suprimir uma das bandas laterais em torno da portadora óptica; a segunda técnica visa empregar dispositivos ópticos dispersivos para alteração da fase do sinal óptico modulado em fase; e, por fim, a terceira técnica, cujo objetivo é o emprego de dispositivos que permitam alterar simultaneamente a amplitude e a fase do sinal óptico modulado em fase [47].

A técnica de processamento fotônico empregada para conversão de modulação PM-IM por meio da alteração da amplitude do sinal óptico modulado em fase, utiliza como elemento de processamento um filtro óptico, com o objetivo de eliminar uma das bandas laterais do espectro óptico geradas durante a modulação de fase [91]. Os filtros ópticos podem ser os que apresentam resposta uniforme ou os que apresentam resposta com deslocamento em fase conforme mostrado na Figura 2.11. Cita-se a fibra óptica com grade de *Bragg* de fase deslocada (*Fiber Bragg Grating – Phase Shifted - FBG-PS*) como filtro com resposta deslocada em fase.

A FBG-PS possui em sua estrutura um deslocamento de fase inserido no padrão de

variação do índice de refração da grade de uma FBG uniforme durante o processo de sua inscrição na fibra óptica [92]. O deslocamento de fase provoca o aparecimento de uma região na banda de rejeição de sinal muito estreita conhecida como *notch*. Essa região do espectro de resposta da FBG-PS tem uma banda em torno de dezenas de MHz [47].



Figura 2.11– Filtragem óptica dos sinais oriundos do MF visando realizar conversão PM-IM. A figura da direita apresenta a filtragem referente à resposta uniforme e a da esquerda representa um filtro com resposta com um *notch*. As linhas tracejadas representamos sinais que serão rejeitados e a zona de rejeição do filtro.

Considerando que o sinal óptico na saída do MF, quando este modulador opera no regime de pequenos sinais, apresenta a portadora óptica e duas bandas laterais de mesma amplitude e defasadas entre si de  $\pi$  radianos. Tais amplitudes estão associadas às frequências  $\omega_0 - \omega_{RF}$  e  $\omega_0 + \omega_{RF}$  e são conhecidas como banda lateral inferior e superior respectivamente. O filtro óptico pode eliminar uma dessas amplitudes quando a fonte óptica tem o comprimento de onda ajustado, de modo, que a frequência angular da portadora óptica somada ou subtraída do valor da frequência angular do sinal de RF está contida na região espectral de rejeição do filtro conforme a Figura 2.11.

A resposta do filtro óptico em amplitude pode ser uma das duas a seguir:

$$A(\omega_0 - \omega_{RF}) = 0 \quad (2.13)$$

ou

$$A(\omega_0 + \omega_{RF}) = 0. \quad (2.14)$$

A técnica de processamento fotônico empregada para conversão PM-IM, por meio da alteração da diferença de  $\pi$  radianos entre as fases das bandas laterais do sinal óptico proveniente da saída do MF. Para isso, são utilizados dispositivos ópticos dispersivos [91]. Assim, utiliza-se a dispersão óptica dos dispositivos para rotacionar a fase das componentes

espectrais de uma das bandas laterais do sinal óptica em  $\pi$  radianos, sem alterar a amplitude destas bandas laterais. Com isto, o sinal óptico modulado em fase é convertido para sinal modulado em intensidade. De forma a exemplificar esta técnica, se um sinal óptico modulado em fase, limitado ao regime de operação de pequenos sinais, for inserido na entrada de um elemento dispersivo, o efeito de alteração de fase de  $\pi$  radianos pode ser implementado nas componentes espectrais de uma das bandas laterais do espectro de fase, tornando nula a diferença de fase entre estas bandas laterais. Assim, se a dispersão  $D$  for maior que zero ( $D > 0$ ), pode ser verificado uma mudança de  $\pi$  radianos na fase das componentes espectrais ópticas da banda lateral associada à frequência  $\omega_0 - \omega_{RF}$  conforme a Figura 2.5. Nesta condição, a fase do sinal de RF recuperado na saída do fotodetector é a mesma do sinal de RF de entrada do modulador óptico de fase. Porém, quando a dispersão óptica  $D$  é menor que zero ( $D < 0$ ), pode ser verificado uma mudança de  $\pi$  radianos na fase das componentes espectrais ópticas da banda lateral associada à  $\omega_0 + \omega_{RF}$  conforme a Figura 2.12. Nesta condição, a fase do sinal de RF recuperado na saída do fotodetector tem uma fase adicional de  $\pi$  radianos da fase do sinal de RF de entrada do modulador óptico de fase.

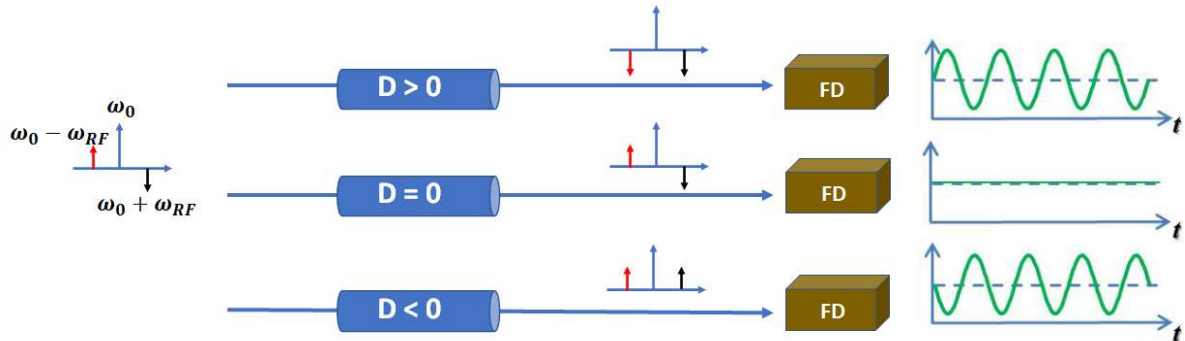


Figura 2.12 - Diagrama esquemático sobre o uso de meios ópticos dispersivos para implementar a conversão PM-IM. FD – fotodetector. Adaptado de [91].

### 3. Receptor Cristal Vídeo Fotônico

Receptores cristal vídeo (RCV) são receptores baseados em detectores de envelope de RF na sua estrutura, bem como estágios de pré amplificação de RF e de pós amplificação vídeo, já com o sinal detectado em banda base. Os ED são sistemas presentes em várias aplicações de telecomunicações, tais como: comunicações sem fios, guerra eletrônica e processamento de radares [93]. Os RCV mais comuns são os Detector de Vídeo com Amplificação Sucessiva Logarítmica (*Successive Detection Log Video Amplifiers - SDLVA*). O SDLVA no estado da arte tem uma faixa dinâmica de cerca de 70 dB e uma sensibilidade tangencial do sinal de cerca de -75 dBm com amplificação de RF na entrada do sistema. A largura de banda de RF na entrada não passa de 20 GHz para os SDLVA [94]. Contudo, aumentando a faixa dinâmica, a largura de banda é reduzida [94]. O SDLVA utiliza ED a base de diodos. Os ED são componentes que demodulam sinais modulados em amplitude e levam vantagem em relação ao processo de abaixamento em frequência realizado por misturadores heteródinos. O fato de os ED não dependerem de osciladores locais para fazer os batimentos dos sinais de RF para a banda base, tornam esses sistemas mais simples. Contudo, há o inconveniente de ter baixa sensibilidade e redução dos esquemas básicos de demodulação [95].

Um ED utiliza um ou mais componentes não lineares para converter o sinal modulado de amplitude de micro-ondas para um sinal de banda de base, tais como: diodos ou transístores [96]. O sinal de entrada pode ser processado por uma estrutura composta por um diodo ou um conjunto de diodos dispostos de forma equilibrada, empregando quantidades múltiplas de dois diodos. Os ED com um diodo em sua terminação podem apresentar uma produção espúria de frequências harmônicas da fundamental. Os ED equilibrados ultrapassam esta limitação utilizando interferências destrutivas para frequências harmônicas [89]. As estruturas equilibradas, contudo, têm um custo em termos de complexidade, baixo casamento de impedância para a faixa de frequências de funcionamento e baixa sensibilidade. Isto porque, requerem pelo menos dois dispositivos paralelos e diferenciais não lineares que normalmente empregam um acoplador de 180° com perda na entrada [89].

O Transistor de alta mobilidade de elétrons (*High Electron Mobility Transistor - HEMT*) é um transistor de efeito de campo que incorpora uma junção de dois materiais com *band gap* diferentes, isto é, uma heterojunção criando um canal ao invés de uma região dopada como é geralmente o caso de um MOSFET [97]. A estruturas de ED compostas por HEMT têm

vantagens sobre as estruturas baseadas em diodos quanto à sensibilidade e ganho de conversão, que pode ser positivo, quando expressos em dB.

### **3.1. Princípio de funcionamento do RCV fotônico**

O conceito de receptor de cristal vídeo com a utilização de MOF é explorado visando obter linearidade para grandes sinais, ter maior sensibilidade, faixa dinâmica e faixa de frequência de operação. O conceito de amplificação do sinal RF processado por transferência da energia do sistema óptico e ganho de transimpedância do sinal de banda base é explorado nessa seção da tese.

A amplificação do sinal de RF processado ocorre por transferência da energia do sistema óptico baseado no ganho de potência do sinal de RF para o enlace óptico. Cabe ressaltar que o comprimento desse enlace é muito pequeno, onde as perdas ocorridas na propagação em fibra óptica é desprezível. O ganho de potência do sinal de RF para o enlace óptico ocorre por intermédio do aumento da potência do laser e do valor baixo de  $V_{\pi}$  do MF. O ganho de transimpedância do sinal de vídeo na saída do sistema é a outra forma empregada para aumentar o sinal na saída do sistema cristal vídeo fotônico.

O princípio de funcionamento do receptor cristal vídeo fotônico está ilustrado no diagrama esquemático mostrado na Figura 3.1. Esse conceito pretende trazer, de uma forma diferente da abordada em sistemas eletrônicos, um aumento de sensibilidade sem ter prejuízo na linearidade e na faixa de frequência de operação

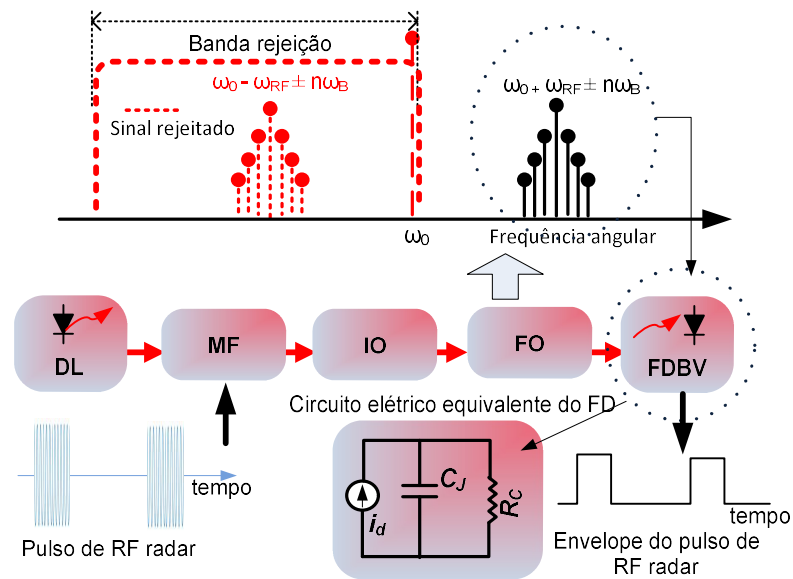


Figura 3.1 - Diagrama esquemático do RCV fotônico. DL - diodo laser, MF - modulador de fase, IO - isolador óptico, FO - filtro óptico, FDBV - fotodetector de baixa velocidade,  $C_J$  - capacitância de junção e  $R_C$  - carga resistiva de saída.

A portadora óptica é injetada no MF, onde é modulada pelo sinal de RF de interesse. O sinal óptico modulado passa através do filtro óptico e uma parcela do espectro do sinal modulado é descartada conforme apresentado na Figura 3.1. Apenas uma parte do espectro do sinal modulado correspondente à banda lateral óptica superior e é transmitida para o fotodetector como apresentado na Figura 3.1. No fotodetector, o sinal óptico filtrado é convertido para um sinal de corrente elétrica na banda base de frequência, através do batimento dos seus componentes espectrais.

O circuito equivalente do fotodetector para frequências baixas é uma fonte de corrente em paralelo com a capacitância de junção do fotodetector e a carga resistiva conectada ao fotodetector [7], conforme apresentada na Figura 3.1. O processo de filtragem e detecção são semelhantes ao implementado por Zadeh e Levi em [80], onde os autores utilizaram o conceito de DAH e o consideravam como abaixamento de frequência de sinal de RF. Contudo, diferentemente do trabalho apresentado em [80], a arquitetura proposta nesta tese explora a possibilidade de aumentar a sensibilidade para recepção do sinal de RF através da transferência de energia do subsistema óptico pela modulação óptica e no ganho de transimpedância. O objetivo da abordagem em [80] é a detecção de uma banda base em torno de uma portadora de RF específica visando recepção de dados. Essa ideia traz a vantagem de melhorar a relação sinal

ruído do receptor, pois a banda de RF de entrada é pequena em relação à abordagem apresentada nesta tese.

O diagrama esquemático da sintonia do laser em relação à grade é mostrado na Figura 3.1, nela apresenta como a sintonia da fonte óptica é implementada visando aproveitar toda a banda de rejeição do filtro óptico para aumentar a banda de RF a ser processada no ED. A portadora óptica do sinal modulado em fase coincide com o limite superior da banda de rejeição.

### 3.2. Modelamento matemático do RCV fotônico

Um modelo matemático que descreve o funcionamento do processo de detecção de envoltória é desenvolvido nessa seção visando prever alguns valores relacionados às métricas que servirão para comparação com os detectores de envoltórias existentes, bem como, comportamentos espectrais dos sinais de saída do sistema.

Inicialmente, considera-se o fasor do campo elétrico da portadora do sinal óptico que incide no MF expresso por:

$$E(t) = E_0 e^{j\omega_0 t}, \quad (3.1)$$

onde  $E_0$  é a amplitude do campo elétrico do sinal proveniente do diodo laser e  $\omega_0$  é a sua frequência angular. Considera-se ainda o sinal elétrico de RF que alimenta a entrada de RF do MF como um sinal periódico definido como:

$$v_{RF}(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} V_n \text{sen}[(\omega_{RF} + n\omega_B)t + \varphi_n], \quad (3.2)$$

onde  $V_n$  é o n-ésimo valor da amplitude da componente espectral de tensão do sinal de RF modulante,  $\omega_{RF}$  é a frequência angular da portadora de RF,  $\omega_B$  é a frequência angular fundamental do sinal de banda base que modula a portadora de RF e  $\varphi_n$  é o n-ésimo valor de fase do sinal na banda base. Na saída do MF, a portadora óptica sofre uma mudança de fase expressa por [7]:

$$E_{MF}(t) = E_0 e^{j\omega_0 t} e^{j \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} m_n \text{sen}[(\omega_{RF} + n\omega_B)t + \varphi_n]}, \quad (3.3)$$

onde  $m_n$  é o n-ésimo índice de modulação definido como:



$$m_n = \frac{V_n}{V_\pi} \pi, \quad (3.4)$$

sendo  $V_\pi$  é a tensão de meia-onda do MF.

O somatório em (3.3) pode ser expresso por um produtório, utilizando um princípio matemático relacionado com o produto de exponenciais de mesma base. O fasor do campo elétrico na saída do MF fica então expresso por:

$$E_{MF}(t) = E_o e^{j\omega_o t} \prod_{n=-\infty}^{\infty} e^{jm_n \sin(\omega_{RF} + n\omega_{BT} + \varphi_n)}. \quad (3.5)$$

Aplicando a expansão de Jacobi-Anger na exponencial em (3.5) obtém-se [7]:

$$E_{MF}(t) = E_o e^{j\omega_o t} \prod_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} J_i(m_n) e^{j(i\omega_{RF} + n\omega_{BT} + i\varphi_n)}, \quad (3.6)$$

onde  $J_i(m_n)$  são as funções de Bessel da primeira espécie de  $i$ -ésima ordem.

Agrupando-se o produtório com um produto de somatório, tem-se um produto de infinitos termos que são na verdade somatórios, possibilitando reescrever (3.6) como:

$$E(t)_{MF} = E_o e^{j\omega_o t} \sum_{p=-\infty}^{p=\infty} \sum_{q=-\infty}^{q=\infty} \sum_{r=-\infty}^{r=\infty} \dots J_p(m_n) J_q(m_n) J_r(m_n) e^{j((p+q+r\dots)\omega_{RF} + (p+q+r\dots)n\omega_{BT} + (p+q+r\dots)\varphi_n)} \quad (3.7)$$

O sinal de saída do MF é, então, acoplado a um filtro óptico e sintonizado no ponto de operação como mostrado na Figura 3.1. Para o modelo teórico, a resposta do filtro óptico foi considerada como uma função degrau ideal. A sintonia do laser emprega um comprimento de onda próximo do limite superior da banda de rejeição do filtro óptico, desta forma, a portadora óptica e a banda lateral inferior do sinal óptico modulado em fase são rejeitados e não incidem no fotodetector. Dessa forma, somente a banda lateral superior incide no fotodetector, ocorrendo a conversão da modulação de fase em intensidade. Este processo é semelhante ao trabalho apresentado Wang *et al* em [91], quanto ao uso de filtro óptico para realizar a conversão PM-IM. Porém, diferentemente do trabalho apresentado por Wang *et al* em [91], esta tese não preserva a portadora óptica e somente a banda lateral superior do espectro óptico do sinal modulado incide no fotodetector. O resultado é a demodulação do sinal de RF diretamente do

sinal óptico, já em banda base. Quando se preserva a portadora óptica, o resultado é o sinal de RF modulado, necessitando de um estágio de demodulação de RF posterior. Portanto, a técnica de auto-homodinação óptica elimina qualquer circuito de amplificação e de demodulação de sinais de RF na saída do sistema. O que pode trazer simplicidade ao sistema, redução de consumo de energia, aumento da banda de frequência de operação e ausência da necessidade de casamento de impedância na saída do sistema.

O sinal óptico depende diretamente do coeficiente de resposta de frequência de transmissão do filtro óptico, descrita por um termo de amplitude  $\tau(\omega)$  e um termo de fase  $\varphi(\omega)$ . Considerando um filtro óptico com resposta em degrau ideal, para sinais dentro da banda de rejeição do filtro o termo  $\tau(\omega)$  é igual a zero. Para sinais fora dessa região espectral, considera-se o termo  $\tau(\omega)$  de amplitude igual a 1 e o termo de fase  $\varphi(\omega)$  igual a um valor  $\varphi$  constante.

Considerando ainda a condição de regime de pequenos sinais de modulação aplicados ao MF e filtragem óptica conforme considerada no parágrafo anterior, o sinal descrito em (3.7) pode ser aproximado para:

$$E_{FD}(t) = E_o e^{j[(\omega_o + \omega_{RF})t + \varphi]} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} J_1(m_n) e^{j(n\omega_B t + \varphi_n)}. \quad (3.8)$$

A aproximação realizada em (3.8) fundamenta-se no fato do pequeno valor dos índices de modulação,  $m_n$ , que são muito menores que 1 para a condição de pequenos sinais de RF. Os termos  $J_0(m_n)$  e  $J_1(m_n)$  se tornam aproximadamente 1 e  $m_n/2$ , respectivamente. Aliados a isso, todos os termos que apresentam componentes de RF múltiplos de  $\omega_{RF}$  acima de 1 são descartados, pois seus termos de amplitude resultam em produto de valores muito menores que  $m_n/2$ . Assim, como os termos em (3.7) com índices dos somatórios nulos e negativos, os quais representam múltiplos de  $\omega_{RF}$ , são descartados por conta do valor de  $\tau(\omega)$  ser igual a zero. Para a condição de pequenos sinais, o sistema opera em uma região linear, isto é, quando um sinal representado por um somatório de frequências é inserido no sistema, a resposta na saída apresenta o mesmo somatório de frequências. Cabe ressaltar que não há a criação de novas frequências a partir do espectro de entrada.

Como o fotodetector é sensível à intensidade do sinal óptico incidente, será necessário calcular o valor da intensidade óptica pelo cálculo do módulo do vetor de *Poynting*, dado por [89]:

$$S(t) \propto E_{FD}(t) \times E_{FD}(t)^*. \quad (3.9)$$

Como a potência do sinal originado na fonte óptica é  $P_o \propto E_0^2$  a corrente na saída do FDBV é:

$$i_{FD}(t) = \frac{\pi^2 \Re P_o}{4V_\pi^2} \sum_{p=-\infty}^{p=\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} V_p V_n e^{j[(p+n)\omega_B t + (\varphi_p + \varphi_n)]}, \quad (3.10)$$

onde  $\Re$  é a responsividade do FDBV. Considera-se que o somatório duplo em (3.10) corresponde a potência média do sinal de RF,  $P_{RF\_m}$ , na entrada do sistema obtém-se:

$$\sum_{p=-\infty}^{p=\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} V_p V_n e^{j[(p+n)\omega_B t + (\varphi_p + \varphi_n)]} = 2Z P_{RF\_m}. \quad (3.11)$$

onde  $Z$  é a impedância de entrada do MF e na prática é considerada com o valor, em geral, igual a  $50 \Omega$ . O valor de tensão na saída do FDBV é:

$$V_{OUT} = \frac{P_{Co} \Re \pi^2 P_{RF\_m} Z R_C}{2V_\pi^2}, \quad (3.12)$$

onde  $R_C$  é a carga aplicada ao fotodetector e  $P_{Co}$  é a potência óptica levando em conta as perdas ópticas.

Observando (3.10) e comparando com (3.3), é possível observar que o sinal elétrico na saída do fotodetector é proporcional a banda base do sinal de RF na entrada do MF e tem fator multiplicativo proveniente do enlace óptico. O espectro representado matematicamente por (3.10) não apresenta a componente  $\omega_{RF}$ , onde este fato indica que o sinal elétrico na saída do FD está na banda base do sinal de RF da entrada do sistema. O fato de (3.10) somente apresentar componentes múltiplas de  $\omega_B$  e estas serem de banda base, torna-se possível inferir que o sinal representado por (3.10) é o envelope do sinal de RF de entrada do sistema. Face a este fato, esta arquitetura pode explorar o uso de um fotodetector de baixa velocidade, com circuito equivalente constituído por uma fonte de corrente em paralelo com um capacitor e com uma impedância de carga ligada na saída FDBV. O capacitor em tela apresenta valor da capacitância de junção,  $C_J$ , do FDBV conforme apresentado anteriormente na Figura 3.1. Esse circuito equivalente permite ganho de transimpedância para sinais de baixa frequência de vídeo. A associação do capacitor e da resistência em lide se comporta como um filtro passa baixa, com frequência de corte calculada como [7]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_C C_J}. \quad (3.13)$$

O valor da tensão na saída do FDBV e a sensibilidade foram estimadas para diversos valores das variáveis que compõe (3.12), mostrados na Tabela 3.1 A frequência da portadora do sinal de RF considerada foi de 17 GHz e os valores de perdas ópticas medidas foram de 8,9 dB. Esse valor foi aplicado para achar o valor da potência do sinal óptico levando em conta as perdas. As Figura 3.2 e 3.3 apresentam o comportamento da variação da tensão de saída do sistema em função do parâmetro  $V_{\pi}$ .

Tabela 3.1 – Valores de sensibilidade do RCV fotônico estimados.

$P_{RF,m}$ (dBm)	$P_{RF,m}$ (mW)	$P_L$ (mW)	$P_{Co}$ (mW)	$\Re$ (W/A)	$V_{\pi}$ (V)	$R_C$ (M $\Omega$ )	$i$ ( $\mu$ A)	$V_{out}$ (V)	Sensibilidade (mV/mW)
-2,3	0,533	100	12,88	1	10,5	1	24	24	40,77
-3,3	0,467	100	12,88	1	10,5	1	19,07	19,07	40,77
-50	$10^{-5}$	100	12,88	1	3,5	1	$3,67 \cdot 10^{-9}$	$3,67 \cdot 10^{-3}$	$3,67 \cdot 10^5$
-70	$10^{-7}$	100	12,88	1	0,35	1	$3,67 \cdot 10^{-9}$	$3,67 \cdot 10^{-3}$	$3,67 \cdot 10^7$

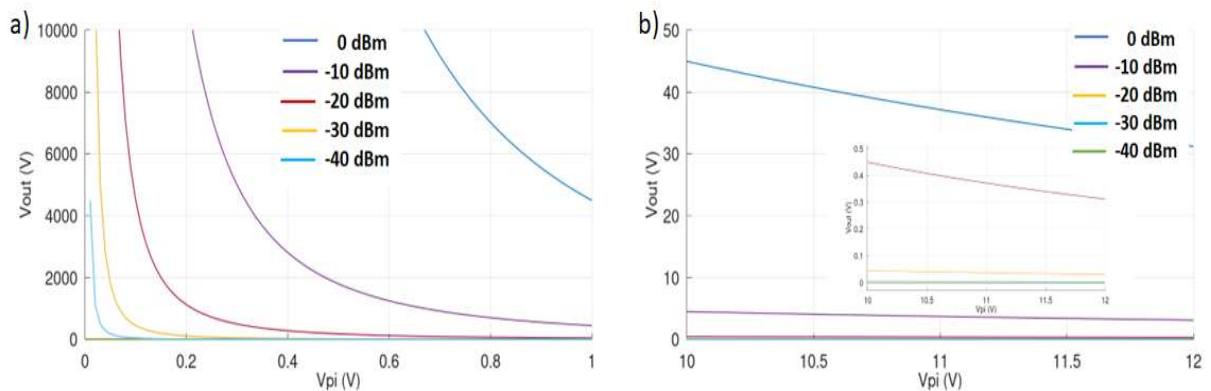


Figura 3.2 - Comportamento da variação da tensão de saída do sistema em função do parâmetro  $V_{\pi}$ . a) variação da tensão na saída do FDBV em função de baixos valores de  $V_{\pi}$ . b) variação da tensão na saída do FDBV em função de altos valores de  $V_{\pi}$ .

### 3.3. Considerações teóricas sobre o RCV fotônico

O circuito do RCV fotônico faz uso de um modulador eletro-óptico de banda larga e tem a vantagem de não necessitar da tensão de polarização e do seu controle. A faixa de operação em frequência de RF do sistema depende principalmente da faixa de frequência do MF e do filtro óptico. A largura de banda do sinal de vídeo de saída é determinada pela largura

de banda do fotodetector e de sua capacitância de junção, assim como da carga resistiva aplicada em sua saída.

O RCV óptico traz uma abordagem para conversão de modulação de fase para intensidade diferente das encontradas na literatura a exemplo do encontrado em [91]. Essa conversão é implementada por intermédio da eliminação de uma das bandas laterais e da portadora do sinal óptico modulado por intermédio de filtragem óptica. As componentes espectrais da banda lateral óptica remanescentes sofrem batimentos com as demais componentes, isto é, conversão da intensidade óptica em corrente elétrica utilizando o conceito de vetor de Poynting. O resultado é proporcional ao produto do campo elétrico pelo seu complexo conjugado por conta da característica do fotodetector [80]. Este processo permite a detecção do envelope do sinal de RF à saída do fotodetector.

A largura de banda dos envelopes detectados são pequenas, o que permite o uso de fotodetector de baixa velocidade diferente das topologias propostas em [98], [99], [100], [61], além de não demandar circuitos RF complexos de casamento de impedância da carga com o fotodetector. O circuito equivalente do fotodetector para baixas frequências de saída é formado por uma fonte de corrente em paralelo com a capacitância de junção e a carga resistiva [7] conforme apresentada na Figura 3.1.

O circuito equivalente do fotodetector se comporta como um filtro passa baixa frequência. A carga resistiva acoplada à saída do FD não requer casamento de impedância, pois o sinal de saída está em baixa frequência. Cabe ressaltar que as abordagens observadas em [91], a conversão da modulação de fase para intensidade é feita deixando incidir no fotodetector a banda lateral e a portadora óptica. O resultado observado na saída do fotodetector é o sinal de RF da entrada.

Uma vantagem de se implementar a DAH é a redução da intensidade da portadora óptica, através de filtragem óptica, incidente no FD. Isto faz com que o ruído de disparo (*shot*) seja reduzido por conta da redução da corrente DC na saída FD [88]. Outra vantagem do uso da DAH está relacionada com o caso de aumento da faixa dinâmica do sistema não comprometer a da largura de banda como ocorre nos RCV eletrônicos [94]. Esses sistemas eletrônicos têm problemas quando a faixa dinâmica é aumentada com o uso de amplificadores em cascata. O uso de amplificadores em cascata traz o inconveniente de reduzir a faixa de estabilidade nos sistemas, o que traz limitações da resposta em frequência desses sistemas [94]. O fator de ganho observado em (3.12) dado por  $\pi^2 \Re P_o / 4V_\pi^2$  pode trazer amplificação do sinal elétrico na saída do sistema. Como o parâmetro relacionado à potência da fonte óptica e da tensão de meia onda do MF pode ser entendido como uma contribuição óptica para o ganho de potência de RF do

sistema. O parâmetro  $V_{\pi}$  pode influenciar o valor da tensão de saída do sistema como observado na Figura 3.2.

Os valores de frequência da portadora RF podem ser muito superiores, dependendo apenas do MF a ser utilizado, a exemplo dos observados em [101] onde a faixa de operação em frequência do MF pode chegar a 500 GHz. A faixa de frequências na saída do PD pode ser aproximadamente de dezenas de kHz, dependendo de sua capacitância de junção e da carga resistiva aplicada a este. Para a faixa de frequência do sinal de saída em kHz, o valor da carga resistiva a ser utilizada pode atingir valores em torno de poucas unidades de  $M\Omega$  para aumentar o ganho de transimpedância e, assim, aumentar a sensibilidade do RCV fotônico.

### 3.4. Experimento e análise de resultados

Com o objetivo de demonstrar o conceito do receptor cristal vídeo foi montado conforme o diagrama esquemático apresentado na Figura 3.3. Cabe acrescentar que os componentes empregados nesta abordagem são encontrados no comércio. A fonte óptica a ser utilizada foi o laser DFB que pode operar em torno de 1552 nm. O sinal óptico proveniente do diodo laser é acoplado no MF que opera até 20 GHz. Um gerador de pulsos radar que opera de 0,5 a 18 GHz envia sinais à entrada do MF visando modular o sinal óptico proveniente do laser DFB. O sinal óptico modulado que sai do MF entra na porta 1 do circulador óptico de 3 portas. Esse sinal sai desse circulador na porta 2 e acopla em uma grade de Bragg uniforme que opera em torno de 1552 nm e tem uma banda de rejeição de 50 GHz. Nessa grade o sinal óptico modulado em fase sofre filtragem óptica da portadora e da banda lateral inferior, onde são refletidos e saem pela porta 3 do circulador óptico para serem descartados. A banda lateral superior é transmitida da saída da FBG uniforme para um fotodetector de baixa velocidade. Os pulsos de RF radar que saem de uma segunda porta de RF do gerador de pulsos radar são medidos no analisador de sinal vetorial (*Vector Signal Analyzer - VSA*). Os sinais de vídeo saem da carga acoplada ao fotodetector e incidem em um osciloscópio de baixa velocidade. Cabe ressaltar que um circulador óptico foi empregado para eliminar o sinal que retorna da grade de Bragg. No diagrama esquemático do RCV fotônico apresentado na Figura 3.1, há um isolador óptico entre o MF e o FO que foi previsto o seu uso para evitar que os sinais ópticos modulados refletidos pelo FO criassem instabilidades na fonte óptica.

Um compensador de dispersão cromática é utilizado como grade de Bragg com resposta uniforme nesta tese. Esse compensador opera na faixa de dispersão de -800 a 800 ps, onde o ajuste de temperatura de 4 células de Peltier faz com que a resposta da grade seja alterada. Esse

compensador de dispersão é apresentado na Figura 3.4. A resposta da grade ajustada foi de 800 ps [102].

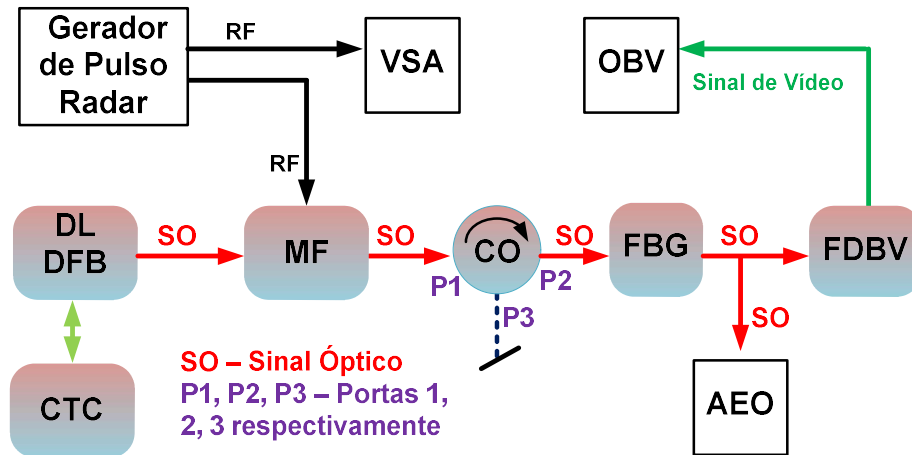


Figura 3.3 - Diagrama esquemático da configuração de demonstração do CRV fotônico. DL - diodo laser, DFB – retroalimentação distribuída, CTC – controlador de temperatura e corrente, MF – modulador de fase, CO – circulador óptico de 3 portas, FBG – grade de Bragg à fibra óptica, FDBV – fotodetector de baixa velocidade, VSA – analisador vetorial de sinais, AEO – analisador de espectro óptico e OBV – osciloscópio de baixa velocidade.

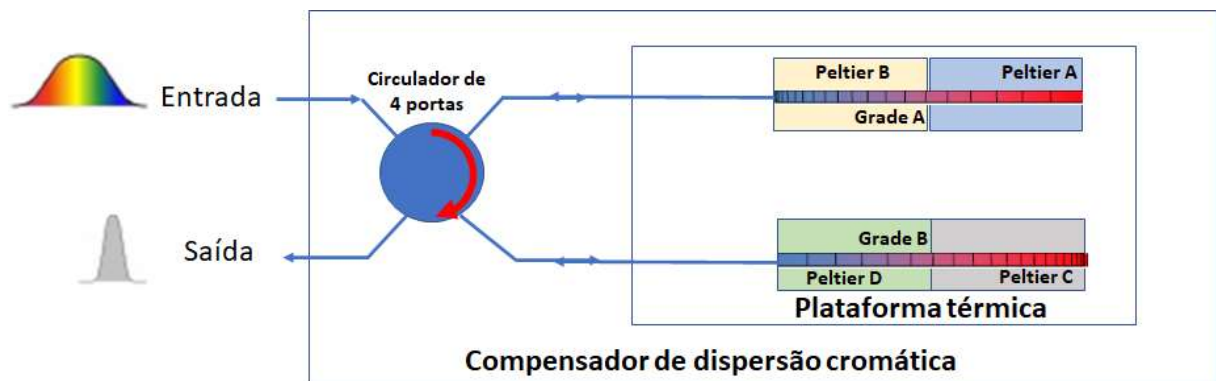


Figura 3.4 - Diagrama esquemático da configuração do compensador de dispersão usado como grade de Bragg de resposta uniforme que opera na faixa de dispersão de -800 ps a -800 ps com ajuste de temperatura nas grades A e B. Adaptado de [102].

A resposta da grade foi levantada pelo AEO utilizando o mesmo arranjo apresentado na Figura 3.3, com a diferença que a amostra do sinal óptico medida no AEO é proveniente da saída da FBG uniforme. O FDBV é desacoplado para poder acoplar o AEO. A banda de rejeição e de passagem da FBG são apresentadas na curva de número 3 da Figura 3.5. Observa-se que a faixa de comprimento de onda de 1551,82 a 1551,90 nm, na curva de número 3 na Figura 3.5,

representa a região de transição da banda de rejeição para a banda de transmissão. Nessa região há uma taxa de variação de transmissividade (TVT) de 2 dB/GHz. A baixa TVT pode fazer com que o nível de tensão do sinal na saída do FDBV não seja constante para um sinal com potência de RF constante e variando a sua frequência na entrada do MF. Essa variação do sinal de saída do FDBV ocorre para a faixa de frequências de RF na entrada do MF que varia de 0 a 10 GHz. Cabe ressaltar que essa faixa de frequência de RF equivale ao intervalo de comprimento de onda de 1551,82 a 1551,90 nm da TVT.

O sistema foi caracterizado inicialmente na frequência de operação de RF de 17 GHz, para se determinar a faixa dinâmica, sensibilidade tangencial do sinal (*Tangential Sensitivity – TSS*), sensibilidade e ganho de transimpedância. Durante os testes, foi escolhido operar com a portadora de RF em 17 GHz visando evitar o problema com a TVT e garantir a filtragem máxima da portadora óptica e da banda lateral inferior. A potência do laser foi de 100 mW e o sistema apresentou uma perda óptica de -8,9 dB. A temperatura do ambiente foi mantida em torno dos 25 °C.

A sintonia do filtro óptico, composto pela grade uniforme de Bragg e do laser DFB, é feita mudando a frequência de operação do laser. Esse ajuste da frequência óptica do laser pode ser conseguida por intermédio da expansão ou contração térmica e/ou por mudança de índice de refração da cavidade. O primeiro efeito se baseia em aumentar ou diminuir a temperatura da cavidade óptica. O segundo efeito é obtido alterando a corrente elétrica visando variar a densidade de portadores livres no meio ativo da própria cavidade óptica do laser DFB. É possível mudar a frequência de operação do laser empregando os dois efeitos.

Para a demonstração do conceito do RCV, preferiu-se utilizar o efeito térmico e manter a corrente constante para se ter controle da potência óptica inserida no sistema [103]. A temperatura no CTC é ajustada para o diodo laser operar em 1551,82 nm, correspondente ao limite superior da banda de rejeição da grade de Bragg. A curva número 3 da Figura 3.5 ilustra essa condição, onde pode ser observado a portadora óptica (PO) sintonizada no limite de rejeição da grade de Bragg.



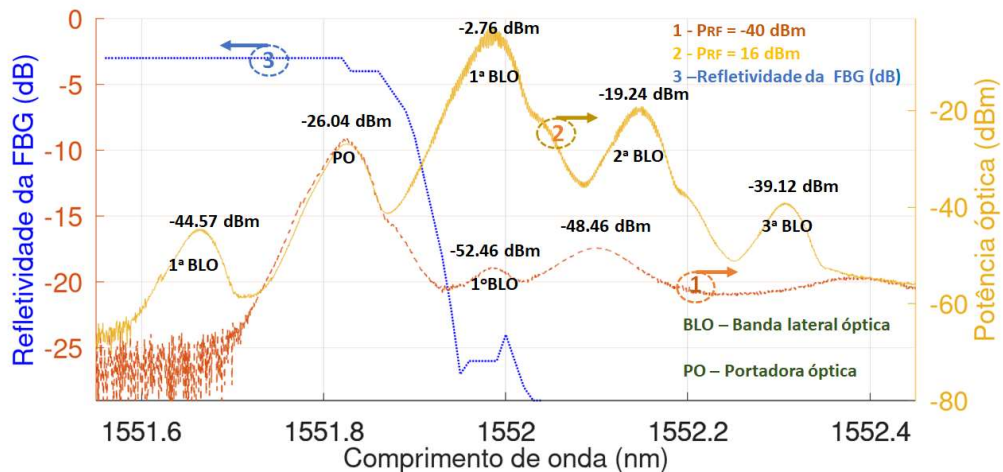


Figura 3.5 - Diagrama esquemático das medidas de sinais ópticos modulados na saída da grade. A sintonia da portadora óptica em relação à banda de rejeição da grade de Bragg apodizada uniforme é mostrada. O sinal óptico com modulação por sinal de RF com potência igual a -40 dBm e 16 dBm são mostrados nas curvas número 1 e 2 respectivamente. A resposta do filtro óptico é mostrada na curva número 3.

Dois sinais de RF com as características de pulso e valor de frequência da portadora iguais, porém, com potências distintas foram escolhidos como sinais modulantes para o sinal óptico que incide no MF. Cabe ressaltar que esse sinal óptico é sintonizado de forma a coincidir com o limite superior da banda de rejeição da grade de Bragg. A diferença em potência dos dois sinais de RF escolhidos visa verificar a faixa dinâmica. Os sinais ópticos modulados obtidos com o uso desses sinais de RF servem como estímulo na entrada da grade de Bragg visando demonstrar o comportamento, como filtro óptico, na anulação da portadora óptica e da banda lateral inferior.

O teste de faixa dinâmica contou com sinais pulsados de RF gerados com a portadora em 17 GHz. O primeiro sinal de RF foi gerado com potência igual a 16 dBm. Este sinal modulou a portadora óptica e ao se propagar na grade de Bragg uniforme gera uma resposta representada pela curva número 2 da Figura 3.5. Essa potência de RF foi escolhida a partir da informação da potência máxima de RF suportada na entrada do MF.

O segundo sinal pulsado com as mesmas características, exceto a potência de RF igual a -40 dBm, foi utilizado para modular em fase a portadora óptica. Este sinal óptico modulado ao se propagar na FBG uniforme gera uma resposta representada pela curva número 1 da Figura 3.5. A partir da potência do sinal de RF igual a 16 dBm, esse valor foi gradualmente decrescendo até ser observada, no OBV, a tensão de saída do sistema com a parte inferior do

sinal tangente à parte superior do ruído. Esse valor de potência de RF mínimo é conhecido como TSS e segue o critério de 8 dB conforme descrito anteriormente [104]. O processo de medição do TSS é utilizado para determinar o limite inferior da faixa dinâmica. Os sinais de RF pulsados utilizados no teste apresentam o valor da LP igual a 4 ms e da IRP de 10 ms. O MF tem o valor de  $V_{\pi}$  igual a 10,5 V para a frequência do sinal pulsado de RF em 17 GHz.

Observando a Figura 3.5 percebe-se uma atenuação da portadora óptica que fez ela atingir o valor de -26,04 dBm. Esse nível da portadora favorece a redução do nível do sinal DC no FDBV evitando a sua saturação e reduzindo a influência do ruído *shot* [88]. Observa-se a diferença de potência entre as bandas laterais ópticas de primeira ordem nas curvas 1 e 2 são respectivamente de 11 dB e de 42 dB aproximadamente. A relação de potência óptica entre as bandas laterais permitiu a conversão da modulação de fase em modulação de intensidade no FDBV.

Durante o processo de medição do TSS, onde a potência de RF inicial era 16 dBm na entrada do MF, o sinal de vídeo medido na saída da carga acoplada ao FDBV foi 25 V, essas medidas são apresentadas nas Figuras 3.6 (a) e (c) respectivamente. Conforme o valor de potência de RF decresce, o valor da tensão do sinal de vídeo se manteve constante em 25 V até o valor da potência do sinal de RF atingir o valor de -3,3 dBm. Esses valores medidos são apresentados nas Figuras 3.6 (b) e (d) respectivamente. Cabe ressaltar que os valores de sinais de vídeo medidos foram obtidos com o uso de uma carga de 500 k $\Omega$ .

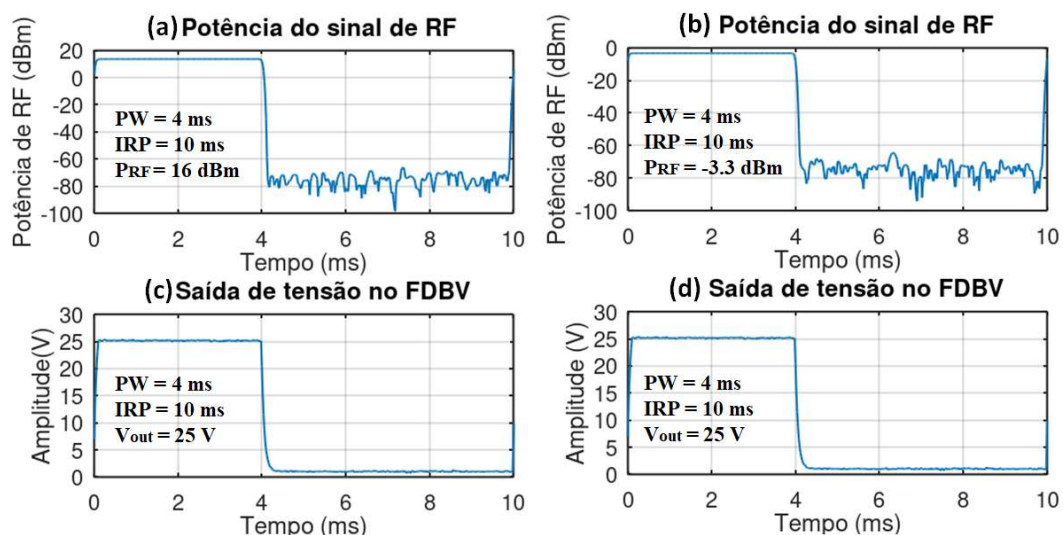


Figura 3.6 - Medidas de sinais de vídeo à saída do FDBV para potência de RF variando na entrada do MF. (a) Potência do sinal de RF igual a 16 dBm. (b) Potência do sinal de RF igual a -3,3 dBm. (c) sinal de vídeo com 25 V para o sinal de RF na entrada com 16 dBm de

potência. (d) sinal de vídeo com 25 V para o sinal de RF na entrada com 16 dBm de potência.

O ganho de transimpedância foi igual a  $0,5 \cdot 10^6 \Omega$ .

O valor da potência de RF na entrada do RCV fotônico de 16 dBm, conforme apresentado na Figura 3.6 (a), gera uma tensão do sinal de RF igual a 2 V. Esse nível de tensão pode causar distorções em ED eletrônicos, pois estes sairiam da região linear para a região quadrática de operação. Observando a curva número 2 na Figura 3.5 percebe-se que o MF produz 2 harmônicas além da frequência fundamental do sinal de RF da entrada compondo suas bandas laterais ópticas em sua saída. Para essa situação, sinais de intermodulações e harmônicos seriam esperados na saída do FDBV. Contudo, na Figura 3.6 (c), o sinal pulsado pode ser visto sem distorções e com sua envoltória medida com o valor de tensão igual a 25 V. Se a aplicação do RCV fotônico não depender de medida de tensão variando com o valor em potência do sinal de RF na entrada, o limite superior da faixa dinâmica seria 16 dBm. Caso contrário, o limite superior seria o valor de -3,3 dBm

O limite inferior da faixa dinâmica foi determinado a partir do conceito de TSS com o valor de -40 dBm. O limite superior da faixa dinâmica depende do tipo de aplicação RCV conforme discutido anteriormente. Com esses valores, a faixa dinâmica medida para 17 GHz pode ser de 56 ou 36,7 dB.

Para o caso de uso do RCV que não dependa de medida de tensão variando com o valor em potência do sinal de RF na entrada, o valor da faixa dinâmica poderá sofrer um aumento a partir do aumento da potência máxima suportada na entrada do MF.

A influência do ganho de transimpedância no valor da TSS e na banda de sinal do vídeo observado na saída do FDBV foi verificada, usando para isso dois valores diferentes de cargas resistivas ligadas na saída do FD. A primeira carga testada foi a de 500 k $\Omega$  e a segunda foi a de 27 k $\Omega$ . Os valores de TSS para a carga de 500 k $\Omega$  foi de -40 dBm e para a carga de 27 k $\Omega$  foi de -30 dBm conforme as Figuras 3.7 (a) e (b) respectivamente.

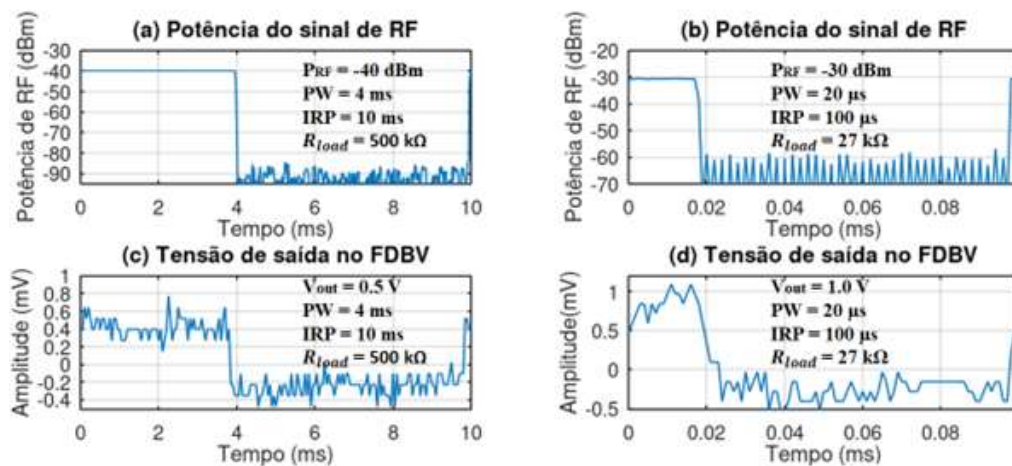


Figura 3.7 – Medidas comparativas de TSS. (a) O sinal RF na entrada do MF óptica com frequência da portadora em 17 GHz e potência = -40 dBm. (b) O sinal de RF na entrada do MF óptico com frequência portadora em 17 GHz e potência = -30 dBm. (c) O sinal na condição de 8 dB, o ganho da transimpedância com a carga de  $0,5 \cdot 10^6 \Omega$ . (d) O sinal na condição de 8 dB, o ganho da transimpedância com a carga de  $27 \cdot 10^3 \text{ k}\Omega$ .

O ganho de transimpedância de  $0,5 \cdot 10^6 \Omega$  observado usando a primeira carga permitiu detectar sinais com LP até 4 ms, o que equivale à frequência de corte de 250 Hz. Para a segunda carga, o ganho de transimpedância foi de  $27 \cdot 10^3 \Omega$  e permitiu detectar pulsos com LP de até 20  $\mu\text{s}$  correspondendo à frequência de corte de 50 kHz.

Um teste de ganho de transimpedância para sinais com modulação intrapulso foi realizado com um sinal radar LFM e um sinal de radar com modulação de fase do tipo Barker de 4 bits. Esse teste pretende verificar a influência do ganho de transimpedância sobre sinais com modulação intrapulso. Os sinais pulsados empregados no teste mantiveram as características inter-pulso, porém foi incluído modulação intrapulso. Os resultados são apresentados na Figura 3.8.

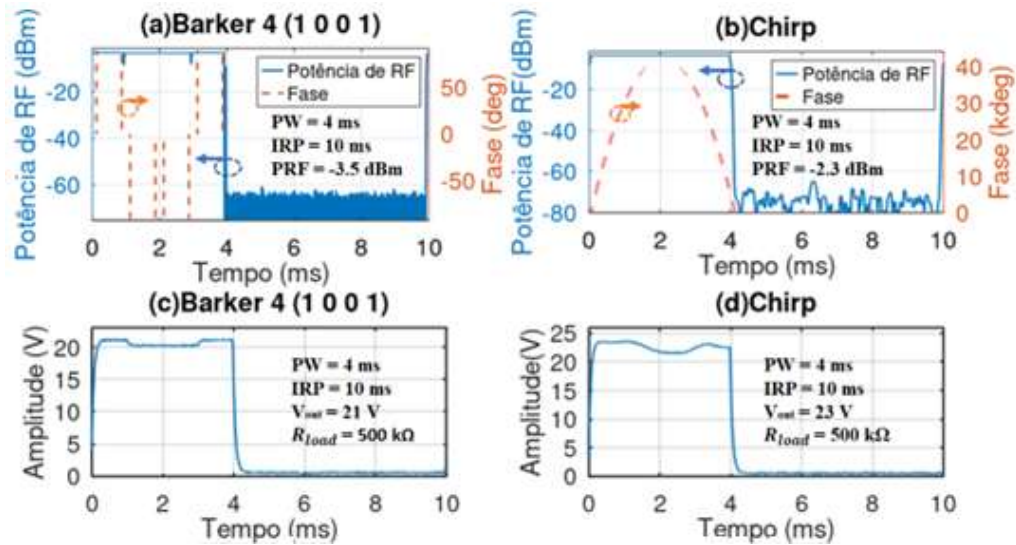


Figura 3.8 - Medidas de envoltórias de sinais com modulação intrapulso. a) Potência do pulso de RF com modulação em código de Barker é de -3,5 dBm mostrado em linhas sólidas. A fase do código de Barker 4 bits e as suas transições é apresentada em deg x ms mostrada em linhas tracejadas. b) Potência do pulso de RF com modulação LFM na entrada do MF é -2,3 dBm mostrado em linhas sólidas. A fase quadrática do sinal com *chirp* no tempo foi mostrada em linhas tracejadas. c) A saída do RCV fotônico com o envelope do pulso com modulação por código Barker na entrada do MF. d) A saída do RCV fotônico com o envelope do sinal pulsado com modulação LFM na entrada do MF.

O sinal de radar pulsado com a mesma LP e IRP foi modulado em fase com código de Barker de 4 bits (1,0,0,1) conforme na Figura 3.8 (a). A potência do sinal de RF na entrada do MF medida foi igual a -3,5 dBm. Os valores e o comportamento da fase do sinal com modulação Barker estão mostrados na curva tracejada na Figura 3.8 (a). O sinal de saída do sistema para esta excitação foi medido e apresentou o valor de 21 V de acordo com a Figura 3.8 (c). O sinal medido corresponde ao envelope do sinal pulsado de RF com modulação intrapulso da entrada do sistema.

O sinal de radar pulsado com a mesma LP e IRP foi modulado em LFM com uma *chirp rate* (CR) de 25 kHz/ $\mu$ s, resultando numa largura de banda de 100 MHz é apresentado na Figura 3.8 (b). A potência medida na entrada do MF foi de -2,3 dBm. Os valores e o comportamento da fase quadrática do sinal com modulação LFM foram mostrados na curva tracejada na Figura 3.8 (b). O sinal de saída do sistema para este estímulo foi medido com o valor de 23 V de acordo com a Figura 3.8 (d). Cabe ressaltar que esse valor de tensão medido é próximo do valor previsto na Tabela 3.1 de 26,66 V. O sinal medido corresponde ao envelope do sinal pulsado de RF com modulação intrapulso da entrada do sistema.

A sensibilidade é uma métrica comumente utilizada para comparação de rendimento entre ED, onde é obtida por intermédio da divisão do valor de tensão de saída pelo valor de potência do sinal de RF na entrada do sistema. A sensibilidade foi utilizada para esse sistema porque o RCV fotônico apresenta comportamento de detecção de envoltória. Empregando o mesmo arranjo de teste descrito anteriormente na Figura 3.3 foram levantadas duas curvas de potência de RF *versus* amplitude do sinal de vídeo na saída do sistema para duas cargas. A potência do laser foi ajustada para 50 mW e o sistema apresentou uma perda óptica de -8,9 dB. A temperatura do ambiente foi mantida em torno dos 25 °C.

A Figura 3.9 descreve a curva de sensibilidade para a carga de 500 k $\Omega$  e a Figura 3.10 descreve a curva de sensibilidade para a carga de 27 k $\Omega$ . Foram empregados sinais de RF sem modulação intrapulso com a portadora assumindo os valores de 5, 13 e 20 GHz. Tais frequências foram escolhidas visando apresentar o efeito da TVT da grade de Bragg uniforme disponível para o teste.

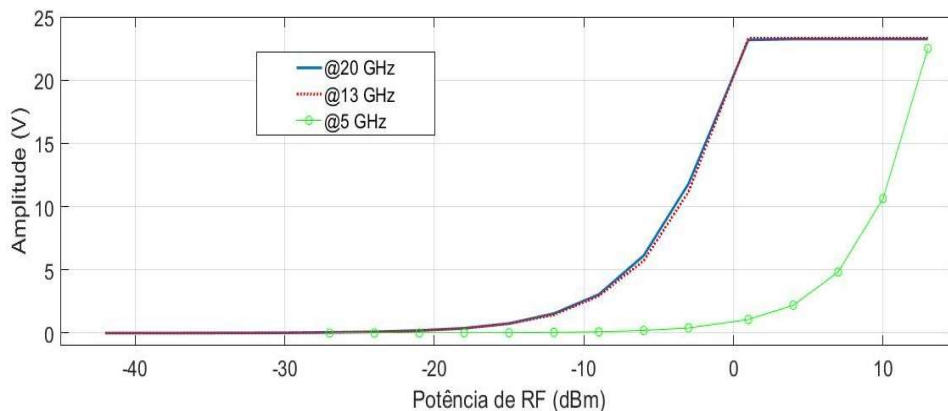


Figura 3.9 - Curva de sensibilidade para as frequências de RF de 5, 13 e 20 GHz com as diversas potências do sinal de RF na entrada do MF em comparação com a voltagem na saída do FDBV. A resistência de carga do FD é de 500 k $\Omega$ .

Observando a Figura 3.9 percebe-se que o sinal apresenta saturação para a frequência de 13 e 20 GHz e um deslocamento da curva para 5 GHz em relação as duas frequências por conta do TVT referente à grade de Bragg. Uma sugestão para contornar o problema da TVT é o uso de equalizadores de sinais de vídeos na saída do sistema. O maior valor de tensão medido para a carga de 500 k $\Omega$  de 23,63 V. Com os valores de tensão medidos para cada potência de entrada, verificou-se uma sensibilidade de 28.818,27 e 29.787,31 mV/mW para as frequências de 20 e 13 GHz respectivamente. Estes valores são considerados muito altos, quando comparados com os valores típicos observado em sistemas convencionais que exercem a mesma função de

detector de envoltória. Os ED baseados em diodo Schottky de barreira baixa sem polarização não ultrapassam 3000 mV/mW [105–107] e os ED baseados em HEMT não ultrapassam o valor de 25.000 mV/mW [108–111]. Os valores apresentados nas Figuras 3.6 (a) e (c) permitem calcular a sensibilidade do sistema em 53 V/mW com o valor de 25 V medido de tensão na saída do FDBV para uma potência do sinal de RF pulsado na entrada do MF de -3,3 dBm. Esses valores estão coerentes com as previsões teóricas na Tabela 3.1. Ressalta-se que a sensibilidade foi obtida com o laser operando com 100 mW e a temperatura ambiente de 25 °C.

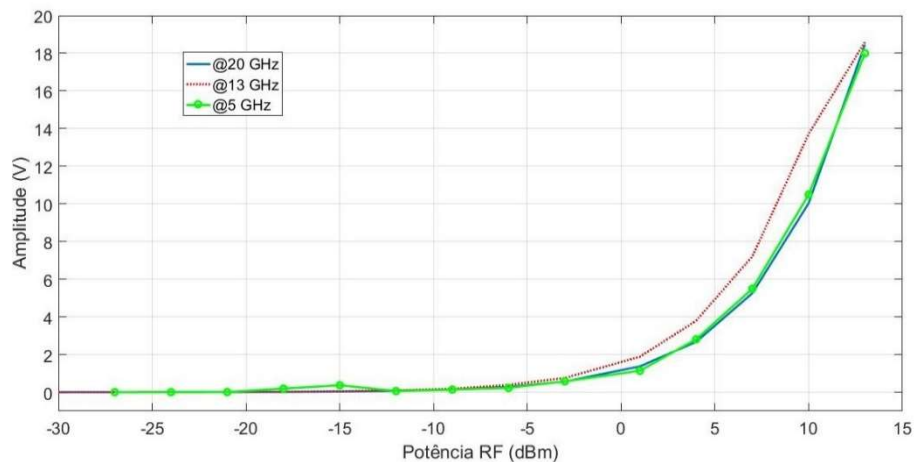


Figura 3.10 - Curva de sensibilidade para as frequências de RF de 5, 13 e 20 GHz com as diversas potências de RF na entrada em comparação com a tensão na saída. A carga é de 27 k $\Omega$ . A tensão varia de 1,5 mV a 18,63 V.

A Figura 3.10 apresenta um resultado sem saturação e com um pequeno descolamento das curvas para as frequências de 5, 13 e 20 GHz. O maior valor de tensão observado foi de 18,63 V. A potência óptica do laser e a temperatura do ambiente foram as mesmas da coleta de dados para o teste com a carga de 500 k $\Omega$ . Os resultados de sensibilidade máxima para a carga de 27 k $\Omega$  quando o sistema opera em 20 GHz foi de 4.358,46 mV/mW e quando opera em 13 GHz foi de 2.244,99 mV/mW. Esses valores conseguem ser melhores que os observados em ED baseado em diodo Schottky de barreira baixa sem polarização. Uma comparação entre os principais resultados encontrados na literatura com os valores obtidos neste trabalho pode ser observada na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Comparação dos principais resultados encontrados na literatura e esta Tese relacionados à sensibilidade.

Diodo Schottky de barreira baixa sem polarização	Detectores de envoltória baseados em HEMT	Detectores de envoltória baseados em Auto-homodinação óptica
< 3 V/mW [105–107]	< 25 V/mW [108–111]	53 V/mW

O ganho da transimpedância depende do valor da carga, aumentando o valor da carga, aumenta o valor da tensão de saída no FDBV. No entanto, quando aumenta o valor da carga, diminui o intervalo de frequência da banda base na saída FDBV. O ganho de transimpedância influencia a sensibilidade, o TSS, a faixa dinâmica e a banda de saída do sistema. O ganho alto de transimpedância proporciona alta sensibilidade, TSS e faixa dinâmica. Contudo causa redução da banda de frequência de saída no FDBV.

Cabe acrescentar que se o MF apresentar baixo  $V_{\pi}$ , cerca de 0,35 V conforme observado em [94], o TSS poderia ser estimado em torno de -70 dBm conforme a Tabela 3.1 e similar aos resultados obtidos para RCV eletrônicos no estado da arte. Se a potência máxima suportada na entrada do MF aumentar e chegar a valores próximos de 30 dBm e com esse TSS previsto, a faixa dinâmica seria de aproximadamente de 100 dB. Uma outra forma de se melhorar o desempenho do sistema é reduzir a perda óptica do sistema e/ou aumentar a potência da fonte óptica conforme apontado no estudo teórico da Seção 3.2.

A grade de Bragg se mostrou como um componente capaz de reduzir a influência da portadora óptica na geração de ruído. Quando essa influência é minorada, isto é, a potência óptica é reduzida, a corrente DC na saída do fotodetector é reduzida. A redução da corrente DC traz a redução do ruído shot, melhorando, assim, a sensibilidade do RCV. Outra vantagem relacionada com a redução da potência da portadora óptica incidente no FDBV é a possibilidade de evitar a saturação do fotodetector com energia óptica que não está modulada. Contudo, a influência da TVT trouxe a falta de uniformidade do sinal de tensão na saída do FDBV para uma determinada potência fixa de sinal de RF ao longo da faixa de frequência de operação do MF. Se a TVT aumentar é possível observar resposta mais uniforme na saída do FDBV para a mesma potência do sinal de RF na entrada ao longo da faixa de frequência de operação do MF.

Diante dos resultados observados nessa seção, pode-se inferir que o modelo matemático do ED fotônico permite prever os valores de sensibilidade com uma boa aproximação. A influência da parcela relacionada à fotônica e à transimpedância na formulação matemática do valor da sensibilidade do sistema foi verificada conforme prevista na Seção 3.2.



## 4. Medidor de Modulação de Frequência Intrapulso Radar com Topologia Fotônica

Medidores de Frequência Instantânea (IFM) são sistemas de guerra eletrônica que, em geral, apresentam melhor desempenho quando comparados com receptores *wide-open*, em relação à faixa dinâmica e alta precisão de medição em frequência [93]. Este sistema baseado em circuitos eletrônicos pode medir frequência para sinais de micro-ondas pulsados e CW, bem como LP, PA, IRP e AOA, podendo realizar medições dentro de consideráveis larguras de banda de frequências [112]. Topologias fotônicas de receptores IFM têm sido reportadas, as quais, quando comparadas com arquiteturas eletrônicas convencionais, têm grande potencial de superar limitações de performance, tais como: perda dependente da frequência e susceptibilidade à interferência eletromagnética [113].

Em 2012 foi proposta por Shilong Pan *et al* uma abordagem para a medição simultânea de múltiplos parâmetros, tais como: frequência, amplitude, largura de pulso e tempo de chegada de um sinal de micro-ondas pulsado [114]. Essa abordagem é baseada na análise de inclinação constante da ACF para medir a frequência do sinal de interesse. Erros nas medidas de frequências e de outros parâmetros podem surgir com a variação da inclinação da ACF. Assim, uma ACF linear com uma derivada de primeira ordem constante é necessária para identificar os múltiplos parâmetros do sinal de interesse.

O trabalho apresentado em 2017 por Bowen Zhang *et al* em [115] trouxe algumas melhorias na arquitetura proposta por Shilong Pan *et al*, onde implementou uma maneira de medir parâmetros de sinais LFM pulsados de RF. A principal melhoria foi introduzir o mapeamento de frequência por potência com o uso de um filtro linear de frequência. Em 2018 Bing Lu *et al* apresentaram, em [113], uma nova abordagem para medir sinais de micro-ondas pulsados com formatos de modulação intrapulso, incluindo PSK, FSK e LFM.

Abordagens visando medir CR de sinais LFM foram propostas em [116] e [117] por Guanyu Han *et al* e Di Peng *et al*, respectivamente usando o conceito de transformada de Fourier fracional. A transformada fracional de Fourier é uma transformada integral que pode ser considerada como uma generalização da transformada de Fourier multidimensional. Essa transformada é aplicada de forma sucessivamente ao sinal.

Na primeira abordagem, foi usado o conceito de transformada Fourier auto fracional para medir sinais com modulação de formas de onda por frequência linear por partes (*Piecewise*

*Linear Frequency Modulated Waveforms - PLFW*). Esse tipo de modulação traz um pulso de um sinal LFM composto por sinais de curta duração com CR diferentes. Na segunda abordagem foi usado o conceito de transformada de Fourier fracional e apresentava a possibilidade de ser reconfigurada com dois ou mais laços com defasadores em frequência visando uma faixa maior de medidas de CR. Essa segunda abordagem permite também a medida de frequência da portadora, mas não tem a capacidade de realizar medidas para sinais PLFW.

As duas abordagens usando o conceito de transformada de Fourier fracional não permitem medir outros parâmetros do sinal, seja ele pulsado ou CW. O limite em medida para a primeira abordagem é de 51,8 MHz/ $\mu$ s para sinais com modulação LFM variando a sua CR em períodos dentro do mesmo pulso. A precisão em medida para a segunda abordagem é de 139.12 kHz, com um limite de medida para o valor de 335,6 kHz/ $\mu$ s. A segunda abordagem é mais precisa e tem um limite de medida de CR melhor que a primeira abordagem. Porém, a segunda abordagem não consegue medir sinais que variam a CR da modulação LFM no mesmo pulso.

Este trabalho apresenta uma nova abordagem que emprega a medida da variação da frequência do sinal de RF diferente dos demais trabalhos encontrados na literatura. A arquitetura proposta emprega auto-homodinação óptica, fazendo com que não seja necessário medir a variação de frequência por intermédio de ACF. Essa arquitetura tem um IMZ em sua composição, semelhante aos métodos de medida de largura de linha de laser empregando o método auto-homódino apresentado na Seção 2.1. Porém, a modelagem apresentada na Seção 2.1 emprega um IMZ desbalanceado operando no regime incoerente. A abordagem proposta neste trabalho prevê o IMZ desbalanceado operando no regime coerente.

#### **4.1. Princípio de funcionamento do IFM intrapulso radar com topologia fotônica**

Este trabalho apresenta uma nova arquitetura para realizar medições de características intrapulso e interpulsos exceto frequência a portadora com o emprego de auto-homodinação óptica. Visando simplificar a nomenclatura adota nesta tese, o nome IFM fotônico foi adotado para o sistema proposto. A abordagem proposta leva em consideração a medida de uma IF obtida quando um sinal óptico com modulação SSB-SC se propaga em um IMZ desbalanceado com detecção feita por um único fotodetector de baixa velocidade. A FI medida é proporcional ao atraso entre braços do IMZ desbalanceado e ao CR do sinal de RF. A estrutura é similar a

apresentada na Seção 2.1 e que tem um MF, um filtro óptico para gerar um SSB-SC visando converter modulação de fase em modulação de intensidade. O sinal modulado que sai do filtro óptico é propagado em um IMZ desbalanceado. O sinal que incide no FDBV é a mistura do sinal SSB-SC e de sua versão defasada pelo maior braço do IMZ desbalanceado conforme apresentado na Figura 4.1. No FDBV há batimento entre si das componentes espectrais do sinal óptico SSB-CS, gerando na saída uma FI modulada pelo envelope do sinal de RF da entrada no MF. Cabe ressaltar que o isolador óptico é usado visando evitar que o sinal refletido pela grade de Bragg retorne ao MF ou ao DL.

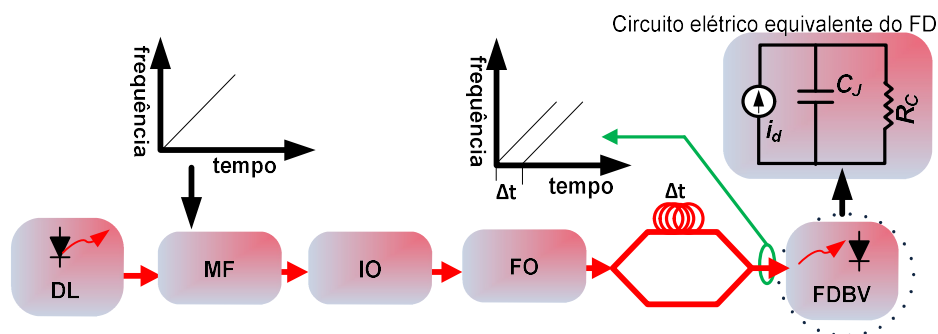


Figura 4.1 - Diagrama esquemático do IFM intrapulso fotônico para sinais de RF. DL - diodo laser, MF - modulador de fase, IO - isolador óptico, FO - filtro óptico, FDBV - fotodetector de baixa velocidade,  $C_J$  - capacitância de junção e  $R_C$  - impedância de carga.

## 4.2. Modelamento matemático do IFM intrapulso fotônico para sinais de RF

Um modelo matemático sobre o funcionamento do processo de medida da variação temporal do sinal de RF, por intermédio de modulação intrapulso, é desenvolvido nessa seção. Essa abordagem teórica prevê algumas métricas para comparação com outros IFM existentes, bem como, comportamentos espectrais dos sinais de saída do sistema. Nesse modelo matemático apresentado, o sinal proveniente da fonte óptica é considerado monocromático e o IMZ desbalanceado como estável.

A portadora óptica gerada por um diodo laser é representada pelo fasor do seu campo elétrico igual a:

$$E(t)_O = E_0 e^{j(\omega_0 t + \varphi_i)}, \quad (4.1)$$

onde  $E_0$  é a amplitude do campo elétrico do sinal do diodo laser,  $\omega_0$  é a frequência angular e a fase é  $\varphi_i$ . A fim de facilitar a análise do campo  $E(t)_O$ , a fase  $\varphi_i$  é considerada igual a zero.

Considerando um sinal elétrico de tensão de RF com fase variável no tempo, injetado na entrada de RF de um MF, definido como :

$$V(t)_{RF} = V \text{sen}(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}(t)) \text{Rect} \left[ \frac{t}{T} \right], \quad (4.2)$$

onde  $V$  é a amplitude do sinal RF, a sua frequência angular é dada por  $\omega_{RF}$  e  $\varphi_{RF}(t)$  é a fase com variação temporal. A limitação temporal do sinal é dada pela função retangular dependente do tempo representada por  $\text{Rect} [t/T]$ . O valor atribuído à função  $\text{Rect}$  é a unidade quando o sinal ocorre no intervalo compreendido de  $-T/2 < t < T/2$ , em que o parâmetro  $T$  é a largura do pulso do sinal de RF. O sinal óptico na saída do MF é:

$$E(t)_M = E_0 e^{j\omega_0 t} \times e^{jm \text{sen}(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}(t))}. \quad (4.3)$$

O índice de modulação do MF,  $m$ , é dado por:

$$m = \frac{V \text{Rect} \left[ \frac{t}{T} \right]}{V_\pi} \pi, \quad (4.4)$$

onde  $V_\pi$  é a tensão de meia-onda do MF óptica. Em (4.3) é aplicada a expansão Jacobi-Anger e se tornou:

$$E(t)_M = \sum_{g=-\infty}^{g=\infty} E_0 J_i(m) e^{j(\omega_0 t + k(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}(t)))}. \quad (4.5)$$

onde  $J_i(m)$  representa as funções de Bessel de primeiro tipo e de ordem  $i$ . Considerando o modulador operando em regime de pequenos sinais, onde  $m \ll 1$ , a série de funções de Bessel pode ser truncada a partir dos valores de  $i = \{-1.0.1\}$  [88]. Assim, o sinal de saída do modulador operando nas condições para pequenos sinais pode ser expresso por:

$$E(t)_M = E_0 J_0(m) e^{j(\omega_0 t)} + E_0 J_1(m) e^{j((\omega_{mod} t + \varphi_{RF}(t)))} - E_0 J_1(m) e^{j((\omega_{mod} t - \varphi_{RF}(t)))}, \quad (4.6)$$

onde  $\omega_{mod}$  é a frequência angular da subportadoras óptica, definida como  $\omega_{mod} = \omega_0 + \omega_{RF}$ .

O sinal de saída do MF é então acoplado ao filtro óptico. O filtro óptico tem a mesma resposta postulada na Seção 3.2 e é considerado como ideal com sua resposta similar a uma função degrau. A sintonia do filtro óptico é feita da mesma forma que a Seção 3.2, a portadora óptica apresenta o mesmo comprimento de onda do limite superior da região de rejeição do filtro conforme a Figura 4.2. O sinal óptico modulado em fase, que não é de interesse, é refletido no intervalo de comprimento de onda da banda de rejeição da grade de Bragg. Este processo visa a conversão de modulação de fase em intensidade do sinal remanescente. A resposta deste filtro ao sinal transmitido é  $\tau(\omega) \exp[j\varphi]$ . A variável  $\tau(\omega)$  representa o coeficiente de transmissão de onda no filtro e  $\varphi(\omega)$  a fase inserida no sinal, sendo que esses parâmetros dependem da frequência angular do sinal óptico.

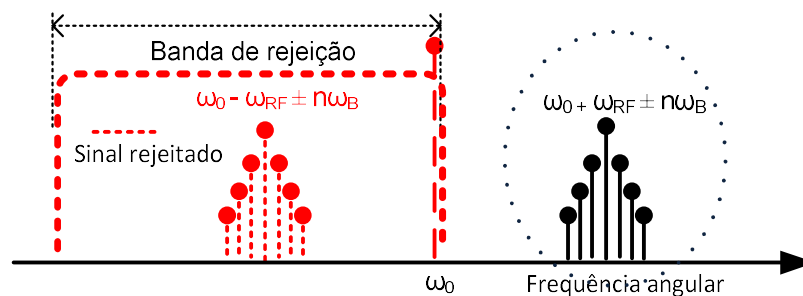


Figura 4.2 - Diagrama esquemático da sintonia do laser no limite superior da banda de rejeição da grade de Bragg uniforme.

O valor de  $\tau(\omega)$  é considerado igual a zero quando o sinal óptico está compreendido na banda de rejeição. Para os outros valores de  $\omega$ , o valor considerado de  $\tau(\omega) \cong 1$  e  $\varphi(\omega) = \varphi$ . O campo elétrico acoplado ao IMZ é expresso da seguinte forma:

$$E(t)_T \cong E_0 J_1(m) e^{j((\omega_{mod} t + \varphi_{RF}(t)) + \varphi)}. \quad (4.7)$$

onde  $\varphi$  é o valor de fase óptica constante para a região de máxima transmissão do filtro óptico. No IMZ desbalanceado, o sinal óptico modulado sofre uma divisão de potência do sinal de

50/50 equilibrada. Um dos seus braços recebe um atraso de tempo igual a  $\Delta t$ , como mostrado na Figura 4.3.

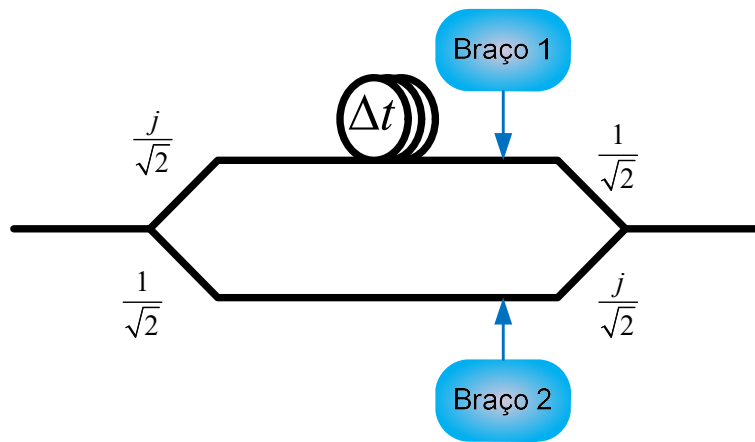


Figura 4.3 - Diagrama esquemático da modelagem matemática do interferômetro de Mach Zehnder.

O sinal óptico de saída do IMZ pode ser expresso por:

$$E(t)_{MZI} = \frac{E_0 J_1(m_1) j}{2} e^{j(\omega_{mod}(t-\Delta t) + \varphi_{RF}(t-\Delta t))} + \frac{E_0 J_1(m_2) j}{2} e^{j(\omega_{mod}t + \varphi_{RF}(t))}, \quad (4.8)$$

onde os índices de modulação são descritos em função de sua duração e retardo  $\Delta t$  conforme:

$$m_1 = \frac{V_{Rect}\left[\frac{t-\Delta t}{T}\right]}{V_\pi} \pi, \quad (4.9)$$

$$m_2 = \frac{V_{Rect}\left[\frac{t}{T}\right]}{V_\pi} \pi. \quad (4.10)$$

Em (4.8) são observadas duas parcelas, a primeira indica o sinal que se propagou no braço longo, braço número 1. A segunda parcela representa o sinal que se propagou no braço curto, braço número 2. O índice de modulação descrito em (4.9) considera que a função Rect assumirá um novo intervalo por conta da propagação no braço maior. Para fazer uma análise completa da saída do interferômetro ao longo do tempo, é necessário dividir o período de sobreposição dos sinais incidentes no FDBV em três períodos de interações distintas conforme a Figura 4.4:

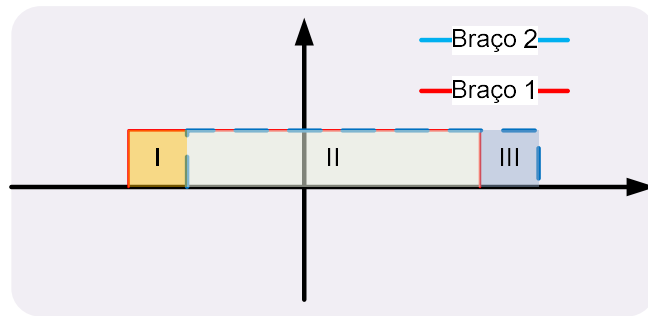


Figura 4.4 - Diagrama esquemático da sobreposição dos pulsos na saída do interferômetro de Mach Zehnder. O período de sobreposição é dividido em 3 intervalos.

O intervalo I representa o período de  $-T/2 \leq t \leq -T/2 + \Delta t$  onde o valor de  $m_1 = 0$  e  $m_2 = (V/V_\pi)\pi$  fazendo (4.8) se tornar:

$$E(t)_{MZI} = \frac{E_0 J_1(m_2) j}{2} e^{j(\omega_{mod} t + \varphi_{RF}(t))} \quad (4.11)$$

O intervalo II representa o período de  $-T/2 + \Delta t \leq t \leq T/2$  o valor de  $m_1 = m_2 = (V/V_\pi)\pi$  fazendo (4.8) se tornar:

$$E(t)_{MZI} \cong \frac{E_0 J_1(m_2) j}{2} e^{j(\omega_{mod}(t-\Delta t) + \varphi_{RF}(t-\Delta t))} + \frac{E_0 J_1(m_2) j}{2} e^{j(\omega_{mod} t + \varphi_{RF}(t))}. \quad (4.12)$$

O intervalo III representa o período de  $T/2 \leq t \leq T/2 + \Delta t$  o valor de  $m_1 = (V/V_\pi)\pi$  e  $m_2 = 0$  fazendo (4.8) se tornar:

$$E(t)_{MZI} = \frac{E_0 J_1(m_1) j}{2} e^{j(\omega_{mod}(t-\Delta t) + \varphi_{RF}(t-\Delta t))} \quad (4.13)$$

Os intervalos I e III são modelados matematicamente de forma similar ao CRV fotônico descrito na Seção 3.2. O intervalo II representa o período de sobreposição dos dois pulsos e é modelado por (4.12). A intensidade do sinal óptico injetado no fotodetector é definida a partir da relação [88]:

$$S(t) \propto E_{MZI}(t) E_{MZI}^*(t), \quad (4.14)$$

onde o sinal de asterisco, \*, significa complexo conjugado do campo  $E_{MZI}(t)$ . Aplicando (4.14) em (4.12) resulta em:

$$\begin{aligned}
 S(t) &\propto \left( \frac{E_0 J_1(m)}{2} \right)^2 \\
 &\times \left\{ e^{j(\omega_{mod}t + \varphi_{RF}(t) + \frac{\pi}{2})} + e^{j(\omega_{mod}t - \omega_{mod}\Delta t + \varphi_{RF}(t - \Delta t) + \frac{\pi}{2})} \right\} \\
 &\times \left\{ e^{-j(\omega_{mod}t + \varphi_{RF}(t) + \frac{\pi}{2})} + e^{-j(\omega_{mod}t - \omega_{mod}\Delta t + \varphi_{RF}(t - \Delta t) + \frac{\pi}{2})} \right\}.
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

Desenvolvendo (4.15) e colocando os termos comuns em evidência, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 S(t) &\propto \alpha \left( \frac{E_0 J_1(m)}{2} \right)^2 \left\{ 2 + e^{j(\omega_{mod}\Delta t + (\varphi_{RF}(t) - \varphi_{RF}(t - \Delta t)))} \right. \\
 &\quad \left. + e^{-j(\omega_{mod}\Delta t + (\varphi_{RF}(t) - \varphi_{RF}(t - \Delta t)))} \right\}.
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

A corrente à saída do fotodetector é:

$$i(t) = \frac{1}{2} P_O \Re(J_1(m))^2 \left\{ 1 + \cos(\omega_{mod}\Delta t + (\varphi_{RF}(t) - \varphi_{RF}(t - \Delta t))) \right\}, \tag{4.17}$$

onde o  $\Re$  é a responsividade do fotodetector e o  $P_O$  é a potência óptica à saída do diodo laser descrita pela relação  $P_O \propto E_o^2$ .

Considerando um sinal LFM na entrada do sistema, a fase do sinal de RF em (4.17) passa a ser  $\varphi_{RF}(t) = \mu/2 t^2$ , onde  $\mu$  representa a taxa de variação temporal da frequência do sinal de RF. A corrente passa a ser descrita por:

$$\begin{aligned}
 i(t) &= \frac{1}{2} P_O \Re(J_1(m))^2 \left\{ 1 + \cos(\omega_{mod}\Delta t + \mu/2 (t^2 - t^2 + 2t\Delta t - \right. \\
 &\quad \left. \Delta t^2)) \right\},
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

A parcela correspondente ao sinal AC da corrente é:



$$i(t) = \frac{P_o}{2} \Re J_1^2(m) \cos \left( (\Delta t \omega_{mod} - \mu/2 \Delta t^2) + W_{FI} t \right), \quad (4.19)$$

onde  $W_{FI}$  é a FI e descrito por  $W_{FI} = \mu \Delta t$ . Desenvolvendo (4.19):

$$i(t) = \frac{P_o}{2} \Re J_1^2(m) \left\{ \cos \left( (\Delta t \omega_{mod} - \mu/2 \Delta t^2) \right) \cos(W_{FI} t) - \sin \left( (\Delta t \omega_{mod} - \mu/2 \Delta t^2) \right) \sin(W_{FI} t) \right\} \quad (4.20)$$

e considerando o termo  $(\Delta t \omega_{mod} - \mu/2 \Delta t^2)$  um número múltiplo inteiro de  $2\pi$ , a parcela AC é reduzida para:

$$i(t) = \frac{P_o}{2} \Re \alpha \tau^2 J_1^2(m) \cos(Wt). \quad (4.21)$$

Aplicando valores típicos de frequências de subportadoras ópticas,  $\omega_{mod}$ , atrasos entre braços do IMZ desbalanceado,  $\Delta t$ , e CR permitem verificar se a aproximação feita em (4.20) é coerente. Contudo elas permitem perceber os pesos de cada parâmetro no resultado. O resultado da aplicação de alguns valores típicos desses parâmetros pode ser observado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Valores para os termos de amplitude devido ao IFM desbalanceado.

$\omega_{mod}$ ( $10^9$ rad/s)	$\Delta t$ ( $\mu$ s)	$\mu$ (MHz/ $\mu$ )	$\cos \left( (\Delta t \omega_{mod} - \mu/2 \Delta t^2) \right)$	$\sin \left( (\Delta t \omega_{mod} - \mu/2 \Delta t^2) \right)$
$2\pi \times 193215$	1	2	1	0
$2\pi \times 193217$	1	2	1	0
$2\pi \times 193217$	1	100	1	$-4.9245 \cdot 10^{-05}$
$2\pi \times 193217$	5	2	1	$-2.0443 \cdot 10^{-05}$
$2\pi \times 193217$	5	100	1	$-1.2459 \cdot 10^{-03}$

Observando a Tabela 4.1, percebe-se que a aproximação realizada para se obter (4.21) é coerente com valores reais de frequências dos sinais de RF e ópticos, bem como, os valores para atrasos e de CR. A corrente AC descrita em (4.21) descreve um sinal que tem a FI modulada por uma função Rect com duração de tempo  $T - \Delta t$ . O atraso entre os braços do IMZ,  $\Delta t$ , é conhecido, e com isso, é possível medir a LP, IRP, PA e  $\mu$ . O valor da FI,  $W$ , pode variar em função do tempo de forma linear ou não linear, isto é, com CR crescente, decrescente, senoidal e outros formatos. O padrão de variação de frequência pode ser previsto juntamente

com a CR, já que o atraso é constante e conhecido. Para todos estes casos, o valor da FI a ser medida na saída do sistema é de baixa frequência, isto é, na ordem de grandeza de poucas centenas de MHz para valores típicos de CR radar. Tal fato permite o emprego de circuitos eletrônicos mais simples para processamento do sinal na saída do IFM fotônico.

### **4.3. Considerações teóricas sobre o IFM intrapulso fotônico para sinais de RF**

Conforme discutido na Seção 3.2, quando o sinal óptico com modulação SSB-SC incide no fotodetector, o sinal elétrico de saída está na banda base do sinal de entrada no sistema, porque ocorre o batimento das componentes espectrais da banda lateral superior umas com as outras no fotodetector. A arquitetura apresentada no Capítulo 4 é uma variação da apresentada no Capítulo 3. Essa variação na arquitetura é a inclusão de um IMZ desbalanceado. O desbalanceamento do IMZ permite que o sinal óptico com modulação SSB-SC incida juntamente com a sua versão atrasada no fotodetector. O sinal elétrico na saída do fotodetector não é mais a envoltória do sinal de RF na entrada do sistema e, sim, a FI modulada pela envoltória. Essa FI é proporcional ao atraso entre os braços do IMZ e à CR.

A figura de ruído do sistema poderá ser reduzida por causa da filtragem da portadora óptica, isto é, há uma redução da sua intensidade incidente no fotodetector, com isso há uma redução da corrente DC. Com a redução da corrente DC, o ruído *shot* diminui. O batimento entre as componentes da banda lateral superior produz um sinal na saída do fotodetector na faixa de frequência de FI muito menor do que o sinal de RF da entrada. Esse sinal elétrico na saída do fotodetector é da ordem de poucas centenas de MHz. O circuito equivalente para o fotodetector nesta faixa de frequência é considerado como composto de uma fonte de corrente em paralelo com um filtro passa baixa conforme representado no diagrama esquemático presente na Figura 3.8. Com isso, amplificação da transimpedância se torna possível só com a mudança do valor da carga acoplada no FDBV.

Para a modelagem teórica considerando o sinal óptico proveniente do diodo laser como monocromático e o IMZ desbalanceado como estável, a FI dependente somente do atraso entre braços do IMZ desbalanceado e da CR do sinal de RF. A modulação de fase traz a vantagem de evitar o uso da tensão de polarização do MF e seu desvio. A perda por inserção óptica do MF é inferior a do MMZ [88].

Cabe ressaltar que Guanyu Han *et al* e Di Peng *et al* em [116] e [117], respectivamente, expõem abordagens que tem como proposta semelhante a desta tese, visando a medida da CR. Esses dois sistemas propostos são implementados com apoio de recursos computacionais e não permitem medir os outros parâmetros do sinal de RF na entrada do sistema.

#### 4.4. Experimento e análise de resultados

Um circuito óptico foi montado baseado na abordagem apresentada na Seção 3.4 e implementado, conforme mostra a Figura 4.5, com o objetivo de demonstrar o conceito do IFM intrapulso fotônico para sinais de RF. Esse circuito óptico foi montado com componentes disponíveis no comércio. A fonte óptica utilizada foi o laser DFB que operou em torno de 1552 nm. O sinal óptico proveniente do diodo laser é acoplado em um MF. Esse MF opera até 20 GHz. Um gerador de pulsos radar que tem uma faixa operação de 0,5 a 18 GHz envia sinais à entrada do MF visando modular o sinal óptico proveniente do laser DFB. O sinal óptico modulado que sai do MF entra na porta 1 do circulador óptico de 3 portas. Esse sinal sai do circulador na porta 2 e é acoplado em uma grade de Bragg uniforme que opera em torno de 1552 nm, com banda de rejeição de 50 GHz. Na grade, o sinal óptico modulado em fase sofre filtragem óptica da portadora e da banda lateral inferior, onde são refletidos e saem pela porta 3 do circulador óptico, para serem descartados. A banda lateral superior é transmitida da saída da FBG para o IMZ desbalanceado. O sinal na saída do IMZ desbalanceado é composto pela soma da banda lateral superior com a sua versão atrasada, para então incidir em um fotodetector de baixa velocidade. Cabe ressaltar que a grade de Bragg usada é a mesma do arranjo experimental do Capítulo 3 e apresenta o mesmo ajuste de dispersão cromática de 800 ps.

O atraso entre braços do IMZ desbalanceado é conseguido com o uso de um carretel de fibra óptica em um dos braços do IMZ. Um controlador de polarização foi utilizado para melhorar a interferometria dos sinais na saída do IMZ desbalanceado, pois este IMZ está operando no regime coerente. Os sinais de vídeo presentes na resistência de carga do fotodetector são medidos por meio de um osciloscópio de baixa velocidade. Cabe ressaltar que um circulador óptico foi empregado para eliminar o sinal que retorna da grade de Bragg visando evitar instabilidade na fonte óptica. No diagrama esquemático do IFM fotônico apresentado na Figura 4.1, há um isolador óptico entre o MF e o FO que foi previsto inicialmente para evitar o mesmo inconveniente causado pelo retorno do sinal óptico refletido pela grade de Bragg. O uso do circulador em substituição ao isolador óptico no arranjo experimental, se deve ao fato do isolamento entre portas ser melhor para o circulador óptico disponível.

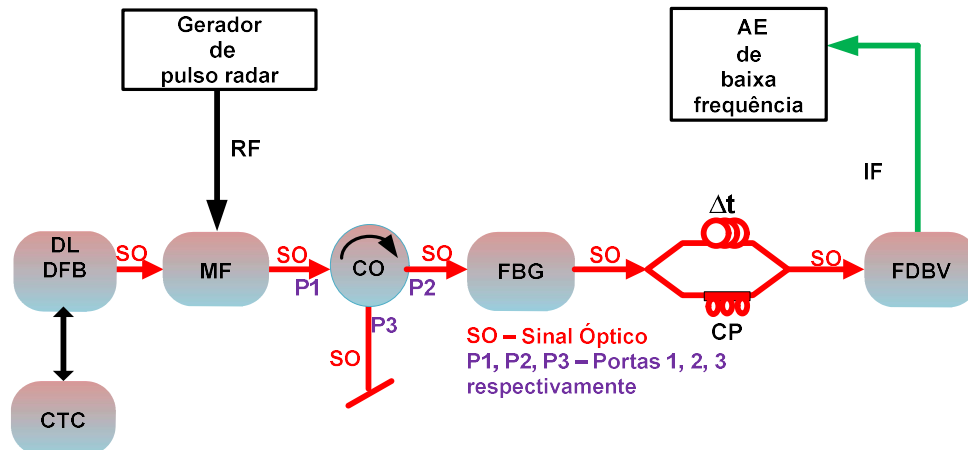


Figura 4.5 - Diagrama esquemático da configuração de demonstração do IFM fotônico. DL - diodo laser, DFB - distributed Feedback, CTC – controlador de temperatura e corrente, FBG – grade de Bragg à fibra óptica, CO – circulador óptico de 3 portas, FDBV – fotodetector de baixa velocidade, SO – sinal óptico, CP – controle de polarização óptica e AE – analisador de espectro.

A sintonia do laser foi realizada da mesma forma que no arranjo para as medidas do detector de envoltórias fotônico apresentado na Seção 3.4. A portadora de RF em 17 GHz foi escolhida para a geração dos sinais RF de teste. O critério para escolha desta frequência foi o mesmo empregado no RCV fotônico, isto é, por conta da existência de uma TVT de 2 dB/GHz na grade de Bragg uniforme utilizada. Os demais componentes utilizados são os mesmos empregados nos testes experimentais do RCV fotônico. O MF empregado apresenta o valor de  $V_{\pi}$  igual a 10,5 V na frequência de 17 GHz. A portadora óptica foi ajustada para operar com 100 mW de potência e as perdas ópticas medidas foram de 13 dB. A largura de linha do laser é 1 MHz. Os sinais de RF utilizados foram ajustados para 0 dBm de potência na entrada do MF no teste. O atraso do IMZ desbalanceado foi obtido com o uso de 200 m de fibra óptica condicionada em um carretel, o que confere um atraso de 1  $\mu$ s.

O teste do conceito de medida de variação de frequência instantânea foi realizado com a geração de 3 sinais com os valores de CR diferentes. Esses sinais foram injetados na entrada de RF do MF em momentos distintos e em sequência. O primeiro sinal gerado apresenta uma LP de 10  $\mu$ s com a CR de 30 MHz/ $\mu$ s. Aplicando a expressão para calcular a FI com base em na expressão  $W_{FI} = \mu \Delta t$ , obtém-se o valor esperado para a FI, que neste caso é de 30 MHz. O espectro medido para esse sinal é apresentado na Figura 4.6. O segundo sinal gerado apresenta a LP igual a 10  $\mu$ s com a CR de 50 MHz/ $\mu$ s. Aplicando a expressão para calcular a FI obtém-

se o valor esperado de 50 MHz. O espectro medido para esse sinal é apresentado na Figura 4.7. O terceiro sinal gerado apresenta 3  $\mu\text{s}$  de LP com a CR de 166,66 MHz/ $\mu\text{s}$ . Aplicando a expressão para calcular a FI obtém-se o valor esperado de 166,66 MHz. O espectro medido para esse sinal é apresentado na Figura 4.8. Cabe ressaltar que as medidas realizadas para verificar a incerteza das medidas de FI levam em conta o decréscimo de 3 dB na potência do sinal de RF na saída do sistema.

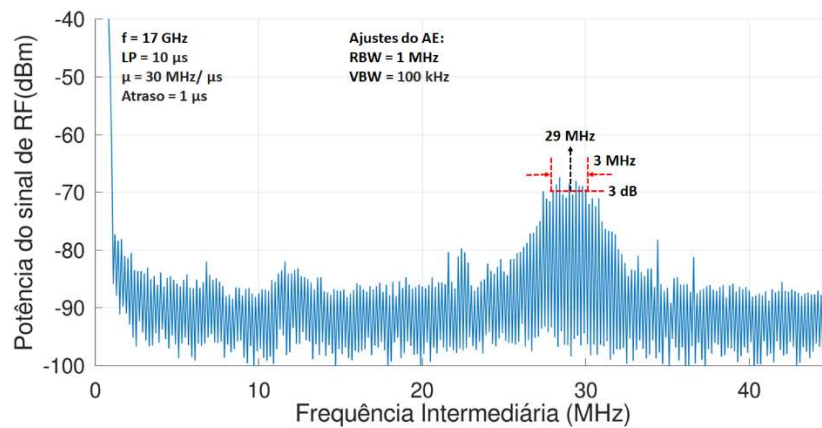


Figura 4.6 - Medida obtida no analisador de espectro de baixa frequência. O valor medido de FI foi de 29 MHz com uma incerteza de 3 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE.

O resultado observado na Figura 4.6 permite comprovar o conceito de medição da variação de frequência linear por intermédio de uma FI. O valor dessa FI é baseado no valor da CR e do atraso entre braços do IMZ desbalanceado. Tal valor da FI foi medido em 29 MHz centrado em uma região de incerteza de 3 MHz.

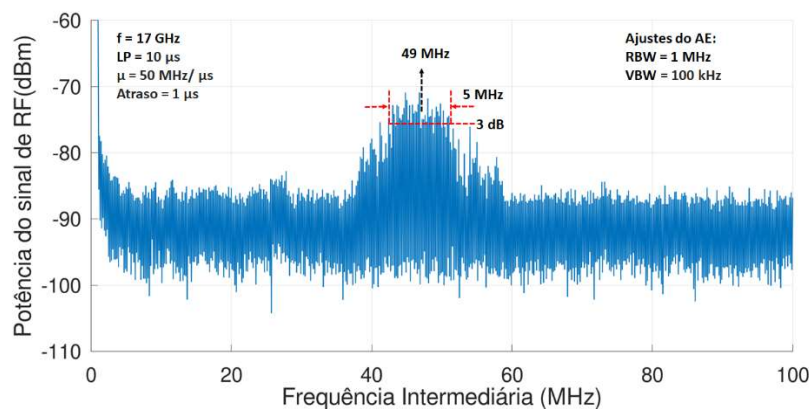


Figura 4.7 - Medida obtida em analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI de 49 MHz com uma incerteza de 3 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em

largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE.

O resultado observado na Figura 4.7 apresenta o valor da FI medido centrado em 49 MHz em uma região de incerteza de 5 MHz. Observa-se que a incerteza aumentou para 5 MHz só aumentando a CR para a mesma LP de 10  $\mu\text{s}$  e frequência da portadora de RF em 17 GHz.

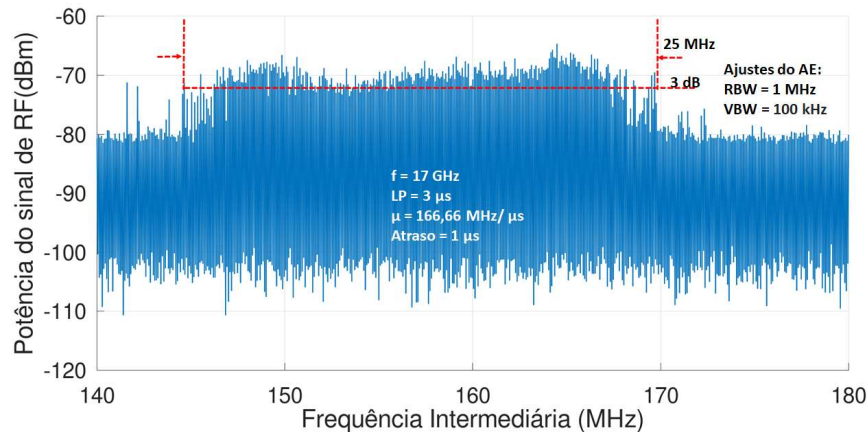


Figura 4.8 – Medida obtida em analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI de 166,66 MHz com uma incerteza de 25 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE.

O resultado observado na Figura 4.8 apresenta o valor da FI medido em 166 MHz dentro de uma região de incerteza de 25 MHz. Observa-se que a incerteza aumentou para 25 MHz aumentando a CR para 166,66 MHz/ $\mu\text{s}$  com uma redução da LP para 3  $\mu\text{s}$ . A frequência da portadora do sinal de RF na entrada do sistema foi mantida em 17 GHz.

A capacidade do IFM fotônico para medir a CR e seu comportamento para 2 sinais com CR diferentes pulsados linearmente modulados em frequência atingindo o sistema ao mesmo tempo. O sinal incidente com CR igual a 4 MHz/ $\mu\text{s}$  tem LP igual a 10  $\mu\text{s}$ . O outro sinal apresenta CR igual a 10 MHz/ $\mu\text{s}$  e tem LP igual a 5  $\mu\text{s}$ . Os sinais de RF gerados simultaneamente na entrada do sistema apresentaram suas portadoras de RF em 17 GHz. O resultado dessa medida pode ser observado na Figura 4.9.

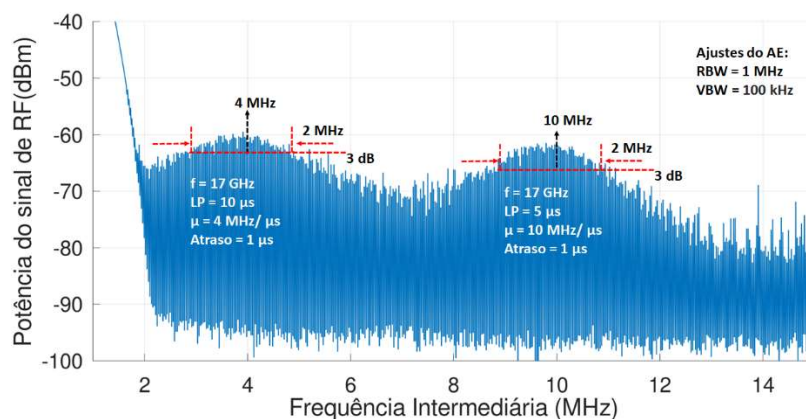


Figura 4.9 – Medida obtida em analisador de espectro de baixa frequência. Os valores das FI centradas em 4 MHz e 10 MHz com variação de 2 MHz podem ser observados. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE.

Observando o resultado apresentado na Figura 4.9 percebe-se que os sinais estão próximos em frequência e não geram frequências espúrias. Por este fato pode-se inferir que o sistema pode medir FI diferentes ao mesmo tempo. As frequências relacionadas aos sinais espúrios que poderiam aparecer, seriam centradas em 6 e 14 MHz, e esses sinais espúrios não apareceram.

O sistema também teve seu comportamento verificado no domínio do tempo por intermédio de um osciloscópio de baixa velocidade acoplado ao FDBV. A resistência de carga de saída foi de  $50 \Omega$ . Foram gerados 4 sinais de RF pulsados com CR diferentes. Esses sinais foram injetados na entrada de RF do MF em momentos distintos e em sequência. As larguras dos pulsos foram também variadas. A portadora de RF foi mantida em 17 GHz. O teste começou com a medida do sinal na saída do sistema para cada valor de CR do sinal pulsado de RF na entrada do sistema começando de  $1 \text{ MHz}/\mu\text{s}$  e terminando em  $100 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ . Como previsto na análise teórica feita na Seção 2.1, a variação de frequência de RF devida à modulação de frequência intrapulso provoca variação na amplitude do sinal elétrico na saída do FDBV. Tal fato permite a medida da FI pela análise do sinal no tempo.

O primeiro sinal pulsado foi gerado e injetado na entrada de RF do MF com CR de  $1 \text{ MHz}/\mu\text{s}$  e uma LP igual a  $100 \mu\text{s}$ . O resultado na saída do FDBV foi medido conforme apresentado na Figura 4.10.

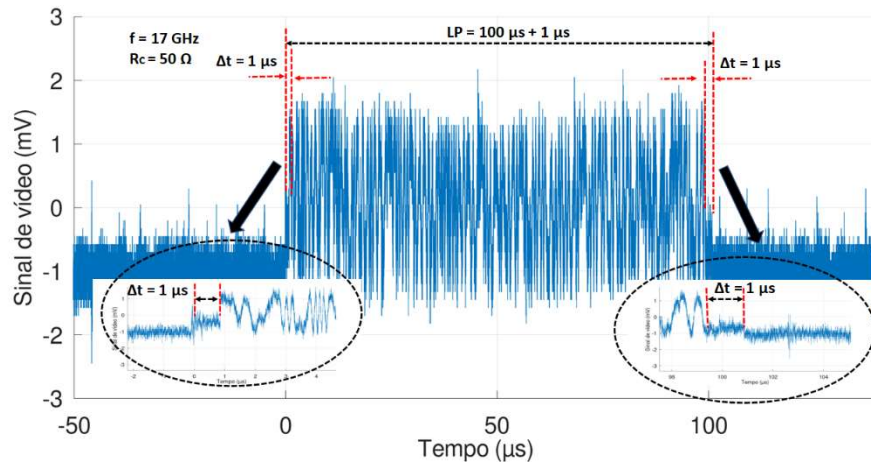


Figura 4.10 – Medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV para um sinal de saída de FI. O sinal de RF de entrada apresenta uma LP de 100  $\mu\text{s}$  e uma CR de 1 MHz/ $\mu\text{s}$ . O comportamento do sinal no tempo aponta o aumento da LP pelo acréscimo do atraso entre braços do IMZ desbalanceado de 1  $\mu\text{s}$ .

A LP medida no sinal de saída do FDBV, observada na Figura 4.10, apresentou o valor da LP do sinal de RF na entrada do sistema aumentado pelo valor do atraso entre os braços do IMZ desbalanceado. A previsão desse aumento da LP foi discutida na Subseção 4.2 conforme as regiões discutidas e apresentadas na Figura 4.4

O comportamento do pulso é avaliado por intermédio da ampliação na escala de tempo do sinal medido observado na Figura 4.10, mostrado na Figura 4.11. Essa análise do comportamento do pulso no tempo visa confirmar se a FI cria uma variação temporal do sinal.

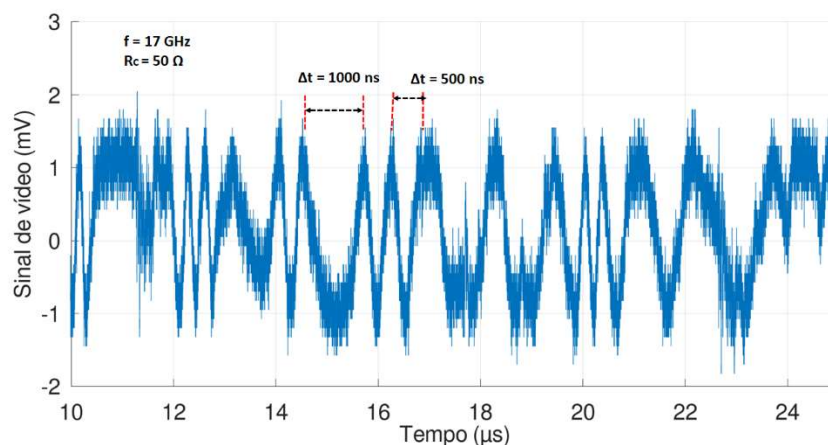


Figura 4.11 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando medir, no domínio do tempo, o valor da FI por intermédio da medida do período da variação temporal de um sinal pulsado para um sinal de RF pulsado na entrada do sistema com uma LP de 100  $\mu\text{s}$  e com CR de 1 MHz/ $\mu\text{s}$ .



O sinal elétrico observado na Figura 4.11 apresenta uma variação temporal do sinal que permite inferir a FI por intermédio da medida de seu período. Observando a Figura 4.11, percebe-se que o sinal tem um comportamento periódico, contudo, esse sinal parece ser uma composição de mais de um sinal com períodos diferentes. Fato este que não permite a inferência do valor da FI e, assim, a CR com precisão. O período de onda correspondente à FI esperada de 1 MHz é de 1000 ns, porém, há a existência de mais de um valor de período de onda. Um sinal pulsado com LP de 5  $\mu\text{s}$  e CR de 2 MHz/ $\mu\text{s}$  foi gerado visando verificar qual o limite para medição de CR. O valor do sinal medido na saída do FDBV é apresentado na Figura 4.12.

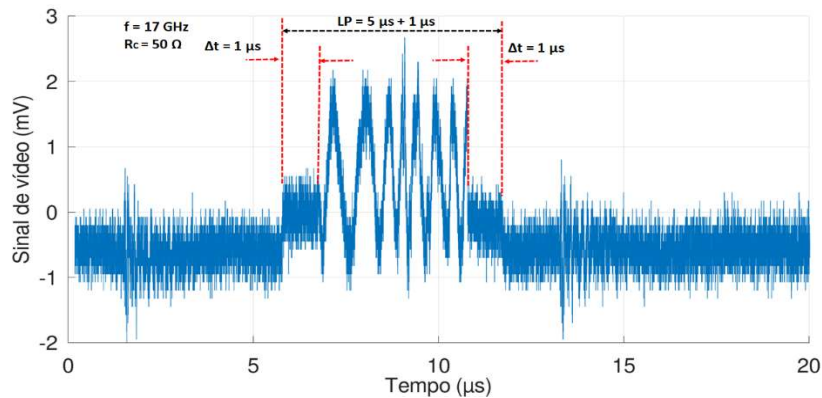


Figura 4.12 – Medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV para um sinal de saída de FI. O sinal de RF de entrada apresenta uma LP de 5  $\mu\text{s}$  e uma CR de 2 MHz/ $\mu\text{s}$ . O comportamento do sinal no tempo aponta o aumento da LP pelo acréscimo do atraso entre braços do IMZ desbalanceado de 1  $\mu\text{s}$ .

A LP medida no sinal de saída do FDBV observada na Figura 4.12 apresentou o valor da LP do sinal de RF na entrada do sistema aumentado pelo valor do atraso entre os braços do IMZ desbalanceado de 1  $\mu\text{s}$ . O comportamento do pulso é avaliado por intermédio da ampliação do sinal medido no tempo observado na Figura 4.12 para se obter a Figura 4.13.

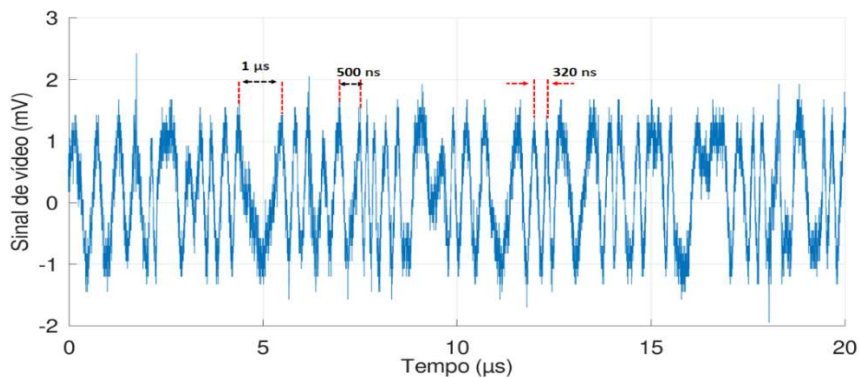


Figure 4.13 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir um valor de FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 5  $\mu\text{s}$  e com CR de 2 MHz/ $\mu\text{s}$ .

O sinal elétrico observado na Figura 4.13 ainda apresenta uma composição de mais de um período de onda, o que não permite a possibilidade de inferir frequências proporcionais à CR com precisão. O período de onda correspondente à FI esperada de 2 MHz é de 500 ns. Porém, há a existência de mais de um valor de período de onda. Para checar a possibilidade de inferência da FI pela análise da variação da amplitude do pulso foi mantida a LP e utilizou-se a CR para 5 MHz/ $\mu$ s. A medida expandida do sinal elétrico na saída FDBV para esse pulso gerado na entrada do sistema é apresentada na Figura 4.14.

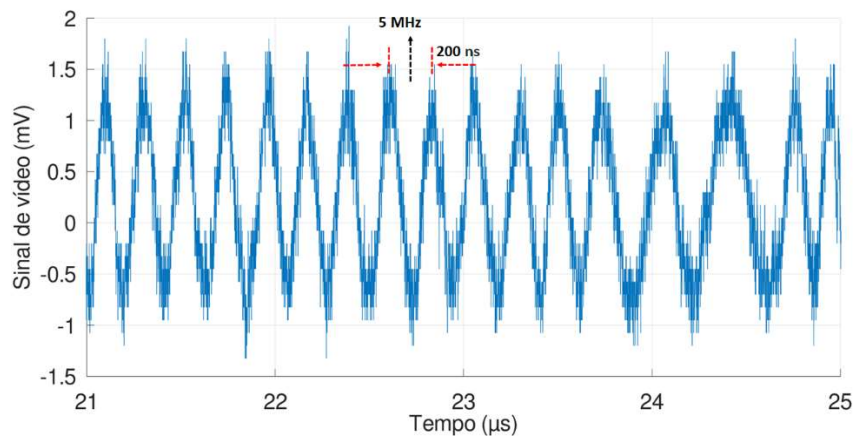


Figura 4.14– Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir um valor de FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 5  $\mu$ s e com CR de 5 MHz/ $\mu$ s.

O sinal elétrico observado na Figura 4.14 apresenta um período de onda equivalente para um sinal de 5 MHz, o que permite inferir o valor da CR em 5 MHz/ $\mu$ s. Esse fato corrobora a previsão sobre a possibilidade de inferir valores de frequências proporcionais à CR. Foi gerado um novo sinal pulsado com a LP igual a 20  $\mu$ s e com uma CR de 10 MHz/ $\mu$ s na entrada do sistema. O sinal elétrico na saída do FDBV medido e ampliado pode ser observado na Figura 4.15.

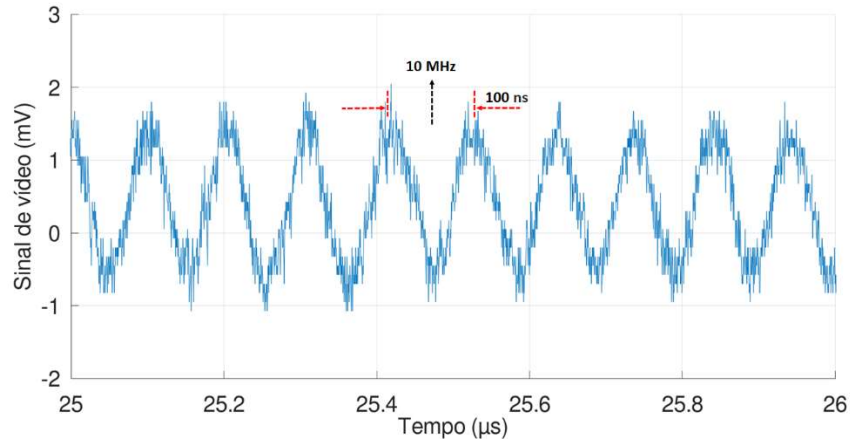


Figura 4.15 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir um valor de FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 20  $\mu\text{s}$  e com CR de 10 MHz/ $\mu\text{s}$ .

O sinal elétrico observado na Figura 4.15 apresenta um período de onda de 100 ns equivalente a um sinal de 10 MHz que permite inferir a CR de 10 MHz/ $\mu\text{s}$ . Esse fato corrobora a previsão sobre a possibilidade de inferir frequências proporcionais à CR. Foi gerado um novo sinal pulsado com a LP igual a 5  $\mu\text{s}$  e com uma CR de 100 MHz/ $\mu\text{s}$  na entrada do sistema. O sinal elétrico na saída do FDBV medido e ampliado pode ser observado na Figura 4.16.

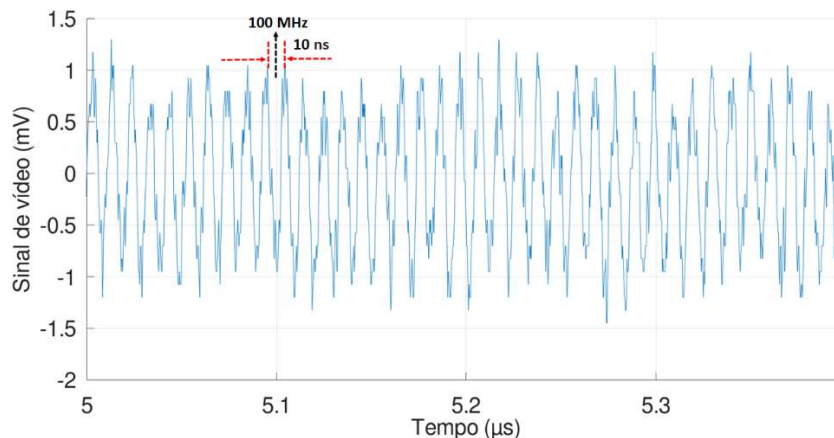


Figura 4.16 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir um valor de FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 5  $\mu\text{s}$  e com CR de 100 MHz/ $\mu\text{s}$ .

O sinal elétrico observado na Figura 4.16 apresenta um período de onda de 10 ns que é equivalente a um sinal de 100 MHz que permite inferir a CR de 100 MHz/ $\mu$ s. Esse fato corrobora a previsão sobre a possibilidade de inferir frequências proporcionais à CR.

Observando as medidas obtidas no domínio da frequência percebe-se que a largura de banda do sinal de FI vai alargando conforme aumenta a CR. O IMZ apresenta um atraso entre braços de 1  $\mu$ s. A largura de linha do laser é menor que o tempo de coerência do laser sendo, assim, maior que 1  $\mu$ s, logo o sistema está operando no regime coerente.

Em uma primeira análise, levando em conta a teoria apresentada na Seção 2.1 explicaria o alargamento. A Seção 2.1 apresenta uma análise sobre a largura de linha do laser medido no domínio da frequência para o IMZ desbalanceado operando no regime coerente ser o resultado da mistura de suas componentes espectrais. Contudo, o estudo realizado na seção 2.1 só levou em conta a variação do valor da frequência do laser e não a instabilidade do IMZ desbalanceado. Uma outra forma de tentar entender o fenômeno de alargamento da FI medida seria observar o termo  $\cos((\Delta t \omega_{mod} - \mu/2 \Delta t^2) + W_{FIt})$ , em (4.19), no estudo realizado na Seção 4.2. O parâmetro relacionado com a diferença de atraso entre os braços do IMZ desbalanceado,  $\Delta t$ , se tornou variante no tempo na forma  $\Delta t(t)$ . O mesmo acontece com o parâmetro  $\omega_{mod}$ , só que esse parâmetro pode ser abrangido na análise feita na Seção 2.1. O valor da diferença de atraso entre braços é um parâmetro que pode explicar a instabilidade do IMZ desbalanceado, onde esse valor pode oscilar com a variação do índice de refração por causa da variação da temperatura e/ou por vibrações no ambiente.

Cabe acrescentar que o controle de polarização foi eficaz na otimização da interferometria na saída do IMZ desbalanceado. O valor de diferença de atraso entre braços e o tempo de coerência do diodo laser estão muito próximos, o que poderia causar dúvidas quanto ao IMZ está operando no regime coerente ou incoerente. Porém, o fato do controlador de polarização óptico ser eficaz na interferometria confirma que o regime de operação do IMZ é o coerente.

O alargamento do sinal de FI dificulta inferir o valor da CR medida. Quando o sinal elétrico na saída do FDBV é observado no domínio do tempo, percebe-se que a medida da CR é mais precisa a partir do valor de 2 MHz/ $\mu$ s. Esse valor é coerente com a previsão teórica para o regime incoerente de operação do sistema, que é o dobro da largura de linha do laser. Relembrando que a largura de linha do laser é 1 MHz. Contudo, o sistema estava operando no regime coerente.

O sistema se apresentou linear e capaz de medir, no domínio da frequência, a CR de dois sinais de RF na entrada gerados ao mesmo tempo. O sistema permite medir os parâmetros de sinais pulsados como LP, AP, AOA, IRP e CR. Isto é confirmado pelo fato do sinal elétrico na

saída do FDBV, ser composto pela envoltória e pela FI, ter o seu comportamento observado em um OBV.

#### **4.4.1. Medidas investigativas realizadas em regime incoerente do IMZ**

O arranjo contou com os componentes descritos anteriormente no início do Capítulo 4 e com um IMZ desbalanceado operando no regime incoerente. Para tal regime de operação, um carretel contendo 1km de fibra óptico foi empregado para criar um atraso entre braços de aproximadamente 5 $\mu$ s. Esse arranjo não precisou do uso de um controlador de polarização, em um dos braços do IMZ, para melhorar a resposta interferométrica na entrada de um fotodetector de baixa velocidade porque o regime de operação do IMZ desbalanceado é incoerente. Foi empregado o mesmo gerador de sinais de RF da Seção 4.4, onde podem ser gerados sinais similares a pulsos de radar até 18 GHz com modulação complexa em frequência e fase. A maior CR gerada é de 500 MHz/ $\mu$ s. Cabe ressaltar que a grade de Bragg usada é a mesma do arranjo experimental do Capítulo 3 e apresenta o mesmo ajuste de dispersão cromática de 800 ps.

O sinal esperado para ser medido é a FI, que está na faixa de MHz ou kHz, modulada por uma envoltória proporcional a do sinal de RF injetada na entrada do sistema. Um analisador de espectro de baixa velocidade foi utilizado para medidas em frequência do sinal de saída do IFM fotônico. Um osciloscópio de baixa velocidade foi empregado para medir o sinal de saída do IFM fotônico no tempo. O diagrama esquemático do arranjo para medida e teste do conceito é apresentado na Figura 4.17.

A sintonia do laser foi realizada da mesma forma que no arranjo para as medidas do detector de envoltórias fotônico apresentado na Seção 3.4. A portadora de RF em 17 GHz foi escolhida para a geração dos sinais RF de teste. Relembrando que os componentes utilizados são os mesmos empregados nos testes experimentais do RCV e do IFM coerente fotônicos. A portadora óptica foi ajustada para operar com 100 mW de potência e as perdas ópticas medidas foram de 13 dB. A largura de linha do laser é 1 MHz. Os sinais de RF utilizados foram ajustados para 0 dBm de potência na entrada do MF no teste. Relembrando que o atraso do IMZ desbalanceado foi obtido com o uso de 1 km de fibra óptica condicionada em um carretel, o que produz um atraso de aproximadamente 5  $\mu$ s.

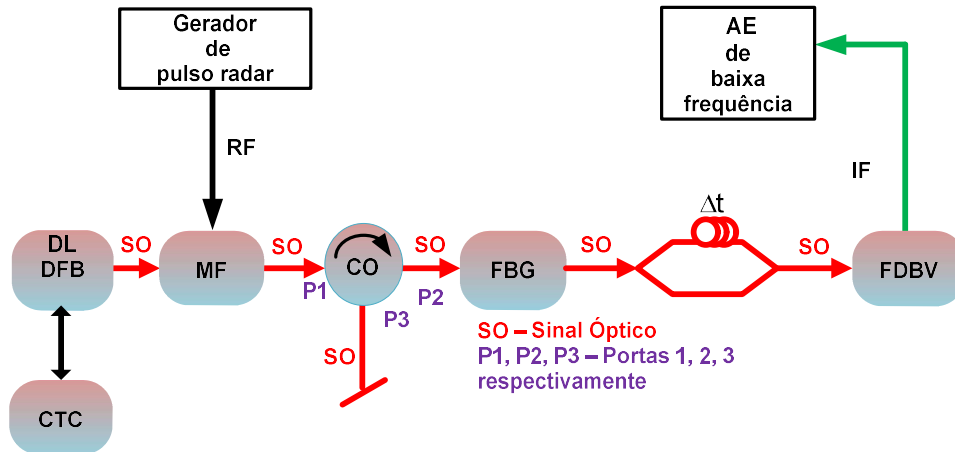


Figura 4.17 - Diagrama esquemático da configuração de demonstração do IFM fotônico. DL - diodo laser, DFB - distributed feedback, CTC – controlador de temperatura e corrente, FBG – grade de Bragg à fibra óptica, CO – circulador óptico de 3 portas, FDBV – fotodetector de baixa velocidade, SO – Sinal óptico e AE – analisador de espectro.

O teste do conceito de medida de variação de frequência instantânea foi realizado com a geração de 3 sinais com a CR variando linearmente. Esses sinais foram injetados na entrada de RF do MF em momentos distintos em sequência. O primeiro sinal gerado apresenta uma LP de 200  $\mu\text{s}$  com a CR de 2,5 MHz/ $\mu\text{s}$ . Aplicando a expressão para calcular a FI com base em  $W_{FI} = \mu\Delta t$  obtém-se o valor esperado para a FI,  $W_{FI}$ , de 12,5 MHz. O espectro da resposta do sistema medido para esse sinal é apresentado na Figura 4.18. O segundo sinal gerado apresenta a LP igual a 100  $\mu\text{s}$  com a CR de 3 MHz/ $\mu\text{s}$ . Aplicando a expressão para calcular a FI obtém-se o valor esperado para a FI de 15 MHz. O espectro da resposta do sistema medido para esse sinal é apresentado na Figura 4.19. O terceiro sinal gerado apresenta 10  $\mu\text{s}$  de LP com a CR de 50 MHz/ $\mu\text{s}$ . Aplicando a expressão para calcular a FI obtém-se o valor esperado para a FI de 250 MHz. O espectro da resposta do sistema medido para esse sinal é apresentado na Figura 4.20. Cabe ressaltar que as medidas realizadas para verificar a incerteza das medidas de FI levam em conta o decréscimo de 3 dB para inferir essa banda de incerteza.

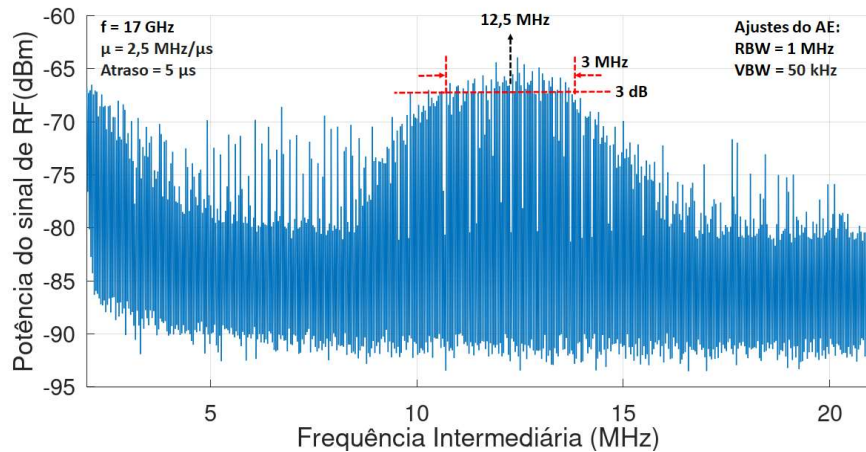


Figura 4.18 – Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI de 12,5 MHz com uma incerteza de 3 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE.

O resultado observado na Figura 4.18 permite comprovar o conceito de medição da variação de frequência linear por intermédio de uma FI. O valor dessa FI é baseado no valor da CR e do atraso entre braços do IMZ desbalanceado. Tal valor da FI foi medido centrado em 12,5 MHz com uma incerteza de 3 MHz. Aplicando a relação  $W_{FI} = \mu \Delta t$  recupera-se o valor de CR igual a 2,5 MHz/ $\mu\text{s}$ . Cabe ressaltar que o valor da CR obtida no gerador é a banda instantânea dividida pela LP do sinal. Nesse caso, o sinal tinha uma banda de 500 MHz e uma LP igual a 200  $\mu\text{s}$ .

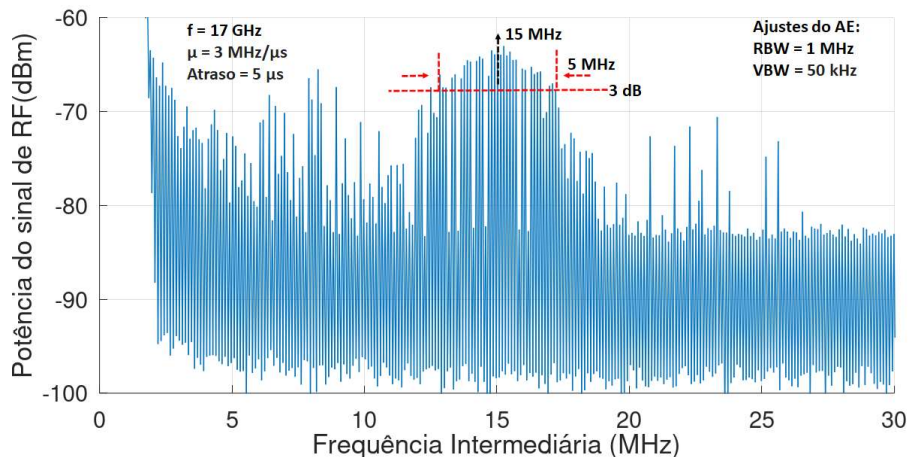


Figura 4.19 – Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI de 15 MHz com uma incerteza de 5 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE.

O resultado observado na Figura 4.19 apresenta o valor da FI medido centrado em 15 MHz com uma incerteza de 5 MHz. Observa-se que a incerteza aumentou para 5 MHz só aumentando a CR com a redução da LP para 100  $\mu$ s e frequência da portadora de RF em 17 GHz. Cabe ressaltar que o valor de CR obtida no gerador é a banda instantânea dividida pela LP do sinal. Nesse caso, o sinal tinha uma banda de 500 MHz e uma LP igual a 100  $\mu$ s.

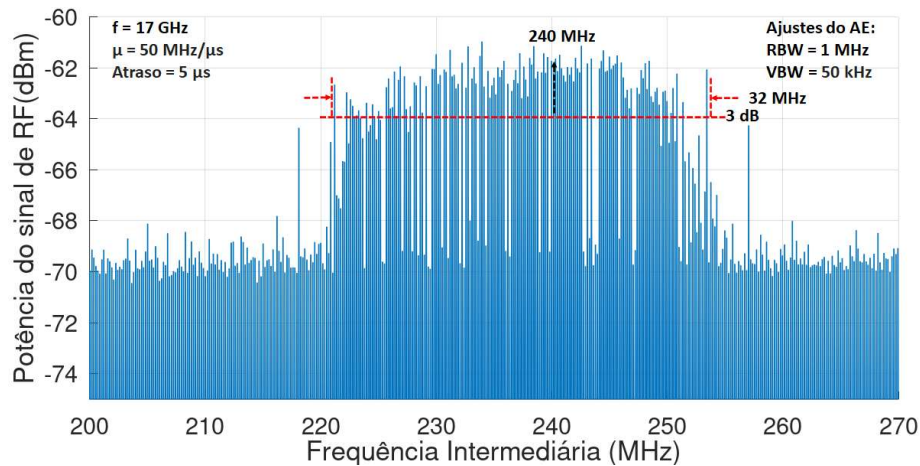


Figura 4.20 – Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI de 240 MHz com uma incerteza de 32 MHz. BW – largura de banda do AE; RBW – resolução em largura de banda do AE; e VBW – largura de banda de vídeo do AE.

O resultado observado na Figura 4.20 apresenta o valor da FI medido centrado em 240 MHz com uma incerteza de 32 MHz. Observa-se que a incerteza aumentou para 32 MHz aumentando a CR para 50 MHz/ $\mu$ s com uma redução da LP para 10  $\mu$ s. A frequência da portadora do sinal de RF na entrada do sistema foi mantida em 17 GHz. Cabe ressaltar, que o valor de CR obtida no gerador é a banda instantânea dividida pela LP do sinal. Nesse caso, o sinal tinha uma banda de 500 MHz e uma LP igual a 10  $\mu$ s.

O sistema também teve seu comportamento verificado no domínio do tempo por intermédio de um osciloscópio de baixa velocidade acoplado ao FDBV da mesma forma que na subseção 4.2.1. Foram gerados sinais de RF pulsados com CR diferentes. As larguras dos pulsos foram também variadas. A portadora de RF foi mantida em 17 GHz. O teste começou com frequências dos sinais de RF na entrada do sistema variando com CR começando de 500 kHz a 50 MHz/ $\mu$ s. O critério adotado levou em conta a precisão da medida de CR que depende da largura de linha do laser conforme observado na Seção 2.1. O valor esperado para precisão seria em torno do dobro da largura de linha do laser empregado com o IMZ desbalanceado operando no regime incoerente. O laser utilizado apresenta valores menores que 1 MHz de largura de linha, logo a precisão esperada seria em torno de 2 MHz. Como previsto na análise teórica feita na Seção 2.1, uma variação de frequência da portadora do sinal de RF pulsado na



entrada do sistema provoca uma variação temporal do sinal elétrico na saída do FDBV. Tal fato permite a medida da FI pela análise do sinal no tempo.

O primeiro sinal pulsado foi gerado e injetado na entrada de RF do MF com CR de 4 MHz/ $\mu$ s e uma LP igual a 50  $\mu$ s. O resultado na saída do FDBV foi medido conforme apresentado na Figura 4.21.

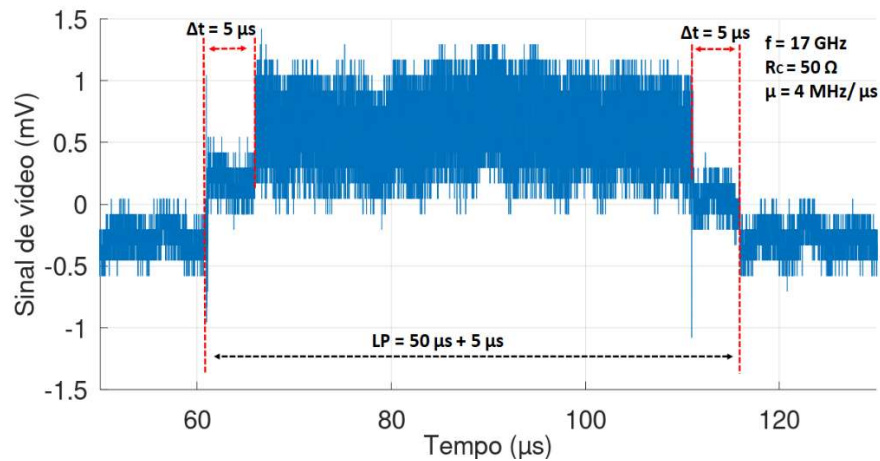


Figura 4.21 – Medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV para um sinal de saída de FI. O sinal de RF de entrada apresenta uma LP de 50  $\mu$ s e uma CR de 4 MHz/ $\mu$ s. O comportamento do sinal no tempo aponta o aumento da LP pelo acréscimo do atraso entre braços do IMZ desbalanceado de 5  $\mu$ s.

A LP medida no sinal de saída do FDBV observada na Figura 4.21 apresentou o valor da LP do sinal de RF na entrada do sistema aumentado pelo valor do atraso entre os braços do IMZ desbalanceado. A previsão desse aumento da LP foi discutida na seção 4.2 conforme as regiões discutidas e apresentadas pela Figura 4.4. O comportamento do pulso é avaliado por intermédio da ampliação do sinal medido no tempo observado na Figura 4.21 para se obter a Figura 4.22.

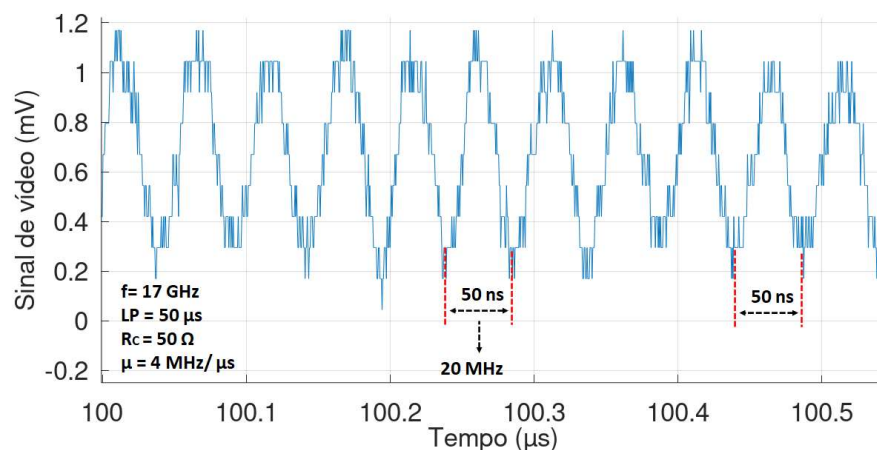


Figura 4.22 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência

acoplado ao FDBV visando inferir um valor da FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de  $50 \mu\text{s}$  e com CR de  $4 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ .

O sinal elétrico medido na saída do FDBV é apresentado na Figura 4.22 e representa um período de onda de  $50 \text{ ns}$  referente a uma FI de  $20 \text{ MHz}$ . Com esse valor de FI infere-se o valor da CR em  $4 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ . Esse fato corrobora a previsão sobre a possibilidade de medir frequências proporcionais a CR. Diversos sinais com pulsos de  $50 \mu\text{s}$  decrescendo os valores de CR foram gerados visando medir o limite mínimo para medição da CR. O valor mínimo de FI medido foi de  $5 \text{ MHz}$  para uma CR de  $1 \text{ MHz}/\mu\text{s}$  conforme observado na Figura 4.23.

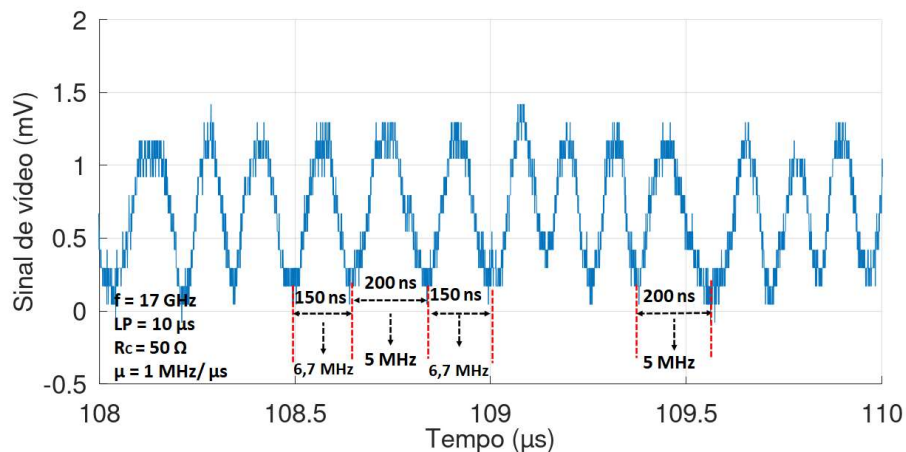


Figura 4.23 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir o valor da FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de  $50 \mu\text{s}$  e com CR de  $1 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ .

O sinal elétrico observado na Figura 4.23 apresenta composição de mais de um período de onda, o que permite estabelecer que a CR mínima é de  $1 \text{ MHz}/\mu\text{s}$  para essa configuração de pulso e de diferença de atraso entre os braços do IMZ desbalanceado. O período de onda correspondente à FI esperado de  $5 \text{ MHz}$  é de  $200 \text{ ns}$ , porém, há a existência de outro valor de período de onda de  $150 \text{ ns}$ . Foram gerados sinais com valores de LP variando de  $40$  a  $10 \mu\text{s}$  de forma decrescente com a banda máxima do gerador de sinais radar em  $500 \text{ MHz}$ . Com isso, o valor da CR é a divisão de  $500 \text{ MHz}$  pelo valor da LP. Os sinais pulsados com LP iguais a  $20$  e  $10 \mu\text{s}$  e CR  $25$  e  $50 \text{ MHz}/\mu\text{s}$  respectivamente não permitem medidas de CR com precisão. Para ilustrar esse fato, um sinal pulsado com LP de  $10 \mu\text{s}$  e uma CR de  $50 \text{ MHz}/\mu\text{s}$  foi gerado e injetado na entrada do MF. A saída do sistema para esse sinal de entrada foi medida com uma FI esperada de  $250 \text{ MHz}$  conforme apresentada na Figura 4.24.

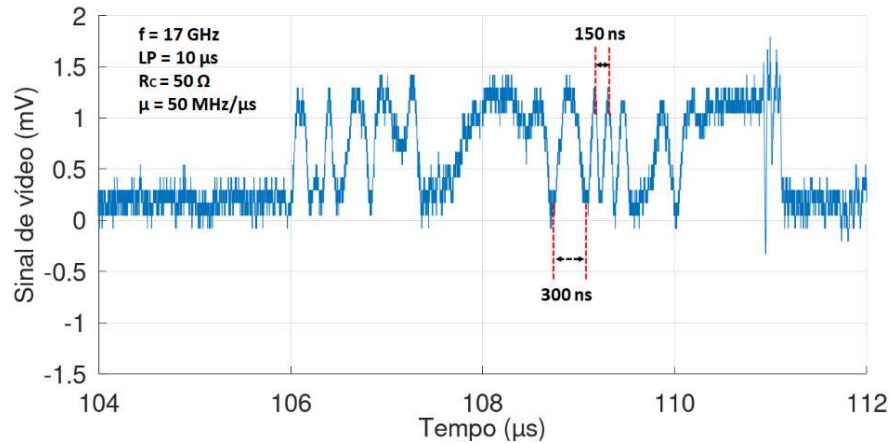


Figure 4.24 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir o valor da FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 10  $\mu$ s e com CR de 50 MHz/ $\mu$ s.

O sinal elétrico observado na Figura 4.24 apresenta uma composição de mais de um período de onda e não apresenta o período de onda correspondente à FI de 250 MHz esperado. O período de onda correspondente à FI esperado de 250 MHz é de 4 ns. O valor limite de medida de CR foi testado para valores de LP maiores. Para checar a possibilidade de medição de CR foi gerado um sinal pulsado com a LP igual a 100 e 200  $\mu$ s variado a CR de 5 MHz/ $\mu$ s a 500 kHz/ $\mu$ s. A medida expandida do sinal elétrico na saída FDBV para o pulso com LP de 100  $\mu$ s gerado na entrada do sistema é apresentado na Figura 4.25

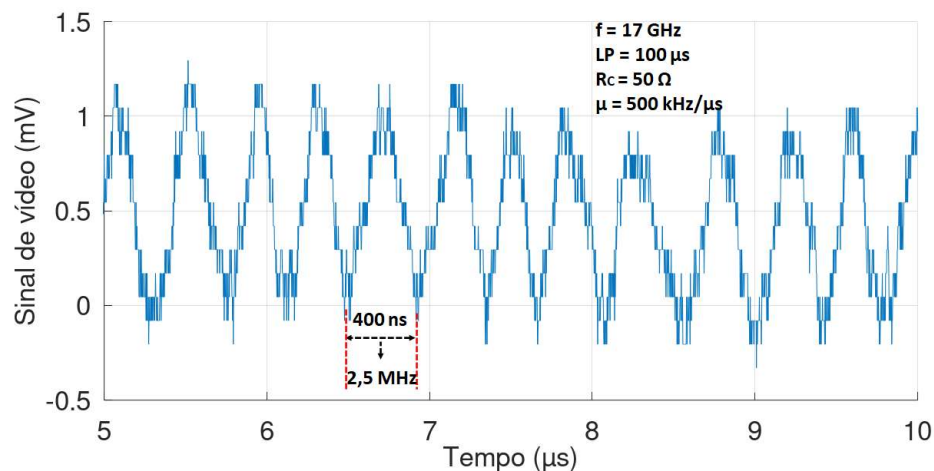


Figura 4.25 – Zoom da medida obtida com o uso do osciloscópio de baixa frequência acoplado ao FDBV visando inferir o valor da FI relacionada com um sinal pulsado na entrada do sistema com uma LP de 100  $\mu$ s e com CR de 500 kHz/ $\mu$ s.

O sinal elétrico observado na Figura 4.25 apresenta um período de onda de 400 ns

equivalente a uma FI de 2,5 MHz, o que permite inferir o valor da CR em 500 kHz/ $\mu$ s. Esse fato corrobora a previsão sobre a possibilidade de medir frequências proporcionais a CR com uma FI limite de 2 MHz. Essa medida ilustra a capacidade de medida de CR de 500 kHz/ $\mu$ s que é um valor muito próximo do valor previsto como limite para o IMZ desbalanceado operando no regime incoerente. Esse mesmo valor de CR igual a 500 kHz/ $\mu$ s foi obtido para um sinal com a LP de 200  $\mu$ s. Relembrando que todos os sinais apresentam a frequência da portadora com o valor de 17 GHz pulsado com modulação intrapulso linear em frequência.

Observando as medidas obtidas no domínio da frequência, percebe-se de uma forma geral que a largura de banda do sinal de FI vai alargando conforme aumenta a CR do sinal de RF pulsado na entrada do sistema. Esse fato é verificado tanto com o IFM desbalanceado operando no regime coerente como incoerente. Esse alargamento da banda do sinal de FI na saída do sistema não era esperado para o IMZ operando no regime incoerente conforme estudado na Seção 2.1. Era esperado uma medida de FI com uma banda de 2 MHz. O alargamento da banda do sinal de FI observado dificulta inferir o valor da CR medida no domínio da frequência.

Contudo, o estudo realizado na seção 2.1 só levou em conta a variação do valor da frequência do laser e não levou em conta a instabilidade do IMZ desbalanceado. O parâmetro  $\Delta t$  em (4.19) tem seu valor variando lentamente, porque o índice de refração da fibra óptica varia lentamente. A variação da temperatura e vibração no ambiente causam variação no valor do índice de refração. Cabe ressaltar que esses fenômenos térmicos e mecânicos tem suas variações lentas. Porém, quando o valor da CR é grande, a variação da FI é aumentada, já que seu valor é igual ao produto do valor da CR com o valor da diferença do atraso entre os braços do IMZ.

Cabe ressaltar, que o IMZ empregado na segunda abordagem apresenta o braço mais longo composto por uma fibra óptica com o comprimento de 1 km enrolado em um carretel. A primeira abordagem utiliza em seu braço mais longo uma fibra óptica com 200 m enrolada em um carretel. O IMZ onde seu maior braço é composto por um carretel com mais fibra óptica torna-se um sensor mais sensível a vibração e variação térmica que o de menor quantidade de fibra óptica no carretel. Esse fato permite inferir que as variações do parâmetro  $\Delta t$  são maiores para o IMZ utilizado na segunda abordagem, o que intensifica ainda mais a variação do valor da FI em relação à primeira abordagem.

Quando o sinal elétrico na saída do FDBV é observado no domínio do tempo, percebe-se que a medida da CR é mais precisa a partir do valor de FI próximos de 2 MHz com LP acima de 50  $\mu$ s. A possibilidade de medir FI acima de 2 MHz é condizente com a previsão teórica para o regime incoerente de operação do sistema, que é o dobro da largura de linha do laser.

Um fato diferente do observado no início da Seção 4.1 ocorreu: percebeu-se que não foi possível medir os valores de CR para sinais na entrada do sistema com pulsos de 20 e 10  $\mu\text{s}$ . As limitações observadas para valores de LP abaixo de 20  $\mu\text{s}$  não são condizentes com a restrição teórica para valores de LP que é igual ao valor do atraso entre braços do IMZ desbalanceado. Essas limitações para as medidas de CR dos sinais com largura de pulsos abaixo de 20  $\mu\text{s}$  pode ser explicado analisando o termo  $\cos\left(\left(\Delta t\omega_{mod} - \frac{\mu}{2}\Delta t^2\right) + W_{FI}t\right)$ , em (4.19), no estudo realizado na Seção 4.2. O parâmetro relacionado com a diferença de atraso entre os braços do IMZ desbalanceado,  $\Delta t$ , se tornou variante no tempo na forma  $\Delta t(t)$ . Como  $\Delta t$  teve seu valor aumentado em 5 vezes em relação à abordagem anterior, com o IMZ operando no regime coerente, o peso desse parâmetro intensifica a flutuação do cosseno em (4.19). Tanto o parâmetro  $\omega_{mod}$  como  $\mu$  tem sua influência aumentada por conta do aumento de  $\Delta t$ . Sendo os valores de  $\mu$  empregados acima de 25 MHz/ $\mu\text{s}$  para os sinais pulsados utilizados no teste serem considerados altos, infere-se que esses valores não permitiram as medidas de suas CR pelo IFM intrapulso fotônico.

De uma forma geral, as duas topologias apresentadas no Capítulo 4 dependem de interferômetros ópticos e que estes apresentam alta sensibilidade à variação da fase óptica. Tal fato os tornam sensores que permitem a medição de variações muito pequenas de quantidades físicas [118–120]. No entanto, as quantidades de perturbações externas de baixas frequências espúrias, como por exemplo, as causadas por variação de temperatura, fluxo de ar e vibração, pode trazer à deriva do ponto de operação do interferômetro e ao desvanecimento do sinal.

Para contornar esses problemas, alguns sistemas de controle linear em circuito de malha fechada têm sido regularmente utilizados. Uma arquitetura de controle muito promissora é apresentada por Nunes *et al* em [120].

Ressalta-se que a faixa de frequência de 0 a 20 GHz da entrada do IFM intrapulso fotônico pode apresentar os mesmos valores medidos de CR observados com a frequência da portadora do sinal pulsado de RF em 17 GHz. A faixa de operação compreendida pela TVT da grade de Bragg uniforme a ser utilizada só traria influência na amplitude do sinal elétrico na saída do sistema. Esse sistema se mostra promissor e possivelmente melhor que os que utilizam a medida de frequência pela função de comparação de amplitude (ACF), pois pode medir variações melhores que 500 kHz/ $\mu\text{s}$  para uma faixa de operação de banda larga na entrada do sistema, muito maior que os outros sistemas IFM. As medidas confirmam o fato de o sistema ser capaz de medir os parâmetros de sinais pulsados como LP, AP, AOA, IRP e CR. Isto ocorre porque o sinal elétrico na saída do FDBV é composto da FI modulada pela envoltória do sinal de RF

na entrada do sistema. Esse fato foi confirmado pela observação da envoltória e de seu comportamento em um OBV.

#### 4.4.2. Medidas investigativas realizadas extrapolando as considerações do modelo teórico

O conceito do IFM de modulação intrapulso fotônico foi verificado extrapolando as previsões teóricas para medida de FI observadas na Seção 4.2. Com o objetivo puramente investigativo foram realizadas medições de oportunidades que extrapolam as considerações feitas no modelamento teórico, onde o pulso considerado foi o LFM, em que o parâmetro de CR é uma constante. Essa verificação utilizou a mesma abordagem implementada na Figura 4.5. Os valores de potência óptica e de perdas ópticas foram os mesmos. A portadora do sinal de RF também foi mantida em 17 GHz com 0 dBm de potência na saída do gerador. Os testes conduzidos foram realizados para duas cargas acopladas no FDBV. A primeira foi escolhida em 50  $\Omega$  visando testes sem ganho de transimpedância, para observar o comportamento espectral de saída do sistema para sinais com modulação em frequência não linear. A segunda carga foi escolhida em 100 k $\Omega$ , visando obter ganho de transimpedância. O sistema utilizou o IMZ desbalanceado operando no regime coerente, isto é, com atraso entre os braços do IMZ de 1  $\mu$ s proporcionado pelo uso do carretel de 200 m.

O teste proposto visando verificar se o IFM de modulação intrapulso fotônico consegue medir a CR e seu comportamento para um sinal de entrada de RF com variação não linear de frequência. As modulações não lineares utilizadas foram as senoidais e as triangulares.

A primeira modulação não linear de variação de frequência empregada foi a CW senoidal. O sinal de RF gerado na entrada tem sua variação com uma banda de 2 MHz em um ciclo de 500 Hz. O resultado desse teste pode ser observado na Figura 4.26.

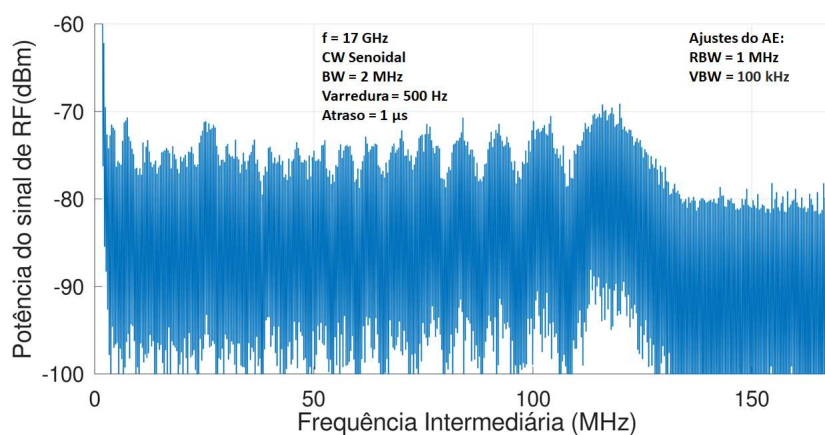


Figura 4.26– Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor

da FI variando senoidalmente de 0 a 115 MHz para a entrada com 17 GHz variando 2 MHz com uma taxa de variação de 500 Hz. BW – largura de banda; RBW – resolução em largura de banda; e VBW – largura de banda de vídeo.

O resultado observado na Figura 4.26 apresenta o valor de FI variando de forma senoidal. O conceito foi confirmado quanto à verificação do comportamento da variação da FI e os valores para sinais de RF com variação não linear na entrada do sistema. A medição da variação da FI atingiu valores entre 0 e 115 MHz com um padrão senoidal.

A segunda modulação não linear de variação de frequência empregada foi a CW triangular. O sinal de RF gerado na entrada do sistema tem sua variação com uma banda de 2 MHz em um ciclo de 500 Hz. O resultado desse teste pode ser observado na Figura 4.27.

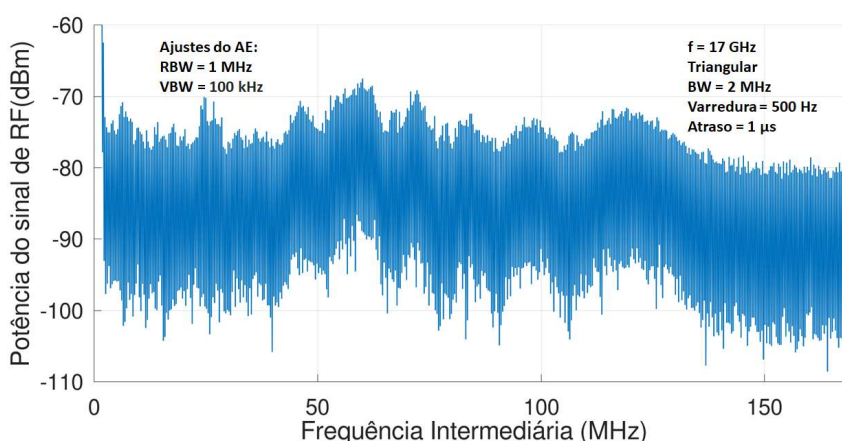


Figura 4.27– Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI variando de 0 a 135 MHz de forma triangular para a entrada com 17 GHz. BW – largura de banda; RBW – resolução em largura de banda; e VBW – largura de banda de vídeo.

O resultado observado na Figura 4.27 apresenta o valor de FI variando de forma triangular. O conceito foi confirmado quanto à verificação do comportamento da variação da FI e os valores para sinais de RF com variação não linear na entrada do sistema. A medição da variação da FI atingiu valores entre 0 e 135 MHz com um padrão triangular.

Verificou-se a capacidade do IFM fotônico medir a CR e seu comportamento para um sinal CW de RF na entrada do sistema com variação linear de frequência senoidal com *offset*. Os sinais de RF gerados na entrada do sistema mantiveram sua operação em 17 GHz. O sinal de saída do sistema pode ser observado pela Figura 4.28.

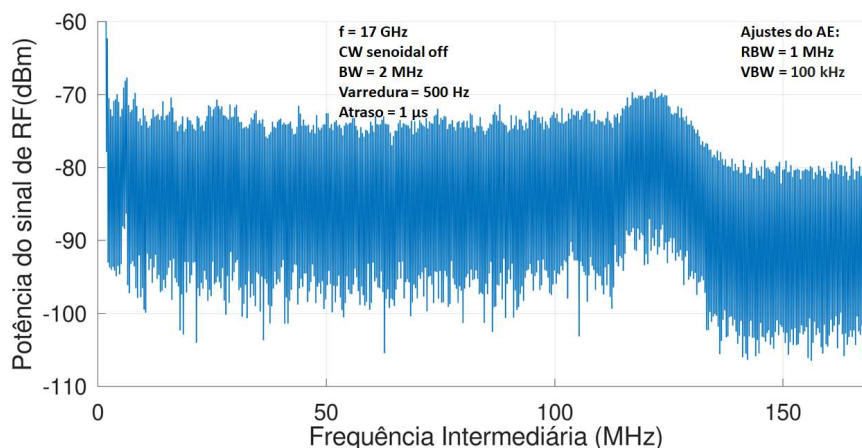


Figura 4.28– Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI variando linearmente de 0 a 125 MHz para a entrada com 17 GHz variando 2 MHz com uma taxa de variação de 500 Hz. BW – Largura de banda; RBW – Resolução em largura de banda; e VBW – Largura de banda de vídeo.

O resultado observado na Figura 4.28 apresenta o valor de FI variando de forma não linear. O conceito foi confirmado quanto à verificação do comportamento da variação da FI e os valores para sinais de RF CW com variação senoidal com *offset* na entrada do sistema. A medição da variação da FI atingiu valores entre 0 e 125 MHz com um padrão quase linear.

A capacidade do IFM fotônico para medir a CR e seu comportamento para um sinal pulsado de RF, na entrada do sistema, com variação não linear de frequência foi testada. A modulação não linear utilizada foi a senoidal. O sinal de RF gerado na entrada do sistema manteve sua operação em 17 GHz. O resultado dessa medida pode ser observado na Figura 4.29.

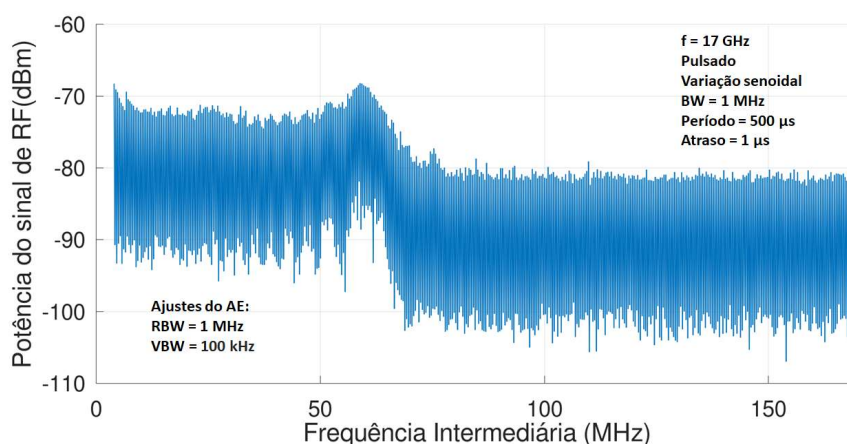


Figura 4.29– Medida obtida com o uso do analisador de espectro de baixa frequência. O valor da FI variando senoidalmente de 0 a 70 MHz para a entrada com 17 GHz variando 1 MHz com um período de 500 μs. BW – largura de banda; RBW – resolução em largura de banda; e VBW – largura de banda de vídeo.



O resultado observado na Figura 4.29 apresenta o valor de FI variando de forma senoidal. O conceito foi confirmado quanto à verificação do comportamento da variação da FI para sinais de RF pulsado com variação não linear de frequência na entrada do sistema. A medição da variação da FI atingiu valores entre 0 e 70 MHz com um padrão senoidal.

O teste realizado para investigar o comportamento do IFM de modulação intrapulso fotônico, para operação com ganho de transimpedância, permitiu verificar uma possibilidade ainda não aventada no modelo teórico. A carga usada foi de 100 k $\Omega$  e quando atua em conjunto com a capacitância de junção do FDBV tornaram-se um filtro passa baixas conforme discutido nos Capítulos 3 e 4. Os sinais elétricos na saída do FDBV são medidos no OBV.

O primeiro sinal gerado foi um sinal pulsado com LP igual a 5  $\mu$ s, IRP igual a 18,5  $\mu$ s e CR de 100 MHz/ $\mu$ s, o comportamento e valores estão expostos na Figura 4.30 (a). O segundo sinal gerado com as mesmas características do pulso, mas reduzindo o valor de IRP para 12  $\mu$ s, o comportamento e valores estão expostos na Figura 4.30 (b). Os valores foram reduzidos até o valor de 6  $\mu$ s. Valores para LP abaixo deste, o sistema não consegue medir a IRP. As características do pulso foram mantidas, exceto a IRP, onde teve seu valor aumentado até chegar ao valor de 1000  $\mu$ s. O comportamento e valores estão expostos na Figura 4.30 (c). O valor da IRP foi mantido, porém o valor da LP passou para 750  $\mu$ s e a CR passou para 667 kHz/ $\mu$ s, o comportamento e valores estão expostos na Figura 4.30 (d).

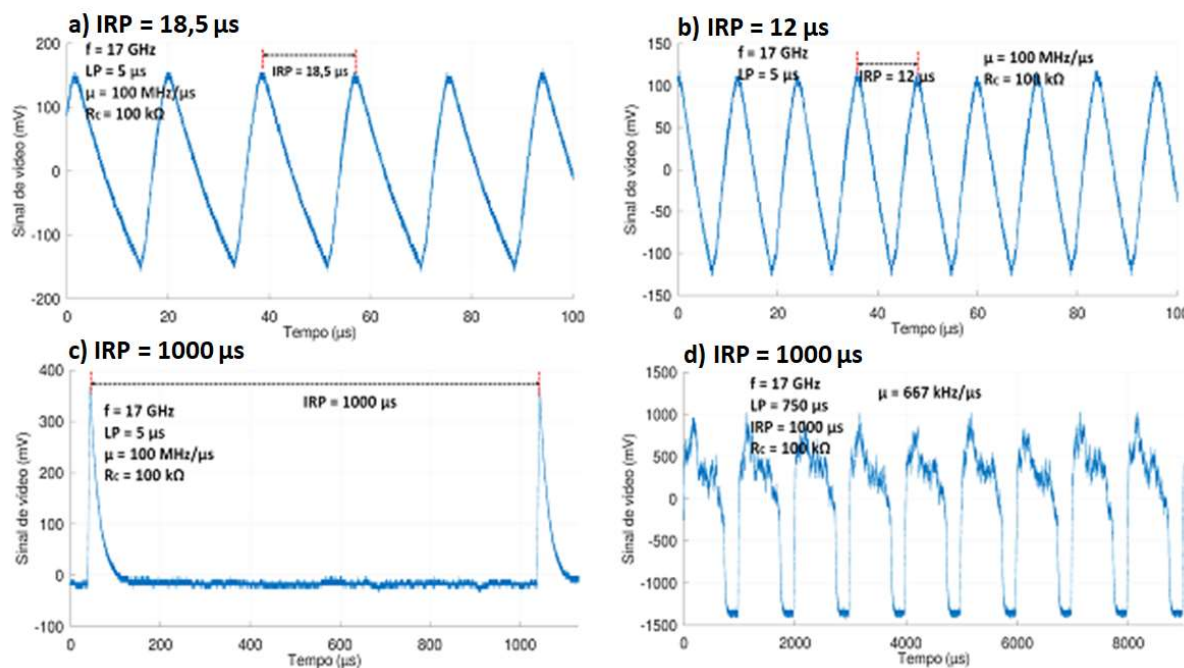


Figura 4.30 – Medidas obtidas com o uso do OBV. a) medida do período de onda correspondente a IRP de 18,5  $\mu\text{s}$ . b) medida do período de onda correspondente a IRP de 12  $\mu\text{s}$ . c) medida do pulso de 5  $\mu\text{s}$  com algumas componentes espectrais filtradas. d) medida do pulso de 750  $\mu\text{s}$ .

Observando as medidas apresentadas na Figura 4.30, realizadas com o mesmo arranjo utilizado na Figura 4.5, percebe-se que o sistema pode medir intervalo de repetição de pulsos. A carga foi alterada de 50  $\Omega$  para 100 k $\Omega$ . O circuito equivalente do FDBV é uma fonte de corrente com um capacitor e uma carga em paralelo. Esse circuito permite ganho de transimpedância que é verificado comparando a Figura 4.30 com a Figura 4.12. As tensões medidas apresentadas na Figura 4.30 são muito maiores que a tensão apresentada na Figura 4.12 da ordem de 100 ou mais vezes. Porém, o pulso do sinal de RF na entrada do sistema que tem uma LP de 5  $\mu\text{s}$ , tem as suas componentes espectrais filtradas pelo filtro passa baixas representado pelo FDBV e a carga de 100 k $\Omega$ . Essa filtragem permitiu observar o período de onda equivalente à IRP do sinal de RF na entrada do sistema. Conforme a IRP foi aumentando, a frequência de repetição de pulso foi reduzindo, com isso, mais componentes do sinal foram apresentadas até formar o pulso quando a IRP chegou ao valor de 1000  $\mu\text{s}$  como observado na Figura 4.30 (c). Quando a LP passou de 5 para 750  $\mu\text{s}$ , o sinal foi totalmente observado conforme a Figura 4.30 (d). Não houve filtragem das componentes espectrais do pulso do sinal de RF.

Analisando os resultados medidos para a carga de  $100\text{ k}\Omega$ , percebe-se que é possível ajustar a carga acoplada ao FDBV visando medir a IRP do sinal de RF de entrada no sistema. Esse processo de medida da IRP ocorre porque a frequência de corte do filtro passa faixa de frequência baixa, representado pelo circuito equivalente do FDBV, é menor que os componentes espectrais do pulso de RF na entrada e maior que a frequência de repetição de pulso.

## 5. Conclusões

Esta tese explorou conceitos de micro-ondas em fotônica relacionados à detecção óptica auto-homódina visando propor arquiteturas capazes de detecção de sinais radar de banda larga. Esse conceito foi explorado e permitiu apresentar propostas de arquiteturas que permitem detecção dos sinais radar de banda larga pulsados e de ondas contínuas com modulação intrapulso linear e não linear. Essas arquiteturas foram analisadas experimentalmente apresentando resultados muitas vezes acima dos observados na literatura, como, no Capítulo 3, a sensibilidade medida de 53 V/mW. A auto-homodinação óptica se mostra com grande potencial de emprego para detecção de sinais radar de banda larga e atualmente não tem sido explorada amiúde, constituindo-se como uma motivação de caráter acadêmico. A capacidade de detectar sinais radar de banda larga com as vantagens de redução de peso, volume, consumo de energia e grande largura de banda de RF tornou-se uma motivação de caráter aplicado a defesa nacional. A pesquisa empreendida nesta tese visou a apresentar conceitos de auto-homodinação óptica que poderão ser utilizadas em arquiteturas de receptores de GE para sinais radar de banda larga embarcados em navios, aeronaves, carros de combate, veículos aéreos remotamente pilotados e satélites.

A técnica de micro-ondas em fotônica relacionada com a auto-homodinação óptica busca realizar detecção coerente do sinal óptico sem o uso de um oscilador local. Para isso, um sinal óptico modulado em fase sofre filtragem da portadora e de uma de suas bandas laterais. Somente a banda lateral remanescente incide no fotodetector. Esse fato permite a saída do sinal elétrico em banda base. Essa técnica já foi explorada anteriormente por alguns autores para detecção de sinais de enlace de dados modulados em amplitude. Porém, a aplicação desse conhecimento encontra alguns inconvenientes quando alguns sinais espúrios são percebidos por ocasião da modulação do sinal óptico por subportadoras de RF ao mesmo tempo. Esses sinais aparecem quando há o batimento entre os componentes espectrais da banda lateral única com subportadoras de RF, esse efeito é conhecido como SSBI. A presente tese conseguiu contornar esse problema explorando o conceito do circuito equivalente do fotodetector para baixas frequências, onde este se comporta como um filtro de passa baixa frequência. Foi possível evitar o problema do SSBI e ainda implementar ganho de transimpedância somente alterando o valor da carga de forma que a frequência de corte atinja a faixa de banda base.

Primeiramente, esse conceito foi explorado e deu origem a uma arquitetura proposta

para exercer a função de detector de envoltórias de sinais de RF pulsados de banda larga. Algumas métricas foram utilizadas para comparação entre as arquiteturas existentes com a nova proposta neste trabalho. A arquitetura conhecida como detector de envoltórias foi a analisada pela sensibilidade, TSS, ganho de transimpedância e faixa dinâmica. O valor do TSS medido foi -40 dBm, sendo que este resultado pode se tornar melhor, se o MF tiver um baixo valor para  $V_\pi$ . A faixa dinâmica se mostrou dependente da faixa de frequência por conta da TVT da grade de Bragg.

Uma grade que apresente uma TVT maior que a utilizada no trabalho pode melhorar a banda para uma mesma faixa dinâmica. A faixa dinâmica para utilização do detector de envoltória para medir amplitude do sinal ou potência obtida com os componentes utilizados nos experimentos foi de 36,7 dB. Quando o uso do detector de envoltória fotônico for empregado em funções, que não há a necessidade de medida de amplitude ou potência, como por exemplo, uma função relacionada com limitação de potência ou controle de ganho, a faixa dinâmica poderia chegar ao valor de 56 dB. O valor do limite superior da faixa dinâmica depende do limite de ruptura do modulador de fase empregado. O valor medido foi limitado a 16 dBm, mas pode chegar a 30 dBm, o que faria esse valor de faixa dinâmica chegar a 70 dB. Se o valor do  $V_\pi$  do modulador de fase chegar a 0,35 V, o valor de TSS chegaria a -70 dBm e a faixa dinâmica chegaria a 100 dB. Os valores de TSS de -70 dBm e faixa dinâmica de 100 dB são valores de sistemas de detecção de envoltória a base de circuitos eletrônicos no estado da arte.

O valor de sensibilidade do sistema medido chegou a 53 kV/W para um sinal pulsado de 17 GHz e um  $V_\pi$  de 10,5 V para o modulador de fase empregado. Esse valor pode ainda ser maior, caso o valor de  $V_\pi$  seja reduzido. Cabe ressaltar, que o melhor valor observado na literatura para essa métrica para sistemas eletrônicos é de 25 kV/W. Percebeu-se que esse valor de 53 kV/W se mantém quase constante para uma faixa de frequência de 13 a 20 GHz. Esse valor decresce conforme a frequência diminui de 13 GHz para 0 GHz.

Uma segunda arquitetura foi apresentada explorando o conceito de auto-homodinação óptica visando medir variação temporal da frequência de um sinal LFM de RF. Ela é baseada na arquitetura do detector de envoltória, onde um interferômetro de Mach-Zehnder desbalanceado é colocado entre a grade de Bragg e o fotodetector de baixa velocidade. Essa modificação, com o uso do interferômetro desbalanceado, permitiu que a banda lateral remanescente da filtragem sofresse batimento de suas componentes entre si com a sua versão atrasada. Esse batimento gera um sinal elétrico na saída do fotodetector de baixa velocidade na faixa de frequência intermediária para sinais com modulação em frequência na entrada do sistema.

A frequência intermediária resultante do batimento é maior que as frequências geradas pelo detector de envoltória e muito menor que o sinal de RF de entrada no sistema. O valor dessa frequência intermediária é dependente da taxa de variação de frequência do sinal de RF na entrada do sistema e do atraso entre os braços do interferômetro de Mach-Zehnder. Os resultados obtidos para esse sistema, conhecido como IFM de modulação intrapulso óptico, apresentaram valores para taxa de variação de frequência melhores que  $2 \text{ MHz}/\mu\text{s}$  para o sistema trabalhando no regime coerente.

Para o sistema trabalhando no regime incoerente a medida para valores de variação linear de frequência foram melhores que  $500 \text{ kHz}/\mu\text{s}$ . Porém, o sistema operando no regime incoerente não permitiu realizar medidas de FI com pulsos de sinais de RF na entrada com LP menores que  $20 \mu\text{s}$ . A faixa de operação em frequência não é limitada pela taxa de variação de transmissividade da grade de Bragg uniforme a ser utilizada. Com isso a faixa de valores medidos de *chirp rate* poderão ser estendidos de  $17 \text{ GHz}$  para a faixa de operação do modulador de fase. Esse sistema se mostra promissor e pode apresentar medidas de *chirp rate* melhores do que os sistemas baseados em transformada de Fourier fracional, pois pode medir variações melhores que  $500 \text{ kHz}/\mu\text{s}$ . Esses valores podem ser melhorados com o uso de um laser com largura de linha menor, da ordem de  $\text{kHz}$ , ou aumentando o valor do atraso entre braços do interferômetro de Mach-Zehnder.

Sinais pulsados e de ondas contínuas foram gerados com modulação que variam a frequência da portadora de RF utilizando o padrão senoidal e o triangular. Esses sinais não foram previstos no modelamento matemático do IFM de modulação intrapulso fotônico. Os sinais observados no domínio da frequência na saída do sistema apresentam sinais variando com padrões similares às funções periódicas.

Uma carga de  $100 \text{ k}\Omega$  foi acoplado no FDBV visando dar ao sistema ganho de transimpedância. Essa carga aliada à capacitância de junção do fotodetector resulta em um filtro passa baixa frequência. A filtragem permitiu medir na saída do FDBV o período de onda correspondente a IRP do sinal de RF na entrada do sistema. Esse processo de detecção ocorre por conta das componentes espectrais que compõem o pulso de RF serem maiores do que a frequência de corte. Percebeu-se a ocorrência do ganho de transimpedância dos sinais, a amplitude do sinal para uma carga de  $50 \Omega$  foi da ordem de poucos  $\text{mV}$  e os sinais com a carga de  $100 \text{ k}\Omega$  apresentou poucas centenas de  $\text{mV}$ .

Sugere-se como trabalhos futuros: o desenvolvimento de modelos matemáticos que permitam a análise dos sinais obtidos na saída do IFM fotônico para sinais de entrada com outros tipos de modulação intrapulso; criação de um modelamento para a figura de ruído dessas

duas arquiteturas exploradas nesta tese; desenvolvimento de um circuito de controle de malha fechada visando minorar os efeitos da vibração mecânica e variação de temperatura para o sistema IFM fotônico; testar o uso de modulação direta da fonte óptica visando substituir o modulador de fase; e desenvolver uma arquitetura que aproveita a energia óptica que é refletida pela grade de Bragg que é desperdiçada.

## Referências

- 1 ZACH, S.; SINGER, L. RF photonics - why should defense take notice? *In: 2006 IEEE 24TH CONVENTION OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERS IN ISRAEL*, 24., 2006, Eilat, Israel. **Proceedings** [...]. Psicataway: IEEE, 2006.
- 2 GREEN, M. Dummer's vision of solid circuits at the UK royal radar establishment. **IEEE Annals of the History of Computing**, v. 35, n. 1, p. 56–66, Jan. 2013.
- 3 MARKOV, I. L. Limits on fundamental limits to computation. **Nature**, v. 512, n. 7513, p. 147–154, 13 Aug. 2014.
- 4 DEMARIA, A. J. Photonics vs electronics technologies. **Optics News**, v. 15, n. 4, p. 22, 1 Apr. 1989.
- 5 CAPMANY, J.; NOVAK, D. Microwave photonics combines two worlds. **Nature Photonics**, v. 1, n. 6, p. 319–330, Jun. 2007.
- 6 RIDGWAY, R. W.; DOHRMAN, C. L.; CONWAY, J. A. Microwave photonics programs at DARPA. **Journal of Lightwave Technology**, v. 32, n. 20, p. 3428–3439, 15 Oct. 2014.
- 7 URICK, V. J.; MCKINNEY, J. D.; WILLIAMS, K. J. **Fundamentals of microwave photonics**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2015.
- 8 IP, E. et al. Coherent detection in optical fiber systems. **Optics Express**, v. 16, n. 2, p. 753, 2008.
- 9 CLARK, T. R.; WATERHOUSE, R. Photonics for RF front ends. **IEEE Microwave Magazine**, v. 12, n. 3, p. 87–95, 2011.
- 10 HO, K. P.; WALKER, J. D.; KAHN, J. M. External optical feedback effects on intensity noise of vertical-cavity surface-emitting lasers. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 5, n. 8, p. 892–895, Aug. 1993.
- 11 VENGHAUS, H.; GROTE, N. **Fibre Optic Communication: Key devices**. 2nd. ed. [s.l.] Springer International Publishing, 2017. v. 161
- 12 HECKSCHER, H.; ROSSI, J. A. Flashlight-size external cavity semiconductor laser with narrow-linewidth tunable output. **Applied Optics**, v. 14, n. 1, p. 94, 1 Jan. 1975.
- 13 MATEI, D. G. et al. 1.5 $\mu$ m Lasers with sub-10 mHz linewidth. **Physical Review Letters**, v. 118, n. 26, p. 263202, 28 Jun. 2017.
- 14 MEARS, R. J. et al. Neodymium-doped silica single-mode fibre lasers. **Electronics Letters**, v. 21, n. 17, p. 738, 1985.
- 15 GORJAN, M. et al. High-power pulsed diode-pumped Er:ZBLAN fiber laser. **Optics Letters**, v. 36, n. 10, p. 1923, 15 May 2011.



- 16 HALL, D.; YARIV, A.; GARMIRE, E. Optical guiding and electro-optic modulation in GaAs epitaxial layers. **Optics Communications**, v. 1, n. 9, p. 403–405, Apr. 1970.
- 17 LIU, J. et al. Recent advances in polymer electro-optic modulators. **RSC Advances**, v. 5, n. 21, p. 15784–15794, 2015.
- 18 FANG-SHANG CHEN. Modulators for optical communications. **Proceedings of the IEEE**, v. 58, n. 10, p. 1440–1457, Oct. 1970.
- 19 MERCANTE, A. J. et al. Thin film lithium niobate electro-optic modulator with terahertz operating bandwidth. **Optics Express**, v. 26, n. 11, p. 14810, 28 May 2018.
- 20 KUROKAWA, T. et al. Over 300 GHz bandwidth UTC-PD module with 600 GHz band rectangular-waveguide output. **Electronics Letters**, v. 54, n. 11, p. 705–706, 3 May 2018.
- 21 ANAGNOSTI, M. et al. Record gain x bandwidth (6.1 THz) monolithically integrated SOA-UTC photoreceiver for 100-Gbit/s applications. **Journal of Lightwave Technology**, v. 33, n. 6, p. 1186–1190, 15 Mar. 2015.
- 22 KLAMKIN, J. et al. High output saturation and high-linearity uni-traveling-carrier waveguide photodiodes. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 19, n. 3, p. 149–151, Feb. 2007.
- 23 ACKERMAN, E. I. et al. **Signal-to-noise performance of two analog photonic links using different noise reduction techniques.** *In*: 2007 IEEE/MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM. **Proceedings [...]** IEEE, Jun. 2007. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4263738/>>
- 24 PENG, Y. et al. High-gain Ka-band analog photonic link using high-power photodiode at 1064 nm. **Journal of Lightwave Technology**, v. 39, n. 6, p. 1724–1732, 2021.
- 25 GASULLA, I.; FOK, M. P. Special Issue “Microwave Photonics 2018.” **Applied Sciences**, v. 10, n. 2, p. 674, 18 Jan. 2020.
- 26 CAPMANY, J.; NOVAK, D. Microwave photonics combines two worlds. **Nature Photonics**, v. 1, n. 6, p. 319–330, 2007.
- 27 SEEDS, A. J.; WILLIAMS, K. J. Microwave photonics. **Journal of Lightwave Technology**, v. 24, n. 12, p. 4628–4641, 2006.
- 28 YI, X. et al. Integrated microwave photonics for wideband signal processing. **Photonics**, v. 4, n. 4, p. 46, 30 Nov. 2017.
- 29 ZHANG, J.; COUTINHO, O. L.; YAO, J. A photonic approach to linearly chirped microwave waveform generation with an extended temporal duration. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 64, n. 6, p. 1947–1953, 1 Jun. 2016.
- 30 PAN, S.; ZHANG, Y. Microwave photonic radars. **Journal of Lightwave Technology**, v. 38, n. 19, p. 5450–5484, 1 Oct. 2020.
- 31 MELVIN, W. L.; SCHEER, J. A. **Principles of modern radar: advanced techniques.** Edison, NJ: SciTech Publishing, 2013.

- 32 RICHARDS, M. A.; SCHEER, J. A.; HOLM, W. A. **Principles of modern radar: basic principles**. 2nd ed. [s.l.] Institution of Engineering and Technology, 2014.
- 33 YNOQUIO HERRERA, L. E. *et al.* Photonic generation and transmission of linearly chirped microwave pulses with high TBWP by self-heterodyne technique. **Journal of Lightwave Technology**, v. 36, n. 19, p. 4408–4415, 1 Oct. 2018.
- 34 CALOZ, C. *et al.* Analog signal processing: a possible alternative or complement to dominantly digital radio schemes. **IEEE Microwave Magazine**, v. 14, n. 6, p. 87–103, Sep. 2013.
- 35 MENG, J. *et al.* Electronic bottleneck suppression in next-generation networks with integrated photonic digital-to-analog converters. **Advanced Photonics Research**, v. 2, n. 2, p. 1-9, Feb. 2021. DOI: <https://doi.org/10.1002/adpr.202000033>
- 36 HUBÁČEK, P.; VESELÝ, J. The digital electronic intelligence (ELINT) receiver. *In: PHOTONICS APPLICATIONS IN ASTRONOMY, COMMUNICATIONS, INDUSTRY, AND HIGH-ENERGY PHYSICS EXPERIMENTS*, 2007, Wilga. **Proceedings [...]**. Bellingham, WA: SPIE, 2007.
- 37 PRINCE, K. *et al.* All-optical envelope detection for radio-over- fiber links using external optical injection of a DFB laser. **Optics Express**, v. 16, n. 3, p. 2005, 2008.
- 38 MONROY, I. T.; SEOANE, J.; JEPPESEN, P. All-optical envelope detection for wireless photonic communication. *In: EUROPEAN CONFERENCE AND EXHIBITION ON OPTICAL COMMUNICATION*, 33., 2007, Berlin. **Proceedings [...]**. Piscataway: IEEE, 2007.
- 39 SAMBARAJU, R. *et al.* Photonic envelope detector for broadband wireless signals using a single Mach-Zehnder modulator and a fibre Bragg grating. *In: EUROPEAN CONFERENCE ON OPTICAL COMMUNICATION*, 34., 2008, Brussels. **Proceedings [...]**. Piscataway: IEEE, 2008.
- 40 COLBERT, C. R. T.; SOUZA, D. M. de. Amazônia azul e soberania: uma abordagem do direito do mar e Defesa Nacional. **Revista Hoplos**, v. 4, n. 7, p. 68–86, 2020.
- 41 MARTINO, A. de. **Introduction to modern EW systems**. 2nd ed. Boston: Artech House, 2018.
- 42 WILEY, R. G. **ELINT: the interception and analysis of radar signals**. Boston: Artech House, 2006.
- 43 PACE, P. E. **Detecting and classifying low probability of intercept radar**. 2nd ed. Boston: Artech House, 2009.
- 44 FUDGE, G. L. *et al.* A reconfigurable direct RF receiver architecture. *In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS*, 2008, Seattle, WA. **Proceedings [...]**. Piscataway: IEEE, 2008.
- 45 LIU, X.; ZHAO, Y. Wideband radar frequency measurement receiver based on FPGA without mixer. **IEICE Transactions on Information and Systems**, v. E102.D, n. 4, p. 859-862, 2019.

- 46 ONORI, D. et al. A photonics-based ultra wideband scanning RF receiver with high sensitivity and dynamic range. *In: International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), 2015, Paphos, Cyprus. Proceedings [...], 2015.*
- 47 YAO, J. Photonics to the rescue: a fresh look at microwave photonic filters. **IEEE Microwave Magazine**, v. 16, n. 8, p. 46–60, Sep. 2015.
- 48 Recent advances in microwave photonics instantaneous frequency measurements. **Progress in Quantum Electronics**, v. 69, n. 100237, p. 1-13, 2020
- 49 HUNTER, D. B.; MINASIAN, R. A. Microwave optical filters using in-fiber Bragg grating arrays. **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, v. 6, n. 2, p. 103, Feb. 1996.
- 50 XIE, X. et al. Broadband photonic radio-frequency channelization based on a 39-GHz optical frequency comb. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 24, n. 8, p. 661–663, 2012.
- 51 ZOU, X. *et al.* Photonic approach for multiple-frequency-component measurement using spectrally sliced incoherent source. **Optics Letters**, v. 35, n. 3, p. 438–440, 2010.
- 52 XU, W.; ZHU, D.; PAN, S. Coherent photonic radio frequency channelization based on dual coherent optical frequency combs and stimulated Brillouin scattering. **Optical Engineering**, v. 55, n. 4, p. 1–6, Apr. 2016.
- 53 WIBERG, A. O. J. *et al.* Coherent filterless wideband microwave/millimeter-wave channelizer based on broadband parametric mixers. **Journal of Lightwave Technology**, v. 32, n. 20, p. 3609–3617, 2014.
- 54 NGUYEN, L. V. T. Microwave photonic technique for frequency measurement of simultaneous signals. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 21, n. 10, p. 642–644, 2009.
- 55 NGUYEN, T. A.; CHAN, E. H. W.; MINASIAN, R. A. Instantaneous high-resolution multiple-frequency measurement system based on frequency-to-time mapping technique. **Optics Letters**, v. 39, n. 8, p. 2419–2422, 2014.
- 56 GUILLET DE CHATELLUS, H.; CORTÉS, L. R.; AZAÑA, J. Optical real-time Fourier transformation with kilohertz resolutions. **Optica**, v. 3, n. 1, p. 1–8, 2016.
- 57 CHI, H.; ZOU, X.; YAO, J. An approach to the measurement of microwave frequency based on optical power monitoring. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 20, n. 14, p. 1249–1251, 2008.
- 58 LI, Z. et al. Instantaneous microwave frequency measurement using a special fiber Bragg grating. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 21, n. 1, p. 52–54, 2011.
- 59 ZOU, X.; CHI, H.; YAO, J. Microwave frequency measurement based on optical power monitoring using a complementary optical filter pair. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 57, n. 2, p. 505–511, 2009.
- 60 ZOU, X.; YAO, J. An optical approach to microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 20, n. 23, p. 1989–1991, 2008.

- 61 TU, Z. et al. A photonic technique for instantaneous microwave frequency measurement utilizing a phase modulator. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 28, n. 24, p. 2795–2798, 2016.
- 62 SHI, N. et al. Photonic approach to broadband instantaneous microwave frequency measurement with improved accuracy. **Optics Communications**, v. 328, p. 87–90, 1 Oct. 2014.
- 63 ZHOU, J. et al. Instantaneous microwave frequency measurement using photonic technique. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 21, n. 15, p. 1069–1071, 2009.
- 64 LI, Y. et al. Theory study on a range-extended and resolution-improved microwave frequency measurement. **Journal of Modern Optics**, v. 63, p. 1–8, 22 Sep. 2015.
- 65 PAN, S.; YAO, J. Instantaneous microwave frequency measurement using a photonic microwave filter pair. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 22, n. 19, p. 1437–1439, 2010.
- 66 EMAMI, H. et al. Amplitude independent RF instantaneous frequency measurement system using photonic Hilbert transform. **Optics Express**, v. 16, n. 18, p. 13707–13712, 2008.
- 67 SARKHOSH, N. et al. Reduced cost photonic instantaneous frequency measurement system. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 20, n. 18, p. 1521–1523, 2008.
- 68 EMAMI, H.; ASHOURIAN, M. Improved dynamic range microwave photonic instantaneous frequency measurement based on four-wave mixing. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 62, n. 10, p. 2462–2470, 2014.
- 69 HOSSEIN-ZADEH, M.; VAHALA, K. J. Photonic RF down-converter based on optomechanical oscillation. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 20, n. 4, p. 234–236, 2008.
- 70 LEE, J.-Y.; SONG, J.-I. Photonic frequency down-converter based on a frequency-doubling OEO using two cascaded EAMs. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 29, n. 18, p. 1529–1532, 2017.
- 71 SHAO, Y. et al. Microwave downconversion by a tunable optoelectronic oscillator based on PS-FBG and polarization-multiplexed dual loop. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 67, n. 5, p. 2095–2102, 2019.
- 72 MIDDLETON, C.; MAST, A.; DESALVO, R. Mixing spur reduction through photonic-assisted frequency conversion. *In: IEEE AVIONICS, FIBER-OPTICS AND PHOTONICS DIGEST CD*, 2012, Cocoa Beach, FL. **Proceedings [...]**. Piscataway: IEEE, 2012.
- 73 DESALVO, R.; MIDDLETON, C. **Scalable photonic-assisted wideband frequency converter**. Toronto: Optica Publishing Group, 2011.
- 74 CHAN, E. H. W.; MINASIAN, R. A. Microwave photonic downconversion using phase modulators in a Sagnac loop interferometer. **IEEE journal of selected topics in quantum electronics**, v. 19, n. 6, p. 211–218, 2013.

- 75 GOPALAKRISHNAN, G. K. et al. A low-loss downconverting analog fiber-optic link. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 43, n. 9, p. 2318–2323, 1995.
- 76 HAAS, B. M.; MURPHY, T. E. Linearized downconverting microwave photonic link using dual-wavelength phase modulation and optical filtering. **IEEE Photonics Journal**, v. 3, n. 1, p. 1–12, 2011.
- 77 PAGÁN, V.; HAAS, B.; MURPHY, T. Linearized electrooptic microwave downconversion using phase modulation and optical filtering. **Optics express**, v. 19, p. 883–895, 17 Jan. 2011.
- 78 RUPPEL, C. C. W. Acoustic wave filter technology. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, v. 64, n. 9, p. 1390–1400, Sep. 2017.
- 79 YU, H. et al. Photonic downconversion and linearization of microwaves signals from the X- to K-band. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 27, n. 19, p. 2015–2018, 1 Oct. 2015.
- 80 HOSSEIN-ZADEH, M.; LEVI, A. F. J. Selfhomodyne photonic microwave receiver architecture based on linear optical modulation and filtering. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 50, n. 2, p. 345–350, 2008.
- 81 LV, Q. *et al.* A novel simple RF-to-digital photonic link based on a single phase modulator. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION PHOTONICS AND OPTICAL COMMUNICATIONS, 2011, Jurong West. Proceedings [...]. Piscataway: IEEE, 2011.*
- 82 KIKUCHI, K. Fundamentals of coherent optical fiber communications. **Journal of Lightwave Technology**, v. 34, n. 1, p. 157–179, 1 Jan. 2016.
- 83 LUDVIGSEN, H.; TOSSAVAINEN, M.; KAIVOLA, M. Laser linewidth measurements using self-homodyne detection with short delay. **Optics Communications**, v. 155, n. 1, p. 180–186, 1998.
- 84 PUTTNAM, B. et al. Self-homodyne detection in optical communication systems. **Photonics**, v. 1, n. 2, p. 110–130, 6 May 2014.
- 85 HUI, R.; O’SULLIVAN, M. Characterization of optical devices. *In: HUI, R.; O’SULLIVAN, M. B. T.-F. O. M. T. (ed.). Fiber optic measurement techniques. Boston: Elsevier, 2009. p. 259–363.*
- 86 OKAMOTO, K. Coupled mode theory. *In: OKAMOTO, K. B. T.-F. OF O. W. (Ed.). Fundamentals of Optical Waveguides. Burlington: Elsevier, 2006. p. 159–207.*
- 88 YARIV, A.; YEH, P. **Photonics: optical electronics in modern communications**. 6th ed. Oxford: Oxford University Press, 2006.
- 89 POZAR, D. M. **Microwave engineering**. 4th. ed. Hoboken, NJ: John Wiley and Sons, 2012.
- 90 LI, Z. et al. Comparison of digital signal-signal beat interference compensation techniques in direct-detection subcarrier modulation systems. **Optics Express**, v. 24, n. 25, p. 29176, 12

Dec. 2016.

91 WANG, C.; YAO, J. Fiber Bragg gratings for microwave photonics subsystems. **Optics Express**, v. 21, n. 19, p. 22868–22884, 2013.

92 OKAMOTO, K. **Fundamentals of optical waveguides**. 2. ed. [s.l.] Elsevier Academic Press publications, 2005.

93 ADAMY, D. L. **Introduction to electronic warfare modeling and simulation**. Stevenage: Institution of Engineering and Technology, 2006.

94 JAVADIFAR, N.; DOUSTI, M.; HAJGHASSEM, H. A wideband extended-dynamic-range successive detection logarithmic amplifier based on 0.15  $\mu$  m GaAs pHEMT technology. **Journal of Circuits, Systems and Computers**, v. 28, n. 4, p. 17, 2018.

95 GRANJA, A. B. *et al.* Ultra-wideband balanced schottky envelope detector for data communication with high bitrate to carrier frequency ratio. *In: IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM, 2017, Honolulu, HI. Proceedings [...]*. Piscataway: IEEE, 2017.

96 CIMOLI, B. *et al.* Active HEMT based envelope detector for ultra-wideband wireless communication systems. *In: IEEE/MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM, 2018, Philadelphia, PA. Proceedings [...]*. Piscataway: IEEE, 2018.

97 MIMURA, T. The early history of the high electron mobility transistor (HEMT). **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 50, n. 3, p. 780–782, 2002.

98 CHEN, B. *et al.* An ultra-wideband microwave photonic channelized receiver with zero-if architecture. **Applied Sciences**, v. 10, n. 1, p. 30, 2020.

99 ZHANG, J. *et al.* Broadband microwave photonic sub harmonic downconverter with phase shifting ability. **IEEE Photonics Journal**, v. PP, p. 1–1, 16 May 2017.

100 TANG, Z.; PAN, S. A multi-octave microwave downconverter based on a dual-drive Mach-Zehnder modulator. *In: OPTICAL FIBER COMMUNICATIONS CONFERENCE AND EXHIBITION, 2006, Anaheim, CA. Proceedings [...]*. Piscataway: IEEE, 2016.

101 HILLERKUSS, D. *et al.* Integrated photonic and plasmonic technologies for microwave signal processing enabling mm-wave and sub-THz wireless communication systems. *In: BROADBAND ACCESS COMMUNICATION TECHNOLOGIES, 13., 2019, San Francisco, CA. Proceedings [...]*. Bellingham, WA: SPIE, 2019.

102 TERAXION. **ClearSpectrum TDCMX user' guide**. Quebec: [s.n.]. Disponível em: <www.teraxion.com>.

103 YULIANTO, N. *et al.* Tunability technique of microwave frequency generator using temperature controller and injection current effect of DFB laser. **AIP Conference Proceedings**, v. 1711, n. 1, p. 30007, Feb. 2016.

104 LIPSKY, S. E. **Microwave passive direction finding**. Raleigh, NC: SciTech Publishing, 2004.

105 CHANGFEI, Y. et al. Millimeter wave broadband high sensitivity detectors with zero-bias Schottky diodes. **Journal of Semiconductors**, v. 36, 1 Jun. 2015.

106 HESLER, J.; CROWE, T. Responsivity and noise measurements of zero-bias Schottky diode detectors. *In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SPACE TERAHERTZ TECHNOLOGY*, 18., 2007, Pasadena, CA. **Proceedings** [...]. Charlottesville, VA: NRAO, 2007

108 SANTORUVO, G.; NIKOO, M. S.; MATIOLI, E. Broadband zero-bias RF field-effect rectifiers based on AlGaIn/GaN nanowires. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 30, n. 1, p. 66–69, 2020.

109 HOU, H. W. et al. High temperature terahertz detectors realized by a GaN high electron mobility transistor. **Scientific Reports**, v. 7, n. 1, p. 46664, 2017.

110 ZHOU, Q. et al. High sensitivity AlGaIn/GaN lateral field-effect rectifier for zero-bias microwave detection. **Electronics Letters**, v. 49, n. 22, p. 1391–1393, 2013.

111 SAEED, M. *et al.* 0.15 mm<sup>2</sup>, DC-70GHz, graphene-based power detector with improved sensitivity and dynamic range. *In: IEEE/MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM*, 2018, Philadelphia, PA. **Proceedings** [...]. Piscataway: IEEE, 2018.

112 LEE, J. P. Y. Detection of complex and simultaneous signals using an instantaneous frequency measurement receiver. **IEE Proceedings F (Communications, Radar and Signal Processing)**, v. 132, n. p. 267-274, 1985.

113 LU, B. et al. Photonic-assisted intrapulse parameters measurement of complex microwave signals. **Journal of Lightwave Technology**, v. 36, n. 17, p. 3633–3644, 2018.

114 PAN, S.; FU, J.; YAO, J. Photonic approach to the simultaneous measurement of the frequency, amplitude, pulse width, and time of arrival of a microwave signal. **Optics letters**, v. 37, p. 7–9, 1 Jan. 2012.

115 ZHANG, B.; WANG, X.; PAN, S. Photonics-based instantaneous multi-parameter measurement of a linear frequency modulation microwave signal. **Journal of Lightwave Technology**, v. 36, n. 13, p. 2589–2596, 2018.

116 HAN, G. et al. Photonic chirp rates estimator for piecewise linear frequency modulated waveforms based on photonic self-fractional Fourier transform. **Optics Express**, v. 28, n. 15, p. 21783–21791, 2020.

117 PENG, D. et al. Reconfigurable high-resolution photonic fractional Fourier transformer for broadband frequency measurement and large-scale chirp rate characterization of microwave signals. **Optics Communications**, v. 460, p. 125157, 2020.

118 FELÃO, L. H. V et al. Wide dynamic range quadrature interferometer with high-gain approach and sliding mode control. **Optics Express**, v. 27, n. 18, p. 25031, 2 Sep. 2019.

119 MARTIN, R. I. et al. Nonlinear control system for optical interferometry based on variable structure control and sliding modes. **Optics Express**, v. 25, n. 6, p. 6335, 20 Mar. 2017.

120 NUNES, G. F. S. et al. Characterization of a thin-film metal-coated fiber optical phase modulator based on thermal effect with a nonlinear control interferometer. **Applied Optics**, v. 60, n. 25, p. 7611–7618, 2021.



## Anexo A - Produção Científica Resultante do Trabalho de Tese.

Os resultados obtidos durante o desenvolvimento desta Tese foram publicados em trabalhos acadêmicos listados abaixo:

Gonçalves, A. P., Ivo, F. S. & Coutinho, O. L., High Sensitivity Long Pulse Envelope Detector Assisted by Microwave Photonics. **In: 2021 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)**, Brasil, Ceará, Fortaleza, 2021.

Gonçalves, A. P., Ivo, F. S. & Coutinho, O. L., Estudo para Emprego de Enlace Analógico à Fibra Óptica por WDM de Múltiplos Sinais de RF em Avaliações Operacionais. **Rev. Spectrum**, v. 22, p. 47-52, 2021.

Gonçalves, A. P., Ivo, F. S., Richter, R. M. & Coutinho, O. L., High Sensitivity Envelope Detector Assisted by Microwave Photonics. **In: XXIII Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)**, Brasil, São Paulo, São José dos Campos, 2021.

Gonçalves, A. P., Richter, R. M., Ivo, F. S., Santos, A. R., Carreira, R. R., & Coutinho, O. L. Estudo preliminar teórico de filtro compressor de pulso totalmente fotônico. **Rev. Bras. Apl. Vac**, v. 39, n. 3, p. 233-240, 2020.

Gonçalves, A. P., Richter, R. M., Ivo, F. S., Santos, A. R., Carreira, R. R., & Coutinho, O. L. Proposal of anti-radiation missile decoy assisted by microwave photonics. **Rev. Bras. Apl. Vac**, v. 39, n. 3, p. 218-223, 2020.

Gonçalves, A. P., Richter, R. M., Ivo, F. S., Santos, A. R., Carreira, R. R., Oliveira, J.E.B, Castro, J.J.B. & Coutinho, O. L. Concept of all-optical ultra-wideband electronic warfare. **In: 19º SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica**, Brasil, Rio de Janeiro, Niterói, 2020.

Gonçalves, A. P., Richter, R. M., Ivo, F. S., Santos, A. R., Carreira, R. R., & Coutinho, O. L. Estudo preliminar teórico de filtro compressor de pulso totalmente fotônico. **In: XXII Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)**, Brasil, São Paulo, São José dos Campos, 2020.

Gonçalves, A. P., Richter, R. M., Ivo, F. S., Santos, A. R., Carreira, R. R., & Coutinho, O. L. Proposal of anti-radiation missile decoy assisted by microwave photonics. **In: XXII Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)**, Brasil, São Paulo, São José dos Campos, 2020.

Gonçalves, A. P., Richter, R. M., Ivo, F. S., de Souza, R. H., Pereira, T. D. S. M., & Coutinho, O. L. Proposta de um Receptor de Guerra Eletrônica Microcanalizado Totalmente Fotônico. **In: XXI Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)**, Brasil, São Paulo, São José dos Campos, 2019.

Gonçalves, A. P., Richter, R. M., da Silva Lopes, L., & Coutinho, O. L. Efeitos da Radiação Gama em Down Converters Fotônicos em Sensoriamento Remoto. **In: XX Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)**, Brasil, São Paulo, São José dos Campos, 2018.

Gonçalves, A. P., Coutinho, O. L. Transmissão e Distribuição Remota de Sinais Radar Banda Larga Multicanal em Redes de Fibra Óptica por DWDM. **In: XX Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)**, Brasil, São Paulo, São José dos Campos, 2018.

## FOLHA DE REGISTRO DO DOCUMENTO

1. CLASSIFICAÇÃO/TIPO  TD	2. DATA  17 de agosto de 2022	3. REGISTRO N°  DCTA/ITA/TD-021/2022	4. N° DE PÁGINAS  121
5. TÍTULO E SUBTÍTULO:  Topologias de RF em fotônica para recepção de sinais radar de banda larga.			
6. AUTOR(ES):  <b>André Paim Gonçalves</b>			
7. INSTITUIÇÃO(ÕES)/ÓRGÃO(S) INTERNO(S)/DIVISÃO(ÕES):  Instituto Tecnológico de Aeronáutica – ITA			
8. PALAVRAS-CHAVE SUGERIDAS PELO AUTOR:  Detecção de sinais radar de banda larga; Auto-homodinação óptica; Micro-ondas em fotônica			
9. PALAVRAS-CHAVE RESULTANTES DE INDEXAÇÃO:  Fotônica; Radiofrequência; Transmissão de sinais; Sinais de radar; Comunicação por banda larga; Análise envoltória de dados; Interferômetros de Mach-Zehnder; Engenharia eletrônica.			
10. APRESENTAÇÃO:  ITA, São José dos Campos. Curso de Doutorado. Programa de Pós-Graduação em Ciência e Tecnologias Espaciais. Área de Sensores e Atuadores Espaciais. Orientador: Prof. Dr. Olympio Lucchini Coutinho. Defesa em 05/07/2022. Publicada em 2022.			
11. RESUMO:  Esta tese explora conceitos de micro-ondas em fotônica relacionados à detecção óptica auto-homódina visando propor arquiteturas capazes de detecção de sinais radar de banda larga. O conceito de auto-homodinação é explorado e propõem-se duas arquiteturas que permitem detecção dos sinais radar de banda larga pulsados e de ondas contínuas com modulação intrapulso linear e não linear. Essas arquiteturas são analisadas teórica e experimentalmente, onde são apresentados resultados muitas vezes acima dos observados na literatura. Primeiramente esse conceito é explorado e dá origem a uma arquitetura proposta para exercer a função de detector de envoltórias de sinais de RF pulsados de banda larga. O valor da sensibilidade tangencial do sinal atinge o valor de -40 dBm. A faixa dinâmica para 17 GHz de frequência da portadora do sinal de RF é de 36,7 dB para utilização do detector de envoltória para medir amplitude do sinal ou potência. Quando o uso do detector de envoltória fotônico for empregado em funções que não há a necessidade de medida de amplitude ou potência, a faixa dinâmica pode chegar ao valor de 56 dB. O valor de sensibilidade do sistema chega a 53 V/mW para um sinal pulsado de 17 GHz e um $V_{\pi}$ de 10,5 V para o modulador de fase empregado. Percebe-se que esse valor de 53 V/mW se mantém quase constante para uma faixa de frequência de 13 a 20 GHz. Uma segunda arquitetura é apresentada explorando o conceito de auto-homodinação óptica. Ela é baseada na arquitetura do detector de envoltória, onde um interferômetro de Mach-Zehnder desbalanceado é colocado entre a grade de Bragg e o fotodetector de baixa velocidade, a qual estende a capacidade do sistema para medir a <i>chirp rate</i> e a envoltória do sinal. O valor mínimo de <i>chirp rate</i> possível de ser medido é de 2 MHz/ $\mu$ s para o sistema trabalhando no regime coerente. Para o sistema trabalhando no regime incoerente, a medida mínima de <i>chirp rate</i> é de 500 kHz/ $\mu$ s. Medidas exploratórias são também realizadas usando sinais pulsados e de ondas contínuas com modulação em frequência com o padrão senoidal e o triangular. No domínio do tempo, alguns sinais pulsados são utilizados como entrada visando medir o ganho de transimpedância. Com a carga de 100 k $\Omega$ acoplada no fotodetector, verifica-se o ganho de transimpedância e a capacidade de medir o intervalo de repetição de pulso dos sinais injetados na entrada do sistema.			
12. GRAU DE SIGILO:  <b>(X) OSTENSIVO</b> ( ) RESERVADO      ( ) SECRETO			