



SISTEMA DE INTERROGAÇÃO DE REDES DE BRAGG: PRIMEIROS PASSOS
NA CRIAÇÃO DE UM PROTÓTIPO

Rodrigo Emanuel de Britto Andrade Barros

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Marcelo Martins Werneck

Rio de Janeiro
Março de 2016

SISTEMA DE INTERROGAÇÃO DE REDES DE BRAGG: PRIMEIROS PASSOS
NA CRIAÇÃO DE UM PROTÓTIPO

Rodrigo Emanuel de Britto Andrade Barros

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO
LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA
(COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE
DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Marcelo Martins Werneck, Ph.D.

Prof. Antônio Petraglia, Ph.D.

Prof. Isabel Cristina dos Santos Carvalho, D.Sc.

Dra. Regina Celia da Silva Barros Allil, D.Sc.

Prof. Alexandre Soares Alves, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

MARÇO DE 2016

Barros, Rodrigo Emanuel de Britto Andrade

Sistema de interrogação de redes de Bragg: Primeiros passos na criação de um protótipo. / Rodrigo Emanuel de Britto Andrade Barros. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2016.

XIV, 100 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Marcelo Martins Werneck

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2016.

Referências Bibliográficas: p. 78-84.

1. Sistema interrogação de redes de Bragg. 2. Sensor FBG. 3. Processamento sinais. 4. Algoritmo de identificação de picos. I. Werneck, Marcelo Martins. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço a Deus, por estar sempre ao meu lado, me protegendo e agraciando com força de vontade e oportunidades de aprendizagem que coloca em meu caminho.

Agradeço a minha família, em especial aos meus pais, Nilton Correia Barros e Ana Lúcia de Britto Andrade Barros, pelo suporte e dedicação, durante todos esses 29 anos juntos. É certo que, sem a ajuda deles, não teria ido tão longe. Parafraseando Isaac Newton, só cheguei aqui pois me apoiei no ombro de gigantes.

A minha namorada Juliana Cordeiro, agradeço por sua paciência, ajuda e companhia durante finais de semana de sol, nos quais ficamos em casa estudando. Fins de semanas regados a pão de queijo, tapioca e filme.

A minha grande amiga Marta Maior, vulgo “Mestre Maior”, por sua ajuda revisando meus textos e ouvindo desabafos, além de sua bem humorada companhia para os melhores passeios aleatórios que o pouco dinheiro pode promover.

A Marcell Nunes, a engenheira mais carente de Volta Redonda, por suas dicas, revisões e opiniões. Sua ajuda foi de grande valia para a realização desse trabalho.

Agradeço ao meu orientador, Marcelo Werneck, pela paciência, orientação e aulas ministradas.

Devo lembrar, também, da equipe do Laboratório de Instrumentação & Fotônica. Mesmo compartilhando as poucas horas semanais que meu mestrado parcial oferecia, o convívio com vocês foi muito importante. Assim, meu obrigado a: Regina Allil, Fábio Nazaré, Bessie Ribeiro, Domingos Rodrigues, Viviane P. dos Santos e Isabel Campos.

Agradeço, também, ao Instituto de Pesquisas da Marinha por todo apoio dedicado, representado pelas pessoas de Vicente Moreira, Cmte. Adriano Carvalho e Alexandre Alves. E finalmente, aos meus amigos de trabalho, Marlon Margalho e Cassiano Villares, os quais tanto perturbei, com equações e questionamentos.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

SISTEMA DE INTERROGAÇÃO DE REDES DE BRAGG: PRIMEIROS PASSOS NA CRIAÇÃO DE UM PROTÓTIPO

Rodrigo Emanuel de Britto Andrade Barros

Março/2016

Orientador: Marcelo Martins Werneck

Programa: Engenharia Elétrica

O presente trabalho aborda o desenvolvimento e a montagem de um protótipo de um interrogador óptico microcontrolado. Esse dispositivo tem como principal objetivo capturar o espectro refletido de uma rede de Bragg e identificar, dentre suas principais características, o comprimento de onda central da rede. O interrogador foi dividido em dois módulos: um óptico e um eletrônico. O módulo óptico é responsável pela demodulação da rede de Bragg, utilizando um filtro de Fabry-Perot sintonizável como elemento óptico ativo. Já o módulo eletrônico é responsável pela aquisição das amostras do espectro refletido, geração do sinal de sintonia e transmissão das amostras para um computador. Esse módulo tem como elemento principal um microcontrolador. Paralelamente, ao desenvolvimento do interrogador, foi desenvolvido um *software* responsável pela apresentação gráfica do espectro da rede de Bragg coletado e a identificação do comprimento de onda central da rede, por meio da execução de algoritmo de identificação de picos desenvolvido. Para caracterizar o protótipo, foram realizados ensaios em laboratório. Por meio desses ensaios, as características do protótipo – tais como: incerteza, repetitividade, faixa de trabalho e frequência de resposta – foram identificadas. Por meio desses ensaios foi visto, também, que o interrogador desenvolvido foi capaz de identificar o comprimento de onda central das redes de Bragg.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

FIBER BRAGG GRATINGS INTERROGATION SYSTEM: FIRST STEPS ON THE
DEVELOPMENT OF A PROTOTYPE

Rodrigo Emanuel de Britto Andrade Barros

March/2016

Advisor: Marcelo Martins Werneck

Department: Electrical Engineering

This paper discusses the development and assembly of a microcontrolled optical interrogator prototype. This device's main goal is to capture the reflected spectrum of a fiber Bragg grating and identify, among its main features, the central grating wavelength. The interrogator was divided into two modules: an optical and an electronic one. The optical module is responsible for fiber Bragg grating's demodulation, using a Fabry-Perot tunable filter as an active optical element. The electronic module is responsible for samples acquisition of the reflected spectrum, generation of the Fabry-Perot tuning signal and transmission of its samples to a computer. This module has a microcontroller as its main element. At the same time, of the interrogator development, it was developed the *software* responsible for graphical presentation of the fiber Bragg grating's collected spectrum and its central wavelength identification, by executing the developed peak identification algorithm. To characterize the prototype, laboratory tests were performed. Through these tests, the prototype's characteristics – such as: uncertainty, repeatability, working range and frequency response – have been identified. Through these tests, it was also seen that the developed interrogator was able to identify the FBG's center wavelength.

Índice

	Pág.
1. Introdução.....	1
1.1. Motivação	2
1.2. Objetivos	3
1.3. Metodologia	3
1.4. Organização	4
2. Fundamentos teóricos.....	6
2.1. Redes de Bragg	6
2.2. Filtro de Fabry-Perot.....	7
2.3. Técnicas de processamento de sinais.....	11
2.3.1. Ruído e filtragem.....	11
2.3.2. <i>Spikes</i>	15
2.3.3. Derivação de espectros	16
3. Revisão bibliográfica.....	20
3.1. Sensores à rede de Bragg	20
3.1.1. Aplicações	21
3.2. Esquemas de demodulação de FBG.....	24
3.2.1. Esquemas de demodulação passivos	24
3.2.2. Esquemas de demodulações ativos.....	29
3.3. Técnicas de identificação de posição de picos.....	32
3.3.1. Procura por máximos.....	33
3.3.2. Cruzamento por zero	33
3.3.3. Ponto médio.....	34
3.3.4. Centroide	34
3.3.5. Correlação espectral	35
3.3.6. Método dos mínimos quadrados.....	36
4. Projeto do interrogador óptico.....	38
4.1. Diagrama em blocos geral	38
4.2. Módulo Óptico.....	38
4.2.1. Fonte de luz	39
4.2.2. O Filtro de Fabry-Perot	40

4.2.3.	As FBGs de calibração	43
4.2.4.	O circulador óptico	44
4.2.5.	O Fotodetector	45
4.3.	Módulo eletrônico.....	46
4.3.1.	Circuito de controle	47
4.3.2.	Circuito de sintonia.....	47
4.3.3.	Circuito de digitalização	49
4.3.4.	Circuito de <i>trigger</i>	50
4.4.	O <i>firmware</i> do microcontrolador	51
4.4.1.	O <i>driver</i> da interface VCOM.....	53
4.4.2.	O protocolo de comunicação	54
4.4.3.	O <i>driver</i> do circuito de sintonia.....	55
4.4.4.	O <i>driver</i> do circuito de aquisição	56
4.5.	O protótipo	56
5.	O <i>software</i> de aquisição	59
5.1.	Algoritmo de identificação de picos	60
5.2.	Técnicas de identificação implementadas.....	63
6.	Resultados e discussão	65
6.1.	Caracterização da incerteza.....	65
6.1.1.	Ensaio #1	65
6.1.2.	Ensaio #2	67
6.1.3.	Análise dos resultados	68
6.2.	Caracterização da repetitividade.....	70
6.3.	Resposta dinâmica	71
6.4.	Faixa de trabalho.....	71
6.5.	Levantamento do tempo de execução	72
6.6.	Levantamento de custos.....	74
7.	Conclusão.....	75
7.1.	Trabalhos futuros	76
7.1.1.	Melhorias no circuito óptico.....	76
7.1.2.	Melhorias no circuito eletrônico.....	76
7.1.3.	Melhorias no processamento	77
	Referências Bibliográficas.....	78

Anexo A.....	85
Anexo B.....	92
Anexo C.....	94

Lista de figuras

Figura 2.1 – Modelo de uma rede de Bragg.	6
Figura 2.2 – Modelo simplificado de um filtro de Fabry-Perot.	8
Figura 2.3 – Funcionamento de um FFP. Adaptado de [5].	8
Figura 2.4 – Exemplo de resposta de um FFP.	10
Figura 2.5 – Resposta do FFP para quatro valores de R.	11
Figura 2.6 – Exemplo de sinais (a) sem ruído e (b) com ruído.	12
Figura 2.7 – Exemplo do deslocamento causado pelo filtro retangular.	14
Figura 2.8 – Exemplo de sinal filtrado com um filtro retangular com quatro larguras diferentes: W, 2W, 5W e 10 W.	14
Figura 2.9 – Resposta do filtro no domínio da frequência para múltiplas execuções. ...	15
Figura 2.10 – (a) Exemplo de sinal com presença de <i>spikes</i> . Os <i>spikes</i> foram marcados de vermelho para melhor identificação do leitor. (b) Sinal após tratamento de remoção de <i>spikes</i>	16
Figura 2.11 – Exemplo dos efeitos da derivada em sinais com picos: (a) sinal original, (b) derivada de primeira ordem, (c) derivada de segunda ordem, (d) derivada de terceira ordem e (d) derivada de quarta ordem.	17
Figura 2.12 – Exemplo da aplicação da derivação em sinais ruidosos: (a) sinal original ruidoso e (b) derivada de primeira ordem com ruído.	18
Figura 2.13 – Exemplo de separação de picos: (a) sinal composto, (b) sinal normalizado após aumento de resolução.	19
Figura 3.1 – Exemplo de demodulação por filtro fixo.	25
Figura 3.2 – Modelo de um demultiplex AWG. Adaptado de [30].	26
Figura 3.3 – Exemplo de esquema de demodulação com AWG. Adaptado de [33].	27
Figura 3.4 – Exemplo de demodulação utilizando multiplexação temporal. Adaptado de [35].	28
Figura 3.5 – Resposta do grupo de quatro FBG em diferentes posições. Strain sendo aplicado a segunda FBG: (a) strain de 0.042%, (b) strain de 0.125% e (c) strain de 0.208%. Adaptado de [35].	28
Figura 3.6 – Demodulação com interferômetro de Mach-Zehnder. Adaptado de [25]. .	30
Figura 3.7 – Exemplo de esquema de interrogação utilizando um filtro de Fabry-Perot após a fonte de sinal. Adaptado de [38].	30
Figura 3.8 – Exemplo de esquema de interrogação utilizando um filtro de Fabry-Perot após sensores. Adaptado de [40].	31
Figura 3.9 – Exemplo da aplicação da técnica do ponto médio.	34
Figura 3.10 – Exemplo da resposta da técnica de identificação de picos por centroide: (a) espectro simétrico e (b) um espectro assimétrico.	35
Figura 3.11 – Exemplo da técnica de correlação cruzada: (a) espectros gerados e (b) resultado da correlação cruzada.	36
Figura 3.12 – Exemplo da técnica de mínimos quadrados: (a) espectros com pico centrado em 1550nm e (b) modelo aproximado.	37
Figura 4.1 – Diagrama em blocos do sistema de interrogação proposto.	38

Figura 4.2 – Visão geral do módulo óptico.	39
Figura 4.3 – Espectro do ASE utilizado.	39
Figura 4.4 – Visão do FFP utilizado [56].	40
Figura 4.5 – Diagrama de teste do FFP.	41
Figura 4.6 – Resposta do FFP à variação de tensão.	42
Figura 4.7 – Visão do espectro das FBGs de referência obtido com o OSA.	44
Figura 4.8 – Visão do circulador óptico.	44
Figura 4.9 – Diagrama de funcionamento um circulador óptico.	45
Figura 4.10 – Visão do fotodetector, obtida em [59].	46
Figura 4.11 – Diagrama em blocos do módulo eletrônico.	46
Figura 4.12 – Placa de desenvolvimento Open1768. Obtido em [61].	47
Figura 4.13 – Circuito de sintonia.	48
Figura 4.14 – Captura do sinal de sintonia.	49
Figura 4.15 – Circuito de digitalização.	49
Figura 4.16 – Circuito de <i>trigger</i>	50
Figura 4.17 – Sinal de <i>trigger</i> (azul) coletado com o osciloscópio.	50
Figura 4.18 – Diagrama em blocos do <i>firmware</i>	51
Figura 4.19 – Diagrama de estados do <i>firmware</i>	52
Figura 4.20 – Diagrama de atividades do estado “Ativo”.	52
Figura 4.21 – Diagrama do formato das mensagens.	54
Figura 4.22 – Exemplo de sinal de sintonia.	55
Figura 4.23 – Placa de circuito eletrônico finalizada com componentes.	56
Figura 4.24 – Placa de circuito impresso do módulo óptico.	57
Figura 4.25 – Vista da placa do circulador óptico.	57
Figura 4.26 – Vista da placa com as redes de calibração.	57
Figura 4.27 – Diagrama de confecção do módulo de referência óptico.	58
Figura 4.28 – Protótipo montado em bancada: (a) fonte de alimentação, (b) computador executando <i>software</i> de aquisição e (c) interrogador desenvolvido.	58
Figura 5.1 – Visão do <i>software</i> de aquisição.	59
Figura 5.2 – Fluxograma apresentando o algoritmo de identificação de picos desenvolvido.	60
Figura 5.3 – Espectro em diferentes estágios do algoritmo: (a) espectro original com ruído; (b) espectro filtrado e suas derivadas de segunda e quarta ordem; e (c) espectro Rdn.	62
Figura 5.4 – Função de busca de pico por máximos.	63
Figura 5.5 – Função de busca de pico por máximos (continuação).	64
Figura 5.6 – Função de busca de pico por centroide.	64
Figura 6.1 – Visão do sensor de deslocamento. Na figura: (1) Cordão óptico e (2) haste de medição.	65
Figura 6.2 – Resposta do sensor em repouso, obtida com o protótipo desenvolvido.	66
Figura 6.3 – Gráfico das amostras coletadas do sensor em repouso: (a) resposta FBG#1 e (b) resposta FBG#2.	66
Figura 6.4 – Vista do sensor com a haste deslocada. Na figura: (1) sensor com haste deslocada e (2) sargento segurando haste do sensor.	67

Figura 6.5 – Resposta do sensor com a haste deslocada, obtida com o protótipo desenvolvido.....	67
Figura 6.6 – Gráfico das amostras coletadas do sensor com haste deslocada: (a) resposta FBG#1 e (b) resposta FBG#2.....	68
Figura 6.7 – Gráfico das medidas do ensaio de repetitividade.....	71
Figura 6.8 – Visão do ciclo de trabalho do interrogador. Sinais capturados: sintonia (amarelo), <i>trigger</i> (azul), aquisição (rosa) e envio das amostras (verde).....	71
Figura 6.9 – Pulsos referentes a execução das funções: (1) centroide, (2) mínimos quadrados, (3) procura por máximos, (4) media móvel exponencial, (5) diferenciação central e (6) normalização.....	73
Figura A.1 – Vista da janela do <i>software</i> de aquisição, com a aba principal selecionada.....	85
Figura A.2 – Vista da aba de interrogação do <i>software</i> de aquisição.....	87
Figura A.3 – Vista das abas de funções: (a) Funções básicas, (b) Identificação de picos.....	88
Figura A.4 – Vista das abas de funções: (a) Simulação, (b) Configurações.....	88
Figura B.1 – Espectro em função do numero de amostras.....	92
Figura B.2 – Espectro após remoção de <i>spikes</i> , filtragem e aumento de resolução de picos.....	93
Figura B.3 – Espectro após calibração.....	93

Lista de siglas

FBG – *Fiber Bragg Grating*

FFP – *Filtro de Fabry-Perot*

USB – *Universal Serial Bus*

A/D – *Analógico-Digital*

FSR – *Free Spectral Range*

FWHM – *Full-Width Half-Maximum*

AM – *Amplitude Modulation*

SNR – *Signal- to-Noise Ratio*

SHM – *Structural Health Monitoring*

FLBL – *Fonte de Luz de Banda Larga*

DWDM – *Dense Wavelength Dividion Multiplexing*

AWG – *Arrayed Waveguide Gratings*

FPR – *Free Spectral Range*

TDM – *Time division Multiplexing*

OTDR – *Optical Time Domain Reflectometer*

MEMS – *Micro Electromechanical Systems*

SLED – *Super Light Emitting Diode*

DSP – *Digital Signal Processor*

D/A – *Digital-Analógico*

SPI – *Serial Peripheral Interface*

FPGA – *Field Programmable Gate Array*

PC – *Personal Computer*

ASE – *Amplified Spontaneous Emission*

OSA – *Optical Spectrum Analyser*

DMA – *Direct Memory Access*

UART - *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*

CI – *Circuito Integrado*

ANSI – American National Standards Institute

MDF – Medium Density Fiberboard

VIM – Vocabulário Internacional de Metrologia

1. Introdução

As redes de Bragg, ou em inglês, *Fiber Bragg Gratings* (FBG), são variações periódicas no índice de refração do núcleo de uma fibra óptica [1]. Essas variações são geradas pela aplicação de um sinal óptico de grande intensidade no núcleo de uma fibra óptica.

Do ponto de vista da fonte de sinal óptico, as FBGs funcionam como um espelho, refletindo um comprimento de onda específico e deixando passar os demais comprimentos de onda [1][2].

O comprimento de onda refletido está relacionado diretamente ao seu período óptico e ao seu índice de refração efetivo. Ao sofrer uma variação em uma dessas propriedades devido a uma deformação ou devido à dilatação térmica, o comprimento de onda refletido é alterado proporcionalmente [1].

Baseado nesse comportamento, surge a possibilidade de criar um sensor óptico, capaz de relacionar grandezas físicas à variações no comprimento de onda refletido pela rede de Bragg. Entre essas grandezas estão: temperaturas, deslocamentos, acelerações, campos elétricos, tensões, pressões e etc.

O que torna a ideia desses sensores ópticos atrativa são as diversas características das fibras ópticas herdadas pelas FBGs. Entre as características herdadas, podemos citar: imunidade a perturbações eletromagnéticas, não condutividade, resistência à temperatura igual às de fios de cobre, não necessitam de energia para funcionar, resistência à corrosão, dimensões reduzidas, capacidade de multiplexação, baixo custo de produção, entre outras [2].

Essas características tornam esses sensores ideais para aplicações em setores industriais onde os sensores elétricos não podem atuar ou não apresentam o desempenho desejado. Entre esses setores, pode-se citar: indústrias de conversão e transmissão de energia, indústrias de petróleo e gás, na construção civil, indústria aeroespacial, de aviação, entre outras.

À medida que o desenvolvimento dos sensores à FBG cresce, também cresce a demanda por técnicas e/ou equipamentos capazes de interpretar esse sinal óptico proveniente das FBGs de forma confiável e precisa.

As técnicas utilizadas para interpretar os sinais desses sensores são chamadas de técnicas de interrogação ou de demodulação de FBG e esses equipamentos são chamados de interrogadores de FBG ou interrogadores ópticos [2].

Entre as técnicas de interrogação de FBG, existem as que são baseadas em elementos ópticos passivos, como é o caso de sistemas que utilizam espelhos e cadeias de fotodetectores, ou guias de ondas [2].

Há também as técnicas que são baseadas em elementos ativos, como é o caso das técnicas que utilizam filtros ópticos sintonizáveis, por exemplo, filtro de Fabry-Perot (FFP), filtro opto-acústico ou o interferômetro de Mach-Zehnder [2].

Visto essa demanda, o presente trabalho aborda o desenvolvimento e montagem de um protótipo de um interrogador óptico microcontrolado, utilizando um filtro de Fabry-Perot como elemento óptico ativo.

1.1. **Motivação**

Sensores baseados em redes de Bragg mostram-se, cada vez mais, capazes de atuar em áreas onde sensores elétricos convencionais não são capazes de atuar, ou onde não apresentam o desempenho e a segurança necessários.

Entre essas áreas de atuação das FBGs, pode-se citar: o campo da engenharia elétrica, onde esses sensores auxiliam o monitoramento de plantas de geração e transmissão de energia; nas indústrias de petróleo e gás, monitorando a temperatura e a pressão de poços; na engenharia civil e aeronáutica, monitorando o comportamento de estruturas como pontes e asas de aviões, entre outras áreas.

Esse grande potencial de utilização está atrelado às características que esses sensores herdam das fibras ópticas. Contudo, apesar de apresentarem esse grande potencial de utilização, os sensores FBG ainda não adquiriram a popularidade dos sensores elétricos convencionais. Um dos principais fatores que impedem a popularização dos sensores FBG, está no alto custo de equipamentos capazes de interpretar, com confiabilidade, os sinais ópticos provenientes desses sensores.

Equipamentos de interrogação comerciais, que trabalham monitorando somente um sensor, apresentam um custo da ordem de US\$2.000,00 (ou mais). Já os interrogadores mais robustos, de alta precisão (na ordem de 1pm), que operam monitorando múltiplos sensores, apresentam valores a partir de US\$20.000,00. Até o

momento da escrita deste trabalho, não se sabe de empresas brasileiras que desenvolveram tais equipamentos para comercialização.

Assim, a possibilidade de nacionalizar um interrogador óptico seria de grande valia, visto que, poderia tornar o custo desses equipamentos acessível ao mercado nacional. Conseqüentemente, viabilizaria a popularização dos sensores FBG no mercado de sensoriamento nacional. Além disso, o domínio sobre as técnicas e processos de interrogação, poderia garantir uma possível independência de fornecedores estrangeiros.

1.2. Objetivos

Os objetivos principais do presente trabalho são:

- Desenvolver um protótipo de um interrogador óptico microcontrolado para sensores FBG, que operem na banda C (1500-1600nm);
- Validar os resultados do interrogador óptico desenvolvido, com interrogadores comerciais.

Entre os objetivos secundários encontram-se:

- Elaborar um circuito óptico e eletrônico para aquisição do espectro das FBGs;
- Criar um algoritmo capaz de identificar a posição dos picos das FBGs;
- Criar um *software* amigável, tanto para apresentação gráfica dos resultados, quanto para geração de log.

É esperado que o interrogador óptico seja capaz de identificar ao comprimento de onda de Bragg da monitorada e também parâmetros secundários como a largura do seu pico e a potência máxima do pico.

1.3. Metodologia

Primeiramente, foi realizado um estudo sobre as técnicas e esquemas de demodulação de redes de Bragg utilizando filtros sintonizáveis. Após a definição do esquema de demodulação utilizando um filtro de Fabry-Perot, foi definida a arquitetura para criação do interrogador, como também, as etapas de trabalho.

Foi estabelecido que o interrogador iria ser controlado por um microcontrolador, e seria responsável pela geração do sinal de sintonia do filtro e pela aquisição das amostras do espectro.

Foi definido, também, que o processamento e identificação dos sensores seriam realizados por um computador. O interrogador e computador se comunicariam através de um barramento serial universal ou, em inglês, *Universal Serial Bus* (USB).

A primeira etapa do projeto foi a criação de um circuito óptico baseado no esquema de demodulação escolhido, onde foram realizados ensaios para identificar a curva de resposta do filtro, como também, as demais características do filtro de Fabry-Perot a ser utilizado.

Em seguida foi confeccionado um circuito eletrônico para amplificação do sinal de sintonia e um circuito para aquisição do sinal proveniente do fotodetector utilizado no circuito óptico.

Em paralelo foi desenvolvido o *firmware* executado pelo microcontrolador. Em um primeiro momento, preocupando-se somente com a geração do sinal de sintonia, e logo após, foi elaborada as rotinas de aquisição do espectro utilizando o conversor analógico/digital (A/D), e a transmissão dos dados.

Em paralelo, foi desenvolvido o *software* de aquisição, responsável por: controlar o início e fim de um ciclo de aquisição, apresentar o espectro coletado, executar o algoritmo de identificação de picos e gerar *log*.

Foram realizados também simulações e testes de técnicas de processamento de sinais e identificação de picos, objetivando a criação de um algoritmo de identificação de picos para o interrogador.

Com as etapas de desenvolvimento concluídas foram realizados ensaios e testes para identificar as características do interrogador desenvolvido. Entre essas características estão: incerteza, repetitividade, frequência de interrogação e faixa de trabalho.

1.4. Organização

O presente trabalho está organizado da seguinte forma: no Capítulo 1, são descritos a motivação do projeto, a metodologia utilizada e a organização do trabalho.

No Capítulo 2, são apresentados os fundamentos teóricos necessários para o entendimento do tema. Assim, são abordados assuntos como as redes de Bragg, filtro de Fabry-Perot e algumas técnicas de processamento de sinais.

No Capítulo 3, é apresentada uma revisão bibliográfica de sensores a rede de Bragg, onde são relatados exemplos de suas aplicações em diversas áreas de sensoriamento. Ainda neste capítulo, é realizado um estudo sobre técnicas de demodulação de sensores FBG, finalizando com um apanhado sobre as principais técnicas de identificação de picos.

No Capítulo 4, são descritos os aspectos do projeto desenvolvido. Sendo apresentada uma visão macro do interrogador, seguindo pela explanação dos seus módulos integrantes. É descrito também o *firmware* presente no microcontrolador.

No Capítulo 5, é apresentado o *software* de aquisição, onde também é descrito o algoritmo de identificação de picos implementado no projeto.

No Capítulo 6, são descritos os ensaios realizados para a caracterização do equipamento. Primeiramente, é identificada a incerteza do equipamento e o erro relativo de suas medidas comparadas a de um equipamento comercial de referência. Em seguida, é identificada a repetitividade do interrogador. São discutidos, também, os resultados de testes sobre a resposta dinâmica e tempo de execução de funções do interrogador.

No Capítulo 7, é apresentada a conclusão do presente trabalho, seguida pelos trabalhos futuros vislumbrados.

2. Fundamentos teóricos

Nesse capítulo são apresentados os fundamentos teóricos necessários para o entendimento do leitor sobre o projeto. Assim, são abordados assuntos como redes de Bragg, filtro de Fabry-Perot e algumas técnicas de processamento de sinais.

2.1. Redes de Bragg

Na sua essência, as FBGs são variações periódicas no índice de refração do núcleo de uma fibra óptica [1]. Essas variações são geradas através da aplicação de um sinal óptico de grande intensidade no núcleo da fibra.

Do ponto de vista da fonte de sinal óptico, as redes de Bragg funcionam como um espelho sintonizado, refletindo um comprimento de onda específico e deixando passar os demais comprimentos de onda [1][2]. A Figura 2.1 apresenta um modelo de uma rede de Bragg.

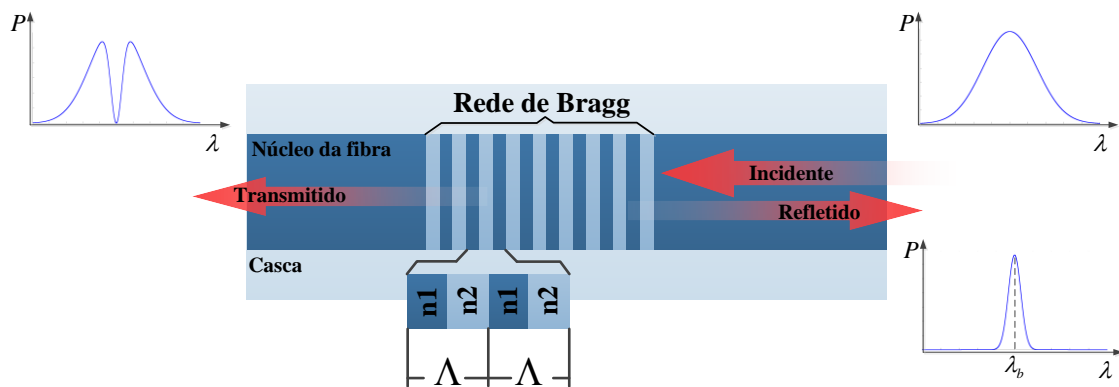


Figura 2.1 – Modelo de uma rede de Bragg.

O comprimento de onda central refletido (λ_B) depende diretamente do índice de refração efetivo (η_{eff}) e do período óptico (Λ), que é espessura de duas camadas consecutivas. Essa relação pode ser expressa pela Equação (2.1)[1]:

$$\lambda_B = 2\eta_{eff}\Lambda \quad (2.1)$$

Como é possível verificar através de Equação (2.1), se o período óptico da rede ou o índice de refração efetivo variar, o comprimento de onda refletido pela rede irá variar também.

Duas formas de variar esses parâmetros da fibra são: variando sua temperatura e/ou deformando-a. Como descrito em [3], desenvolvendo a Equação (2.1), utilizando o

teorema de conservação de energia e um pouco de álgebra, é possível chegar a Equação (2.2). Essa equação descreve a relação entre a variação do comprimento de onda refletido com a variação da temperatura e/ou deformações:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1 - \rho_e)\varepsilon_z + (\alpha + \eta)\Delta T, \quad (2.2)$$

na qual $\Delta\lambda_B$ é a variação do comprimento de onda refletido, λ_B é o comprimento de onda da rede em repouso, ρ_e é o coeficiente fotoelástico da fibra de sílica, ε_z é o *strain* longitudinal, α é o coeficiente de expansão térmico da fibra de sílica, η é o coeficiente térmico-óptico relacionado ao índice de refração e ΔT é a variação de temperatura. Para uma fibra de sílica com núcleo dopado com germânio, os valores desses coeficientes são: para $\rho_e = 0,22$, $\alpha = 0,55 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ e $\eta = 8,6 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ [3].

Em [3], foi calculada a sensibilidade de uma FBG em relação à temperatura ($\lambda_B/\Delta T$) e em relação à deformação aplicada ($\lambda_B/\Delta\varepsilon$). Assim, foi visto que para um FBG, em uma fibra de sílica com o núcleo dopado com germânio, trabalhando na faixa de 1550 nm, sua sensibilidade à deformação é em torno de 1,21 pm/ $\mu\varepsilon$ e sua sensibilidade às variações de temperatura é em torno de 14,18 pm/ $^\circ\text{C}$. Estendendo os cálculos para os comprimentos de 830 nm e 1300 nm, temos a Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Sensibilidades de uma FBG em função do comprimento de onda.

λ_B (nm)	$\lambda_B/\Delta\varepsilon$ (pm/ $\mu\varepsilon$)	$\lambda_B/\Delta T$ (pm/ $^\circ\text{C}$)
830	0,65	7,59
1300	1,01	11,90
1550	1,21	14,18

2.2. Filtro de Fabry-Perot

O Filtro de Fabry-Perot (FFP) foi descoberto por Charles Fabry e Alfred Perot em 1897. Na época, a descoberta foi resultado de uma pesquisa que tinha por objetivo medir pequenas distâncias com precisão. Dois anos mais tarde, os autores publicaram alguns artigos apresentando algumas aplicações para sua descoberta, inclusive no campo da espectroscopia [4].

Um modelo simplificado do filtro de Fabry-Perot (Figura 2.2) é formado por uma cavidade ressonante de índice de refração n , delimitada por duas superfícies

paralelas parcialmente refletoras. Cada superfície pode ser caracterizada por um índice de reflexão R_i e um índice de transmissão T_i [2].

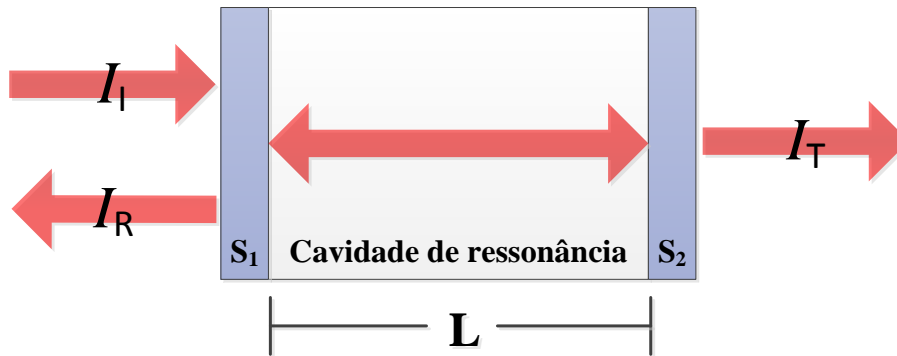


Figura 2.2 – Modelo simplificado de um filtro de Fabry-Perot.

Para os casos em que a absorção das superfícies pode ser desprezada, é possível relacionar esses índices através da Equação (2.3) [2].

$$R_i + T_i = 1 \quad (2.3)$$

Para entender melhor o funcionamento do FFP, vamos supor um FFP (Figura 2.3) com uma cavidade de largura L , índice de reflexão R_i e índice de refração n . Quando uma onda, de intensidade I_0 , incide sobre a primeira das superfícies, no ponto P_0 , com um ângulo ϕ , parte desse sinal é refletida (I_0') e parte entra na cavidade de ressonância com um ângulo θ . O sinal dentro da cavidade de ressonância chega à segunda superfície, no ponto P_1 e, novamente, parte desse sinal é refletida e parte é transmitida (I_1). O sinal refletido em P_1 percorre a cavidade até P_2 e o processo se repete gerando novos sinais refletidos (I_n') e transmitidos (I_n).

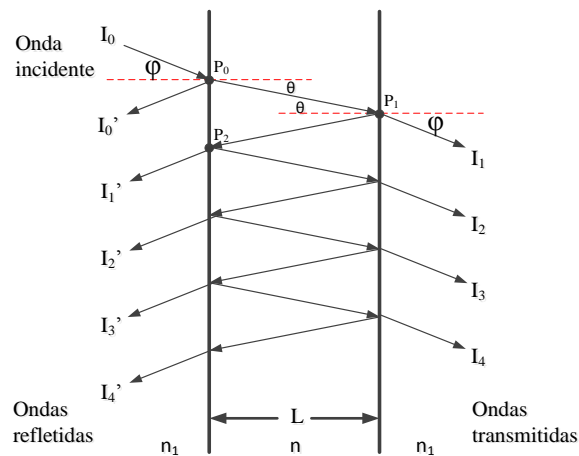


Figura 2.3 – Funcionamento de um FFP. Adaptado de [5].

A intensidade total do sinal transmitido (I_T) pode ser calculada somando todas as pequenas interferências construtivas dos sinais transmitidos em fase ($I_T = I_0 + I_1 + I_2 + \dots + I_n$). O que determina se um sinal estará em fase ou não, é a diferença do caminho percorrido pelo sinal óptico dentro da cavidade de ressonância. A diferença de fase é dada pela Equação (2.4) [6].

$$\delta = \frac{2\pi}{\lambda} 2nL \cos \theta , \quad (2.4)$$

na qual L é a largura da cavidade, n é o índice de refração da cavidade, θ é o ângulo de incidência do sinal óptico e λ o comprimento de onda do sinal incidente. Supondo um FFP que possua superfícies com o mesmo índice de reflexão ($R_1=R_2=R$), a Transmitância (T_{FP}) do filtro é dada pela Equação (2.5)[6]:

$$T_{FP} = \frac{(1-R)^2}{1+R^2-2R \cos 2\delta} = \frac{1}{1+Q_R \sin^2\left(\frac{\delta}{2}\right)}, \quad (2.5)$$

na qual Q_R é o fator de qualidade, sendo expresso pela Equação (2.6).

$$Q_R = \frac{4R}{(1-R)^2} \quad (2.6)$$

Através da Equação (2.5), podemos observar que T_{FP} é uma função periódica. Para uma largura L fixa, o FFP funciona como um filtro passa-faixa, permitindo que o sinal incidente seja transmitido somente se o índice de refração da cavidade (n), o comprimento de onda do sinal (λ) e um ângulo de incidência (θ), satisfaçam a Equação (2.7).

$$\delta = \frac{2\pi}{\lambda} 2nL \cos \theta = \frac{2\pi}{\lambda} m , \quad (2.7)$$

na qual m é um múltiplo inteiro ímpar da metade do comprimento de onda ($m = 0,5\lambda, 1,5\lambda, 4,5\lambda, \dots$). A Figura 2.4 exemplifica melhor essa característica.

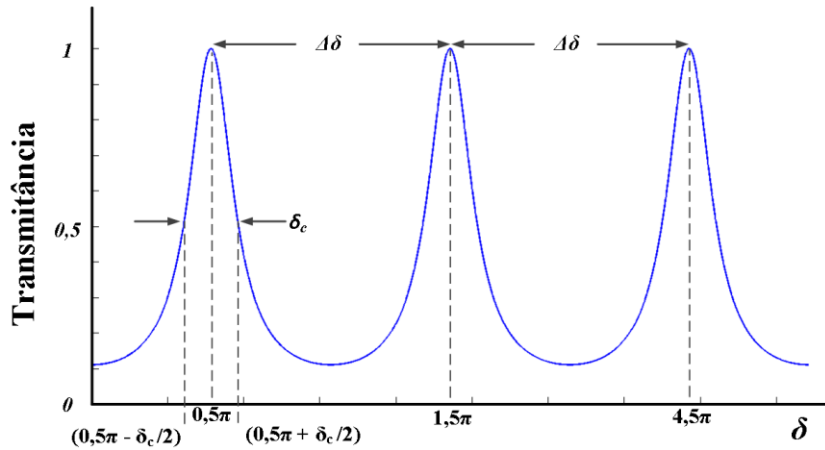


Figura 2.4 – Exemplo de resposta de um FFP.

Como é possível verificar na Figura 2.4, os picos na resposta de um FFP seguem um comportamento periódico. Esse período é denominado de *Free Spectral Range* (FSR). Em outras palavras, o FSR é a distância ($\Delta\delta$) entre os picos adjacentes.

Outro parâmetro importante que caracteriza um FFP é o *Full-Width Half-Maximum* (FWHM). O FWHM (δ_c) é a largura do pico quando a intensidade do sinal chega à metade da sua intensidade máxima (Figura 2.4). É possível calcular o FWHM utilizando a Equação (2.5) e fazendo $T_{FP}=1/2$, quando $\delta=\delta_c$. Assim:

$$T_{FP} = \frac{1}{2} = \frac{1}{1 + Q_R \sin^2\left(\frac{\delta_c}{2}\right)} \quad (2.8)$$

Para os casos onde o δ_c é muito menor que o FSR, podemos considerar que $\sin(\delta_c/2) \approx \delta_c/2$, o que resulta na Equação (2.9).

$$\delta_c = \frac{2}{\sqrt{Q_R}} = \frac{(1-R)}{2\sqrt{R}} \quad (2.9)$$

O FSR está relacionado com o FWHM através da quantidade conhecida como *Finesse* (\mathcal{F}) [6]. A Equação (2.10) descreve a *Finesse*.

$$\mathcal{F} = \frac{\Delta\delta}{\delta_c} = \frac{\pi}{2 \arcsin(1/\sqrt{Q_R})} \quad (2.10)$$

Para valores de R maiores que 0,5, a *Finesse* pode ser descrito como:

$$\mathcal{F} = \frac{\pi\sqrt{R}}{(1-R)} \quad (2.11)$$

Assim, a *Finesse* é a relação entre o range útil do filtro e seu FWHM. Ela pode ser entendida, também, como a seletividade do filtro, quanto maior a *Finesse* mais seletivo é o filtro, e melhor é sua resolução.

Através da Figura 2.5, é possível verificar, que à medida que a refletividade (R) aumenta, a *Finesse* aumenta e os picos de transmissão ficam mais estreitos, ou seja, a seletividade do filtro aumenta.

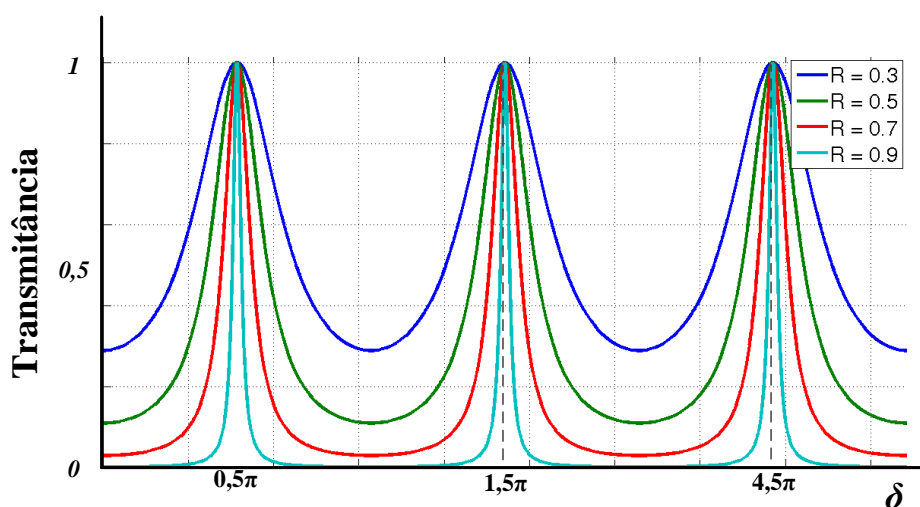


Figura 2.5 – Resposta do FFP para quatro valores de R .

2.3. Técnicas de processamento de sinais

É sabido que o conteúdo de processamento de sinais é vasto e ele, por si só, é motivo de estudos e pesquisas. Porém com o intuito de introduzir o tema, são apresentados a seguir alguns fundamentos teóricos de técnicas de processamento de sinais digitais utilizadas no presente trabalho. Essas técnicas foram importantes para o desenvolvimento do algoritmo de identificação de picos.

2.3.1. Ruído e filtragem

No mundo real, é muito comum que sinais coletados apresentem ruído em suas amostras (Figura 2.6), o que pode ser considerado como uma degradação do sinal. Um sistema de aquisição de sinais é, por muitas vezes, contaminado por ruídos de diferentes fontes, por exemplo: ruídos gerados pelas linhas de alimentação (60 Hz), por fontes chaveadas comumente usadas em computadores (30 kHz) ou, até mesmo, por sinais de rádio AM (1320 kHz) [7].

Os ruídos podem ser classificados através de cores. Assim, um ruído com sua energia distribuída em frequências altas é chamado de ruído azul. Já aqueles que apresentam sua energia distribuída em frequências mais baixas são classificados como

ruído rosa. Existe ainda o ruído branco, que apresenta sua energia distribuída em todas as faixas de frequência do espectro [8].

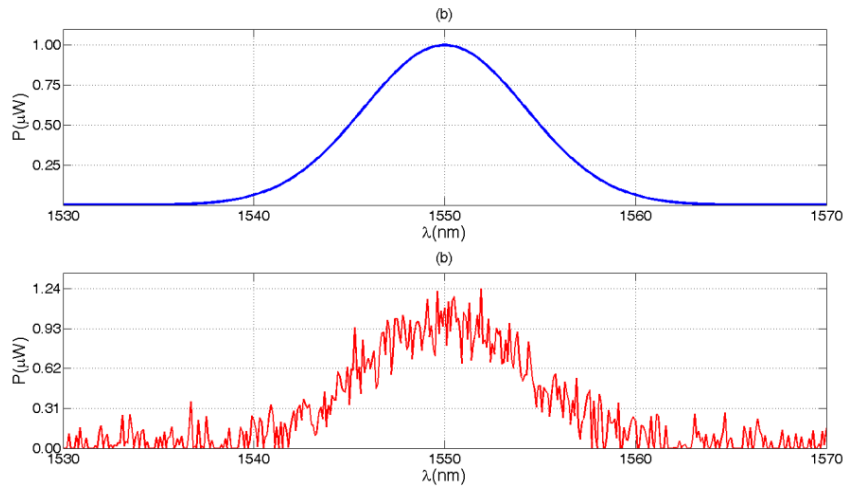


Figura 2.6 – Exemplo de sinais (a) sem ruído e (b) com ruído.

Uma forma de quantificar o ruído é por meio da relação sinal-ruído, ou em inglês, *Signal-To-Noise Ratio (SNR)* [8]. O SNR (Equação (2.12)) é a razão entre a potência do sinal (P_s) e a potência do ruído (P_n). Assim, quanto maior o SNR de um sinal, melhor.

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} \quad (2.12)$$

Pode-se remover o ruído ou, ao menos, diminuir seus efeitos, utilizando técnicas de filtragem de sinais. Uma técnica simples de programar e que apresenta um tempo de execução bem pequeno é a suavização por filtro de média móvel [7]. Essa técnica consiste em recalculando o valor de um ponto i por meio da média de m pontos adjacentes, incluindo a amostra i . A Equação (2.13) apresenta a equação de um filtro de média móvel sem pesos, também chamado de filtro retangular, no qual $y[i]$ é a média do ponto i , m é a largura da janela da média e $x[i]$ a amostra. O valor de m costuma ser um valor ímpar para manter as amostras balanceadas, o que garante que não ocorrerá deslocamento do sinal no eixo x .

$$y[i] = \frac{1}{m} \left(x\left[i - \frac{m}{2}\right] + x\left[i - \frac{m}{2} + 1\right] + \dots + x[i] + \dots + x\left[i + \frac{m}{2} - 1\right] + x\left[i + \frac{m}{2}\right] \right) \quad (2.13)$$

O efeito desse filtro no sinal é o mesmo de um filtro passa-baixas, ou seja, ele retira o ruído de alta frequência (ruído azul). Existem outros filtros que utilizam médias móveis, como é o caso do filtro triangular e do pseudo-gaussiano.

A diferença do filtro retangular para esses dois outros filtros é que tanto o triangular, quanto o pseudo-gaussiano utilizam pesos para as amostras. As Equações (2.14) e (2.15) apresentam um exemplo para um filtro de média móvel triangular com $m = 5$ e um pseudo-Gaussiano com $m = 7$, respectivamente [8].

$$y[i] = \frac{1}{9}(x[i-2] + 2x[i-1] + 3x[i] + 2x[i+1] + x[i+2]) \quad (2.14)$$

$$y[i] = \frac{1}{27}(x[i-3] + 3x[i-2] + 6x[i-1] + 7x[i] + 6x[i+1] + 3x[i+2] + x[i+3]) \quad (2.15)$$

Pensando pelo lado computacional, o efeito de um filtro triangular, e mesmo de um pseudo-gaussiano, pode ser alcançado através de um filtro retangular. Para conseguir tal objetivo, basta executar o filtro retangular repetidas vezes. Assim, se um filtro retangular de janela $m=3$ for executado 2 vezes, ele terá o mesmo efeito de um filtro triangular de janela igual a 5. Porém se esse mesmo filtro retangular for executado 3 vezes, ele será equivalente a um filtro pseudo-gaussiano com janela igual a 7. Utilizando a Equação (2.16), pode-se calcular a janela equivalente do filtro [8].

$$m_{eq} = ((n \times m) - n) + 1, \quad (2.16)$$

na qual m_{eq} é a largura da janela equivalente, m é a largura do filtro original e n é o numero de vezes que o filtro original é executado.

É possível executar, ainda, o filtro retangular (Equação (2.13)), na sua forma avançada (Equação (2.17) ou atrasada Equação (2.18)), ou seja, utilizando a forma avançada, a média da amostra i é calculada a partir de m amostras seguintes. Já a forma atrasada as médias são calculadas observando as amostras anteriores. Todavia, a utilização da forma avançada ou atrasada causa um deslocamento no sinal original para a esquerda ou direita, respectivamente.

$$y[i] = \frac{1}{m}(x[i] + x[i+1] + \dots + x[i+m-1] + x[i+m]) \quad (2.17)$$

$$y[i] = \frac{1}{m}(x[i-m] + x[i-m+1] + \dots + x[i-1] + x[i]) \quad (2.18)$$

A Figura 2.7 apresenta o sinal original com ruído (em azul) e o sinal após a execução de um filtro retangular na forma adiantada com uma janela igual a 100 (em vermelho).

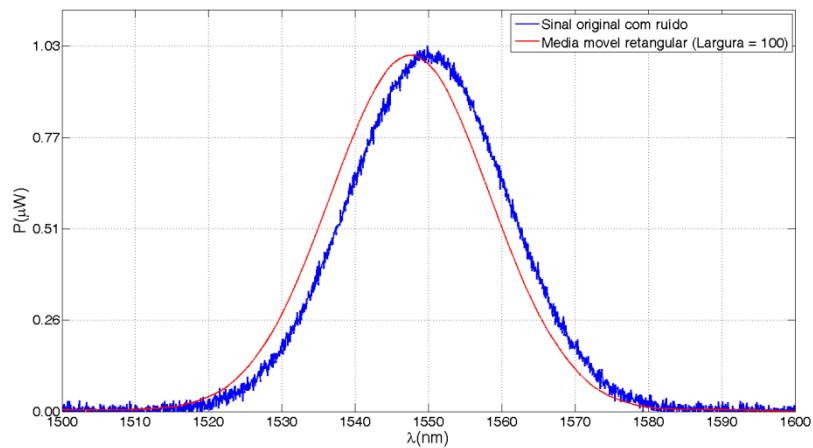


Figura 2.7 – Exemplo do deslocamento causado pelo filtro retangular.

Quando a grandeza a ser identificada é a posição de um pico em um conjunto de pontos é interessante que esse sinal não sofra deslocamento. Para remover o deslocamento é preciso executar o mesmo filtro (Equação (2.17)) uma segunda vez, porém percorrendo as amostras de forma inversa, da última amostra para a primeira.

Pensando ainda em sinais parecidos com o do sinal da Figura 2.7, é preciso manter também, certa relação entre a largura da janela do filtro (m) e o número de pontos dentro do pico. Caso contrário, o sinal pode ser muito atenuado e seu FWHM pode aumentar. Essa relação é chamada de taxa de suavização, ou em inglês, *smoothing ratio* [8]. A Figura 2.8 apresenta um exemplo de um mesmo sinal filtrado por um filtro retangular com diferentes valores da largura da janela utilizada.

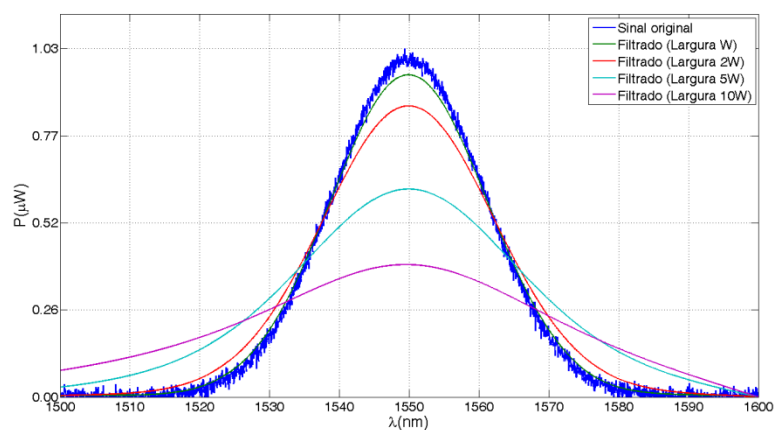


Figura 2.8 – Exemplo de sinal filtrado com um filtro retangular com quatro larguras diferentes: W , $2W$, $5W$ e $10W$.

Uma vantagem da média móvel é que ela ainda pode se tornar ainda mais rápida se for executada de forma recursiva. Assim, ao invés de executar “ $m-1$ ” somas e uma

divisão na forma não recursiva, executa-se o mesmo filtro na forma recursiva, apenas com uma soma, uma subtração e uma divisão. A Equação (2.19) apresenta o algoritmo para a forma recursiva de um filtro retangular, na qual $y[i-1]$ é o valor da amostra filtrada anteriormente.

$$y[i] = \frac{1}{m} (x[i + \frac{m}{2}] + y[i - i] - x[i - \frac{m}{2}]) \quad (2.19)$$

Apesar de muito simples, e extremamente rápido, os filtros de média móvel apresentam a pior resposta em frequência entre os filtros digitais [7]. É possível melhorar sua resposta em frequência executando o mesmo filtro múltiplas vezes. A Figura 2.9 exemplifica esse melhora da resposta do filtro.

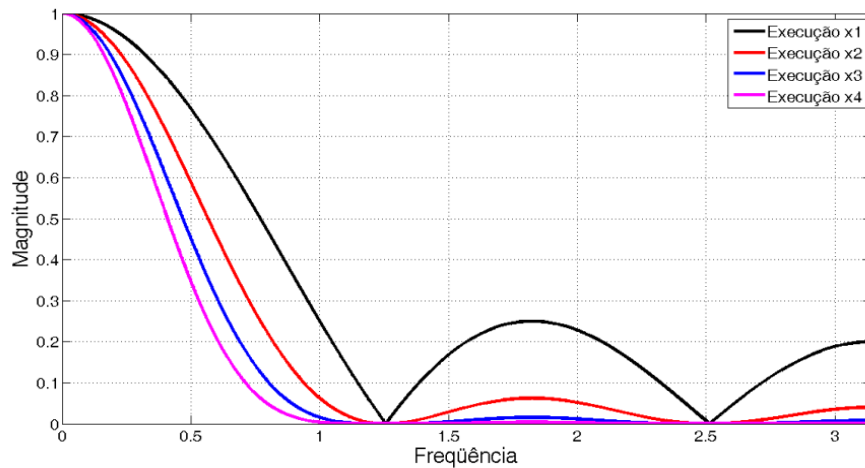


Figura 2.9 – Resposta do filtro no domínio da frequência para múltiplas execuções.

2.3.2. *Spikes*

Ao realizar a aquisição utilizando um conversor A/D, é comum o aparecimento de *spikes*, que são picos de duração de uma amostra, ou seja, um ruído impulsivo. Esses *spikes* podem ser causados por sinais elétricos espúrios do meio ambiente ou mesmo por falha do conversor A/D [9]. A Figura 2.10 (a) apresenta um exemplo desse tipo de problema.

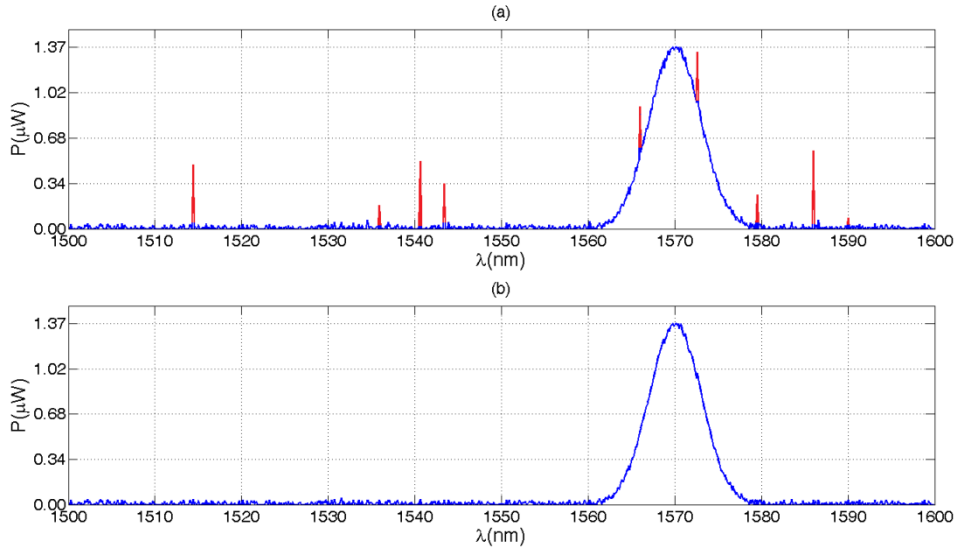


Figura 2.10 – (a) Exemplo de sinal com presença de *spikes*. Os *spikes* foram marcados de vermelho para melhor identificação do leitor. (b) Sinal após tratamento de remoção de *spikes*.

Uma modo de solucionar este problema é utilizar um filtro de *spikes*. A Equação (2.20) apresenta o algoritmo do filtro.

$$y_{semspikes}(k) = \begin{cases} y(k) & , \quad se[|y(k) - y(k-1)| \leq \Delta y] \\ y(k-1) - \Delta y & , \quad se[(y(k-1) - y(k)) > \Delta y] \\ y(k-1) + \Delta y & , \quad se[(y(k) - y(k-1)) > \Delta y] \end{cases} \quad (2.20)$$

O filtro de *spikes* verifica a ocorrência de mudanças abruptas nos valores medidos, comparando com um valor de variação máxima permitida (Δy), e substitui o valor abrupto pelo valor anterior, somando ou subtraindo de Δy .

Este mesmo filtro foi aplicado no sinal da Figura 2.10 (a) e o resultado é apresentado na Figura 2.10 (b). É possível utilizar outros tipos de filtros para remover esses *spikes* como, por exemplo, um filtro passa-baixas. Contudo, esse tipo de filtro costuma modificar as características do sinal original.

2.3.3. Derivação de espectros

Além das aulas de cálculo, a derivada é uma ferramenta importante quando analisamos espectros e buscamos informações relacionadas a picos (posição central, FWHM, área, etc). Essa técnica é muito utilizada para análise de espectros de absorção na Espectroscopia derivativa [10][8].

Uma forma de calcular a primeira derivada em um conjunto de pontos é dada pela Equação (2.21) [8].

$$y'(i) = \frac{y(i+1) - y(i)}{x(i+1) - x(i)} = \frac{y(i+1) - y(i)}{\Delta x} \quad (2.21)$$

Outra forma de calcular a derivada de um conjunto de pontos é por meio da fórmula da diferença central (Equação (2.22)) [8]. Essa fórmula calcula a variação média entre três pontos consecutivos. A grande vantagem desse método é que o seu sinal não sofre deslocamento.

$$y'(i) = \frac{y(i+1) - y(i-1)}{2\Delta x} \quad (2.22)$$

A Figura 2.11 aponta principais propriedades da diferenciação. Supondo um sinal de duas FBGs (Figura 2.11.(a)) com os picos centrados em 1550 e 1565 nm, apresentando a mesma amplitude máxima e FWHM diferentes, o pico da direita possui o FWHM três vezes maior que o pico da esquerda. As Figura 2.11 (b), (c), (d) e (e) representam, respectivamente, a primeira, segunda, terceira e quarta derivada de $g(x)$.

Pode-se entender a derivada como a inclinação de um sinal. Quando o sinal apresenta uma inclinação crescente, sua derivada é positiva. Já quando o sinal apresenta uma inclinação decrescente, sua derivada é negativa. Todavia, quando um sinal não apresenta inclinação sua derivada é zero. É possível verificar essas características através da primeira derivada do sinal de retorno (Figura 2.11.(b)).

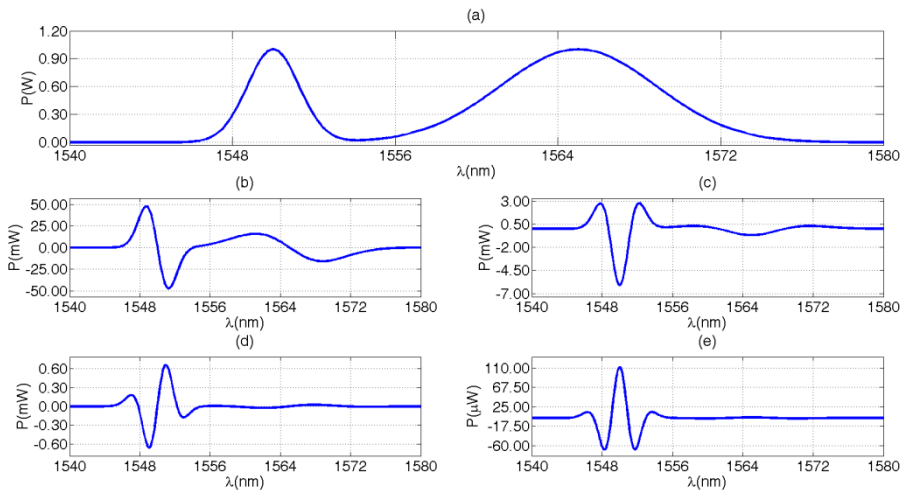


Figura 2.11 – Exemplo dos efeitos da derivada em sinais com picos: (a) sinal original, (b) derivada de primeira ordem, (c) derivada de segunda ordem, (d) derivada de terceira ordem e (e) derivada de quarta ordem.

Outra característica importante é que a amplitude de um sinal diferenciado é inversamente proporcional à largura do pico elevada à ordem da derivada. Pode-se verificar esse efeito nas derivadas de ordens superiores (Figura 2.11(b), (c), (d) e (e)).

Na Figura 2.11, o sinal original (Figura 2.11 (a)) não apresenta ruído, então suas derivadas são suaves. Porém, para sinais ruidosos (Figura 2.12 (a)), a aplicação da derivada deixa esse ruído mais evidente (Figura 2.12 (b)). De fato, a derivada funciona da mesma forma que um filtro passa-alta. Uma forma de contornar esse problema é a utilização de filtros passa-baixas em conjunto com a derivada, com o intuito de suavizar esse ruído que ficou evidente.

Uma aplicação da derivação de espectros é a identificação da posição de picos utilizando a derivada de primeira ordem. Observando os gráficos do sinal original (Figura 2.11 (a)) e da derivada de primeira ordem (Figura 2.11 (b)), pode-se verificar que os pontos máximos do sinal original são os mesmos pontos em que a derivada de primeira ordem decresce e cruza o eixo x.

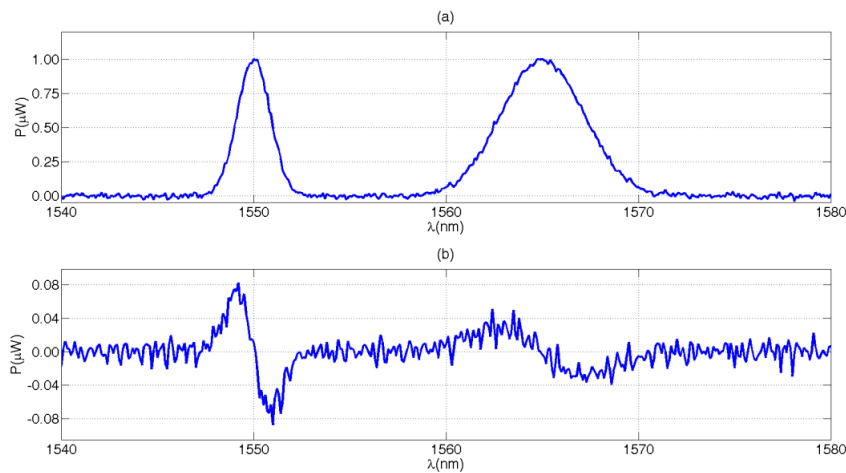


Figura 2.12 –Exemplo da aplicação da derivação em sinais ruidosos: (a) sinal original ruidoso e (b) derivada de primeira ordem com ruído.

Outra aplicação para a derivada é a separação de picos sobrepostos e aumento da resolução de picos de um espectro (Figura 2.13). A Equação (2.23) apresenta uma forma de aumentar a resolução de picos de um espectro [8]:

$$R(i) = y(i) - k_2 y''(i) - k_4 y''''(i) \quad (2.23)$$

Essa equação utiliza a segunda (y'') e a quarta derivadas (y'''') da equação original multiplicadas por duas constantes k_2 e k_4 , respectivamente. Para o sinal da

Figura 2.13 (a) as constantes k_2 e k_4 foram ajustadas empiricamente com os valores de 800 e 100, respectivamente.

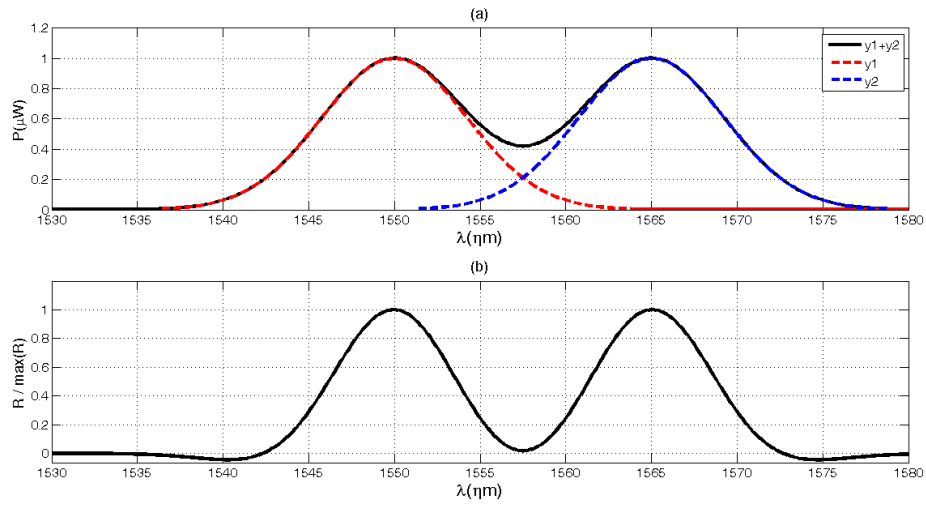


Figura 2.13 – Exemplo de separação de picos: (a) sinal composto, (b) sinal normalizado após aumento de resolução.

3. Revisão bibliográfica

Nesse capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica de sensores a rede de Bragg, onde são relatados exemplos de suas aplicações em diversas áreas de sensoriamento. Ainda no capítulo, é realizado um breve estudo sobre técnicas de demodulação de sensores FBG, finalizando com um apanhado sobre as principais técnicas de identificação de picos.

3.1. Sensores à rede de Bragg

A história dos sensores baseados em redes de Bragg começa em 1978, quando ocorreu a primeira aparição de uma rede permanente no núcleo de uma fibra [1]. Nesse trabalho, um laser de argônio foi aplicado em uma fibra óptica dopada com germânio. Após alguns minutos de aplicação, foi observado o aumento da intensidade do sinal luminoso refletido. Essa intensidade continuou a crescer até que quase toda potência luminosa do laser fosse refletida. Após algumas análises e medidas feitas indiretamente, foi observado que havia sido criado um filtro de faixa estreita ao longo da fibra.

Nos anos seguintes, após estudos e desenvolvimento, as FBGs viriam a ser utilizadas largamente pela indústria, trabalhando com comprimentos de onda da faixa de 1550 nm, em aplicações como: multiplexação em comunicações por divisão de comprimento de onda, compensação de dispersão, estabilização de lasers entre outras [12].

Porém, a exploração das FBGs como elemento sensor só começou a ser mais bem utilizada a partir da metade da década de 90, sendo impulsionada, principalmente, pelo colapso da bolha das telecomunicações [12]. Assim, muitas empresas que fabricavam as FBGs para a aplicação no setor de telecomunicações viram, no setor de sensoriamento, uma saída para sobreviver ao colapso da bolha, reaproveitando, assim, sua infraestrutura.

Contudo, apesar de já existirem a algumas décadas, sensores FBG ainda não são tão populares. Por exemplo, sensores de deformação resistivos são bem mais conhecidos e utilizados do que sensores de deformação ópticos, apesar de diversos estudos demonstrarem as vantagens da utilização de sensores de deformação baseados em FBG.

Pode-se relacionar essa falta de popularidade a alguns fatores. MENDÉZ [12] descreve que o principal fator que cria uma barreira para o desenvolvimento dos sensores FBG é a confiança. Segundo ele, boa parte do mercado é conservadora e intolerante a falhas, como é o caso das indústrias nos setores de energia, biomédica, mineração e petróleo. Falhas em seus processos não são toleradas, visto o grande prejuízo financeiro que poderia acarretar, como também, perdas de vidas humanas.

Outro fator é a falta de padrões. Apesar dos esforços de grupos visando à padronização dos sensores FBG, ainda não existe um padrão em vigor [12]. É possível verificar essa afirmação observando os sensores disponibilizados no mercado, suas características (design, sensibilidade, sinal de saída, etc.) variam muito de fabricante para fabricante.

Em paralelo, outro fator que atrapalha a massificação da utilização desses sensores é o alto custo, principalmente dos equipamentos utilizados para interrogar esses sensores.

3.1.1. Aplicações

Cada vez mais, os sensores baseados em redes de Bragg estão sendo utilizados em diversas aplicações. O aumento da utilização desses dispositivos se deve, em grande parte, às características das fibras ópticas.

Entre essas características encontram-se: a imunidade à perturbações eletromagnéticas, passividade, durabilidade, dimensões reduzidas, além da capacidade de transmissão de grande quantidade de sinais em uma única fibra.

Um dos campos onde sensores FBG possuem grande potencial de utilização é no monitoramento de plantas de geração e transmissão de energia.

Além da tensão e corrente, a temperatura é um dos parâmetros mais importantes a ser monitorado. A operação em altas temperaturas (100°C – 120°C) costuma degradar os geradores, diminuindo seu tempo de vida.

Os sistemas de monitoramento já estabelecidos utilizam sensores de temperaturas resistivos. Apesar de baratos e confiáveis eles apresentam desvantagens, entre elas estão: a sensibilidade à interferência eletromagnética, tendência a queimar dentro do gerador e grande quantidade de cabos para cada ponto de monitoramento.

Essa quantidade de cabo cresce ainda mais, pois se costuma monitorar 15 pontos em um gerador [13].

Nesse cenário, em 2011, WERNECK, ALLIL e RIBEIRO [13] propõem a utilização de redes de FBG para medir a temperatura de geradores em usinas hidroelétricas. Como visto, os sensores FBG apresentam vantagens em relação aos sensores resistivos, pois possuem imunidade eletromagnética, são passivos, não condutivos, apresentam resistência ao calor e podem ser multiplexados. Esses fatores viabilizam a construção de uma malha de sensores. Nesse trabalho é visto que o sensores apresentaram uma sensibilidade média de $10.5 \text{ pm}/^\circ\text{C}$.

No mesmo ano, ALLIL e WERNECK [3], também propõem um transdutor de tensão óptico para a classe de transformadores de tensão de 13,8 kV, utilizando um cristal piezoelétrico e uma FBG presa ao cristal.

As FBGs também estão auxiliando a criação de sistemas de monitoramento de saúde de estruturas ou, em inglês, *Structural Health Monitoring* (SHM). Esses sistemas realizam um monitoramento contínuo e em tempo real das condições de uma estrutura, procurando por pontos de falha e/ou degradação [14].

Assim, com esse monitoramento contínuo podem-se prever pontos de falhas e auxiliar a criação de uma manutenção programada. Conseqüentemente, é possível diminuir os riscos de acidentes e custos com reparos e, paralelamente, aumentar a vida útil dessas estruturas.

Entre as indústrias que usam esse tipo de técnica, estão: aviação, aeroespacial, automotiva, civil, marítima, plataformas *offshore* e etc. Entre as estruturas monitoradas, estão: pontes, túneis, asas de aviões, cascos de navios, estruturas de veículos espaciais, tanques de combustíveis e etc [14].

As FBGs são facilmente incorporadas a essas estruturas, objetivando a identificação de grandezas como vibração, deformação, temperatura e pressão. Em estruturas antigas, elas podem ser coladas em suas superfícies; já em estruturas novas, as FBGs podem ser inseridas durante o processo de fabricação.

Em [15], foi apresentado o desenvolvimento de um sistema de monitoramento de uma ponte de aproximadamente 350 metros, utilizando 32 sensores FBG presos a sua estrutura metálica. Nesse trabalho, é descrito um sistema capaz de monitorar cargas dinâmicas (até 200 Hz) com uma precisão de $\pm 5 \mu\epsilon$.

Além dos 32 sensores, foram utilizados também sensores de deformações resistivos com precisão de aproximadamente $\pm 4 \mu\epsilon$ e os resultados mostram que as respostas dos dois sensores são bem parecidas.

Como mencionado anteriormente, as FBGs apresentam grande potencial, também, no desenvolvimento de sistemas SHM para aeronaves e foguetes, como é visto em [16][17]. As características que mais viabilizam sua utilização nessas aplicações são: o seu peso e seu volume. O peso durante o desenvolvimento de aeronaves impacta em características como potência de motores, limite de carga, espaço útil, além de estar ligado diretamente ao custo. Nesse cenário, os sensores FBG podem ser facilmente inseridos na estrutura desses veículos, sem grandes mudanças no peso da aeronave.

Outra área de aplicação em que os sensores FBG são uma ótima escolha é a indústria de petróleo e afins. Os fatores que tornam esses sensores uma ótima escolha são: sua característica de serem totalmente passivos, não necessitando de energização elétrica e seu isolamento natural a influências eletromagnéticas.

Nesse campo, é necessário realizar medidas em sistemas que lidam com líquidos inflamáveis e/ou corrosivos, além de operar em condições extremas de temperatura e pressão. É possível ver suas aplicações no desenvolvimento de sistemas de monitoramento em tempo real de pressão e temperatura de poços de petróleo [18], além do desenvolvimento de sensores capazes de suportar as condições adversas que a indústria demanda [19][20].

Até mesmo na medicina as FBGs são objeto de pesquisa. Em [21], um cateter com uma cadeia de FBG foi utilizado para medir as contrações musculares abdominais. Já em [22], é apresentada uma agulha, para o tratamento de veias do globo ocular capaz de medir a força aplicada durante o procedimento. Nesse trabalho, foi relatado que as FBGs presas ao longo da agulha foram capazes de medir forças na ordem de 0,5 mN.

Em [23], um sensor FBG foi utilizado para monitorar a temperatura durante o tratamento de ablação por rádio frequência, que é uma técnica utilizada no tratamento de tumores em órgãos como fígado, rim e até nos ossos.

Além das aplicações citadas acima, existem muitas outras áreas onde os sensores a FBG apresentam potencial, podendo ser citadas: sensores de deslocamento, acelerômetros para o monitoramento de choques e vibrações, sistemas inerciais de navegação, sensores de controle de fluxos, entre outros [24][25].

Como é possível ver, os campos para a aplicação das FBGs são muitos e crescem cada vez mais, à medida que cresce a demanda por novas tecnologias de sensoriamento em áreas onde os sensores convencionais não suprem as necessidades atuais.

3.2. Esquemas de demodulação de FBG

Os termos “demodular” ou “interrogar” uma FBG referem-se à ação de converter a variação do comprimento de onda do espectro de retorno de um FBG, em um parâmetro de fácil entendimento, como: amplitude, fase ou frequência [2]. Para tal, é necessária a utilização de equipamentos e/ou elementos ópticos, criando o que é chamado de esquema de demodulação ou interrogação.

Existem diversas formas de classificar um esquema de demodulação de FBG. Pode-se classificá-lo pelo tipo de multiplexação utilizada; ou pela característica do elemento que executa demodulação - ser passivo ou ativo; ou pelo seu método de funcionamento [2][24][25].

Nos itens que se seguem são apresentados esquemas de demodulação agrupados em esquemas ativos ou esquemas passivos.

3.2.1. Esquemas de demodulação passivos

Nos esquemas de demodulações passivas, os elementos envolvidos na demodulação não são energizados [2]. É o caso de esquemas que utilizam filtros dependentes do comprimento de onda, técnicas baseadas no monitoramento da potência óptica ou utilizam redes de difração, etc. A seguir, são apresentados alguns desses esquemas.

A. Demodulação por filtros fixos

A utilização de filtros fixos para a demodulação de FBG é bastante utilizada [26] [27][28][29]. Como elemento filtro, é possível utilizar: um FFP, uma FBG, redes de período-longo entre outros [25]. Nesse tipo de esquema, costuma-se utilizar fontes com espectro largo. A Figura 3.1 apresenta um exemplo de esquema de demodulação utilizando filtro fixo.

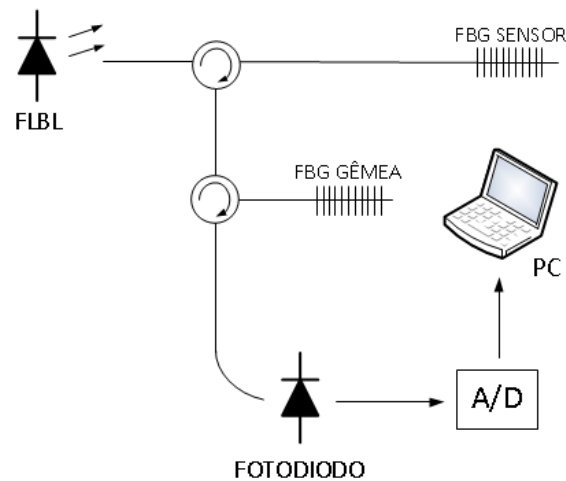


Figura 3.1 – Exemplo de demodulação por filtro fixo.

Nesse esquema, também chamado de demodulação por redes gêmeas, o elemento filtro é uma FBG com o comprimento de onda de Bragg idêntico ao da FBG sensor [26].

Assim, o sinal gerado pela fonte de banda larga (FLBL) passa pelo circulator óptico, iluminando a FBG sensor. Em seguida, o sinal refletido pelo sensor é guiado a um segundo circulator óptico, chegando à rede gêmea que filtra o sinal e envia o resultado, por meio do segundo circulator ao fotodiodo. A posição do comprimento de onda central é obtida através de uma relação de intensidade da resposta do sinal refletido.

Esse tipo de demodulação costuma ser utilizado em sistemas de sensoriamento dedicados, pois, para cada elemento sensor, faz-se necessário um filtro casado. A grande vantagem da sua utilização é a frequência de resposta, que é limitada somente pelo tempo de resposta do fotodiodo e dos circuitos seguintes, podendo chegar à ordem de kHz, o que viabiliza a utilização de tais sistemas em medições de grandezas dinâmicas [2].

O custo para implementação de tal esquema é relativamente baixo, todavia cresce linearmente, pois, a cada novo sensor que é acrescentado, faz-se necessário mais um fotodiodo, um circulator óptico e/ou divisores de feixe.

B. Demodulação por arrayed waveguide gratings

Muito utilizadas em sistemas de telecomunicações do tipo densa, em inglês, *Dense WDM* (DWDM), as *Arrayed Waveguide Gratings* (AWG) são dispositivos capazes de

multiplexar/demultiplexar canais com diversos comprimentos de ondas em/de uma única fibra óptica [30].

As AWGs são compostas por guias de entradas e saídas, duas regiões de propagação livre (*Free Propagation Region* - FPR) e um conjunto de guias de onda também chamado de guias de ondas fasadas. A Figura 3.2 apresenta um modelo de um demultiplex AWG [31].

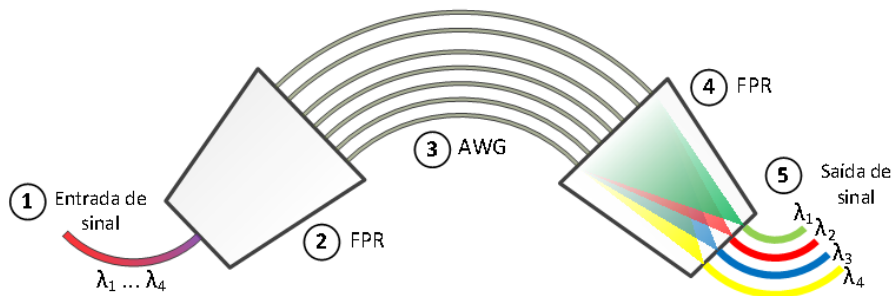


Figura 3.2 – Modelo de um demultiplex AWG. Adaptado de [30].

Observando a Figura 3.2, é possível entender melhor o funcionamento do AWG. Na guia de onda de entrada (1), é aplicado um sinal formado por quatro comprimentos de onda (λ_1 a λ_4). Quando a luz chega na primeira FPR (2), ocorre difração do sinal, fazendo que cada guia de onda em (3) receba uma cópia do sinal de entrada. Ao percorrer as guias em (3), cada cópia do sinal original ganha um atraso em sua fase [31].

Esse atraso se deve ao fato que cada cópia percorre uma guia com um comprimento diferente. Em sequência, as cópias entram em uma segunda FPR (4), onde ocorre difração novamente, criando múltiplas cópias dos sinais vindos de cada guia de onda. Em (4), ocorre então a interferência dessas cópias defasadas. No entanto, esse equipamento é construído de forma que a interferência construtiva ocorra exatamente em um dos canais de saída [31].

O processo de fabricação desses componentes é feito a técnica de deposição de sílica sobre um substrato. Os formatos dos circuitos são criados usando fotolitografia. [31]. Esse processo de fabricação garante uma alta confiabilidade, tamanhos compactos, como também baixos custos.

Na última década, com o crescimento da utilização de FBG, as AWGs começaram a ser utilizadas em sistemas de interrogação [32][33][34]. A Figura 3.3 apresenta um exemplo de demodulação por AWG.

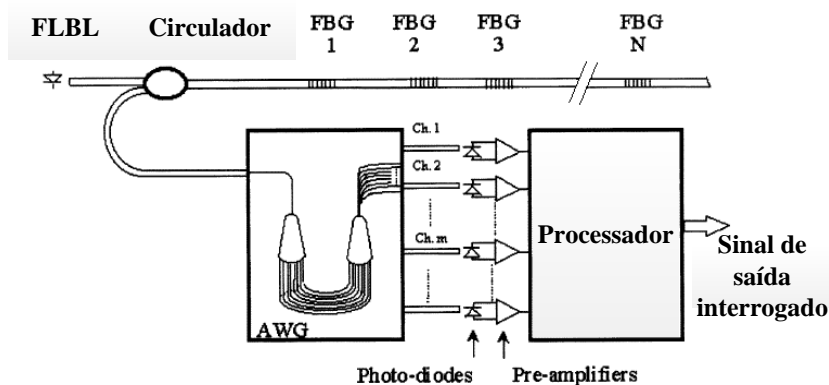


Figura 3.3 – Exemplo de esquema de demodulação com AWG. Adaptado de [33].

No exemplo da Figura 3.3, um sinal de uma fonte de banda larga é aplicado a um circulador óptico que ilumina o ramo de sensores. O sinal refletido do ramo de sensores chega à AWG que é, então, separado e, por fim, ilumina um conjunto de fotodiodos. Os sinais vindos dos fotodiodos são amplificados, tratados e, finalmente, são processados.

A vantagem da utilização desse método de demodulação é que as AWGs são dispositivos em estado sólido e não apresentam partes móveis, fazendo com que a velocidade de resposta seja limitada somente pela resposta dos fotodiodos, do tempo de aquisição e de processamento dos algoritmos.

A determinação da posição do comprimento de onda central é feita por meio de interpolação da potência óptica nos canais da AWG. Em [33], foi apresentada a teoria e o desenvolvimento de um algoritmo que leva em consideração a relação da intensidade entre dois canais adjacentes para determinar a posição do comprimento de onda central do sinal refletido. Em [34], foram relatadas respostas com precisões de 0,5 pm.

C. Demodulação por divisão temporal

Nesse esquema de demodulação baseado em multiplexação por divisão temporal, ou, em inglês, *Time Division Multiplexing* (TDM), as redes de Bragg com um mesmo comprimento de onda central são impressas em uma única fibra com um espaçamento entre si. O monitoramento é realizado aplicando um pulso óptico na fibra contendo as FBGs e observando os pulsos de retorno.

Para ser viável, nesse tipo de monitoramento, faz-se necessário que as FBGs utilizadas apresentem uma baixa reflexibilidade, garantindo que o sinal de entrada passe por todas as redes. Além disso, o primeiro nó sensor precisa estar a alguns metros do

sistema de medida, na ordem de unidade de metros, dependendo do equipamento de leitura. A Figura 3.4 apresenta um diagrama dessa técnica.

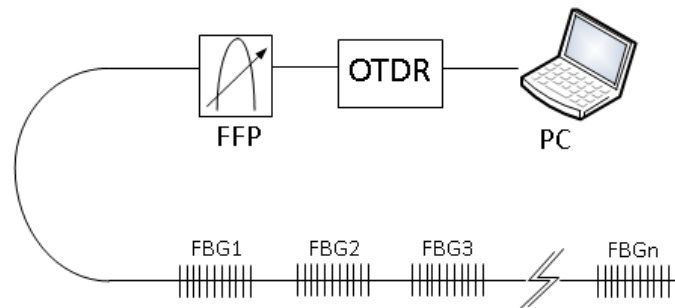


Figura 3.4 – Exemplo de demodulação utilizando multiplexação temporal. Adaptado de [35].

Nesse esquema, é utilizado um OTDR (*Optical Time Domain Reflectometer*) e um FFP. Os OTDR são equipamentos para Reflectometria no Domínio do Tempo muito utilizados em testes de *links* ópticos, podendo verificar tamanho de *links*, pontos de rompimento e/ou conectorização [36].

A utilização do FFP, no esquema da Figura 3.4, é justificada para realizar a seleção do comprimento de onda central da fonte de luz do OTDR. Em [35], foram realizadas medições com o esquema da Figura 3.4.

Aplicando uma deformação em uma das redes do grupo de teste e observado sua resposta (Figura 3.5), é possível verificar que a potência da rede sensibilizada apresenta uma queda em sua intensidade. Isso se deve ao fato que a deformação aplicada à FBG faz com que o a rede apresente um desvio no seu comprimento de onda central, deixando de ficar alinhada ao sinal vindo do FFP.

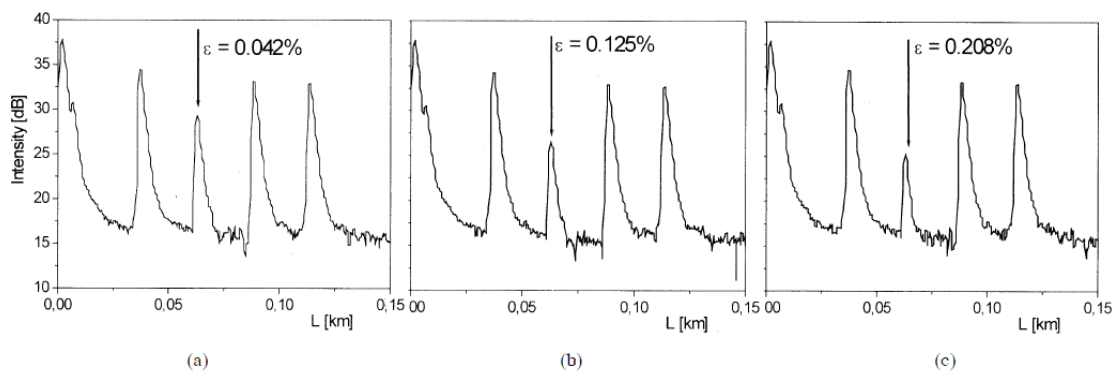


Figura 3.5 – Resposta do grupo de quatro FBG em diferentes posições. Strain sendo aplicado a segunda FBG: (a) strain de 0.042%, (b) strain de 0.125% e (c) strain de 0.208%. Adaptado de [35].

É preciso lembrar que esse tipo de demodulação não se aplica a sistemas dinâmicos, devido ao grande tempo de latência entre as medidas.

3.2.2. Esquemas de demodulações ativos

Nos esquemas de demodulação ativos, são empregados elementos que precisam de energia para realizar a demodulação, entre esses esquemas, estão os que utilizam filtros sintonizáveis ou que aplicam técnicas de interferometria.

A. Esquema de demodulação por interferometria

Nos esquema de demodulação que utilizam interferometria, citam-se dois principais: demodulação por interferômetro de Michelson e demodulação por interferômetro de Mach-Zehnder [25]. Nesses tipos de esquema a variação do comprimento de onda de Bragg é convertida em variação de fase.

No esquema utilizando o interferômetro de Mach-Zehnder (Figura 3.6), o sinal de uma fonte de banda larga é aplicado em uma FBG sensor. O espectro refletido pela FBG é direcionado, utilizando um acoplador óptico, à um interferômetro que possui caminhos ópticos desbalanceados, ou seja, um dos caminhos é muito maior que o outro.

O sinal de saída do interferômetro pode ser modulado variando o desequilíbrio dos braços do interrogador. Assim, por meio da aplicação de um sinal elétrico em um cristal piezoelétrico (PZT) (Figura 3.6), é possível variar a diferença do caminho óptico.

Diferentes técnicas de identificação de variação de fase de sinal podem ser empregadas, todavia essa variação esta relacionada à variação de comprimento de onda de Bragg, pela Equação (3.1) [25].

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi nd}{\lambda^2} \Delta\lambda, \quad (3.1)$$

na qual $\Delta\varphi$ é a variação de fase, $\Delta\lambda$ é a variação do comprimento de onda, n é o índice de refração efetivo, d o diferença entre os caminhos ópticos e λ é o comprimento de onda da fonte de luz.

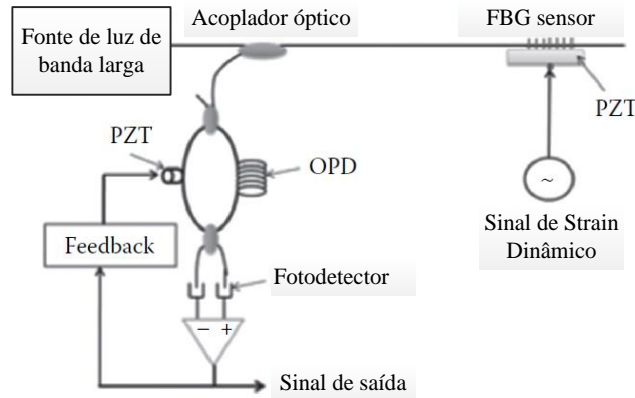


Figura 3.6 – Demodulação com interferômetro de Mach-Zehnder. Adaptado de [25].

Os esquemas utilizando interferômetros apresentam respostas rápidas e de alta precisão, tornando esses esquemas ideais para aplicações dinâmicas, como SHM. Entretanto, eles também apresentam desvantagens, tais como a vulnerabilidade às variações de temperatura e de vibrações, além de um alto custo, o que inviabiliza o seu uso comercial [24].

B. Demodulação por filtros sintonizáveis

Nos esquemas de demodulação por filtros sintonizáveis, existem os que utilizam filtros de Fabry-Perot. Como visto no Item 2.2, o filtro de Fabry-Perot possui a característica de variar sua banda óptica de passagem conforme a largura de sua cavidade de ressonância.

A largura de sua cavidade pode ser modificada mecanicamente ou por um de sinal elétrico aplicado a um material piezoelétrico. A Figura 3.7 apresenta um exemplo de esquema de interrogação utilizando um FFP.

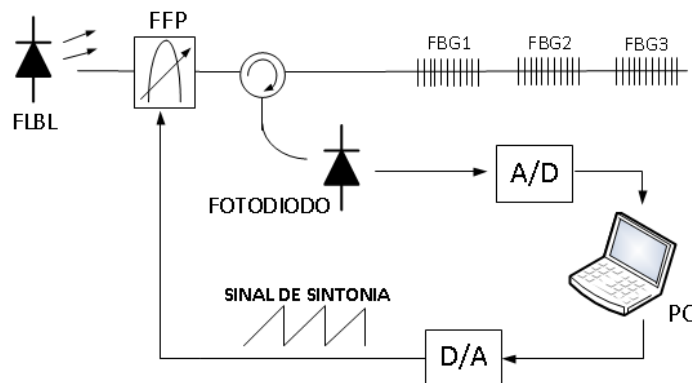


Figura 3.7 – Exemplo de esquema de interrogação utilizando um filtro de Fabry-Perot após a fonte de sinal. Adaptado de [38].

Na Figura 3.7, o sinal gerado por uma Fonte de Luz de Banda Larga (FLBL) é aplicado a um FFP, que é sensibilizado constantemente por um sinal do tipo dente de serra, gerado por um microprocessador, realizando uma varredura em todo o espectro da banda da FLBL. O sinal de saída é captado por um fotodetector gerando um sinal elétrico que em seguida passa por um conversor analógico digital que, então, é microprocessado.

Nesse tipo de esquema, as redes de Bragg são sequencialmente iluminadas. Alternativamente, seria possível posicionar o FFP após o ramo dos sensores e trabalhar com o espectro refletido, como mostra a Figura 3.8.

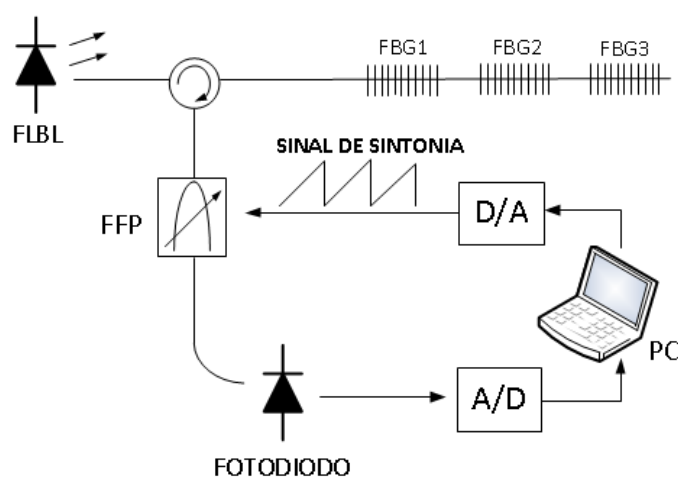


Figura 3.8 – Exemplo de esquema de interrogação utilizando um filtro de Fabry-Perot após sensores. Adaptado de [40].

A interrogação de FBG, utilizando FFP, vem sendo bastante explorada. Em 2007, LLOYD *et al.* [38] desenvolveram um interrogador microcontrolado utilizando um FFP do tipo microelectromecânico ou, em inglês, *Micro Electromechanical Systems* (MEMS).

Esse filtro foi utilizado para sintonizar o comprimento de onda vindo de um Super LED (SLED), que foi utilizado como fonte de sinal óptico. Utilizando um fotodetector, o sistema coletava as amostras do espectro e, depois, processava-as, procurando por picos. A posição do pico da FBG sensor era identificada comparando-a com a posição do pico da rede de referência controlada termicamente.

Nesse sistema, a posição identificada podia ser armazenada localmente ou transmitida para um computador, utilizando comunicação serial. Segundo o artigo, o

interrogador apresentou uma resposta com uma resolução de 60 pm, para uma faixa de trabalho de 30nm e uma precisão relativa de 10pm.

Dois anos mais tarde, PAN, KIM e MAO [39] criaram um sistema de sintonia de FBG. Apesar de não terem desenvolvido um interrogador em si, eles utilizaram o mesmo conceito de interrogação utilizando um FFP. Novamente, a posição da FBG monitorada era identificada comparando-a com um valor conhecido de uma referência. Um ponto interessante é que nesse trabalho foram utilizadas duas FBGs como elementos de referência.

Nesse mesmo ano, ALLAN *et al.* [40] desenvolveram um sistema de interrogação dedicado, utilizando novamente um FFP do tipo MEMS. O sistema de interrogação foi desenvolvido para o uso específico em sistema de SHM. Assim, varrendo o espectro de retorno dos sensores FBG (como na Figura 3.8), foi possível levantar o espectro de retorno e identificar as FBGs sensores utilizando um algoritmo de correlação.

Nesse trabalho, a arquitetura utilizada foi um DSP de 16-bits. O sinal de sintonia era gerado através de um conversor digital-analógico (D/A) de 16 bits controlado por meio de uma interface SPI. Segundo o autor, o tempo total para medir as 6 redes de teste foi de 150 ms, o que significa uma frequência de varredura aproximada de 7 Hz.

Em 2014, WANG *et al.* [41] desenvolveram um interrogador utilizando um filtro de Fabry-Perot e um circuito integrado de Arranjo de Portas Programável em Campo, ou, em inglês, *Field Programmable Gate Array* (FPGA). Nesse trabalho, é descrito que o interrogador desenvolvido apresenta uma frequência máxima de varredura de 50 Hz, para um banda de trabalho de 15nm, com precisão de 1 pm.

Relatos de artigos acadêmicos e especificações de fabricantes que utilizam FFP mostram que é possível interrogar múltiplas FBGs em um único canal e conseguir precisão de 1 pm [40][41][42]. A frequência de resposta desse método está limitada, principalmente, à velocidade de resposta do FFP, podendo variar de dezenas de Hz até dezenas de kHz.

3.3. Técnicas de identificação de posição de picos

Existem várias técnicas para a identificação da posição de picos, cada uma apresenta vantagens e desvantagens. Assim, a escolha da técnica a ser utilizada depende do tipo de

espectro a ser trabalhado, o nível de ruído apresentado pelo sinal, o tipo de sistema que irá processar os sinais, entre outros fatores.

Entre as principais técnicas de identificação de picos estão: procura por máximos, cruzamento por zero, ponto médio, centroide, correlação espectral, etc. Existem, ainda, técnicas avançadas que utilizam redes neurais, lógica Fuzzy e algoritmos genéticos [43][44].

Apesar da vasta gama de técnicas, este documento foca nas técnicas tradicionais de identificação de picos e essas técnicas são aprofundados nos próximos itens.

3.3.1. Procura por máximos

Uma técnica simples para a identificação de picos é a procura por Máximo, ou, em inglês, *Maximum search*. Essa técnica consiste em procurar por pontos de máximos nas amostras do espectro [44].

Ela apresenta um desempenho bom para sinais sem ruído, sendo rápida e precisa na identificação de máximos porém, à medida que o SNR do sinal diminui, sua precisão é comprometida. Assim, é muito comum a utilização de filtros passa-baixas discretos antes de procurar por máximos. Além disso, a precisão dessa técnica está limitada à resolução das amostras obtidas do espectro.

3.3.2. Cruzamento por zero

Outra técnica utilizada para a detecção de picos é a técnica de cruzamento por zeros [8]. Como visto no item 2.3.3, essa técnica procura na primeira derivada do espectro por pontos que cruzam o eixo x .

Com comportamento parecido ao da técnica de procura por máximos, o algoritmo de Cruzamento por zeros funciona bem para amostras sem ruído. Porém, para amostras com ruído, a chance de identificação de picos falsos é grande. Como visto no item 2.3.3, para essa técnica, ao se trabalhar com amostras ruidosas, faz-se necessária a aplicação de filtros passa-baixas, tanto antes, como depois do processo de derivação.

3.3.3. Ponto médio

Outra técnica aplicada na determinação do comprimento de onda central é a técnica do ponto médio [45]. Essa técnica determina a posição do comprimento de onda central pelo cálculo do ponto médio.

Assim, dado um valor de corte, é identificado o número de pontos acima desse valor. Obtido o número de pontos, é calculado o ponto médio, dividindo o número total de amostras por dois.

A vantagem dessa técnica é sua fácil implementação, contudo, sua desvantagem é que, para picos assimétricos, a posição calculada apresenta um erro. A Figura 3.9 exemplifica melhor a aplicação da técnica.

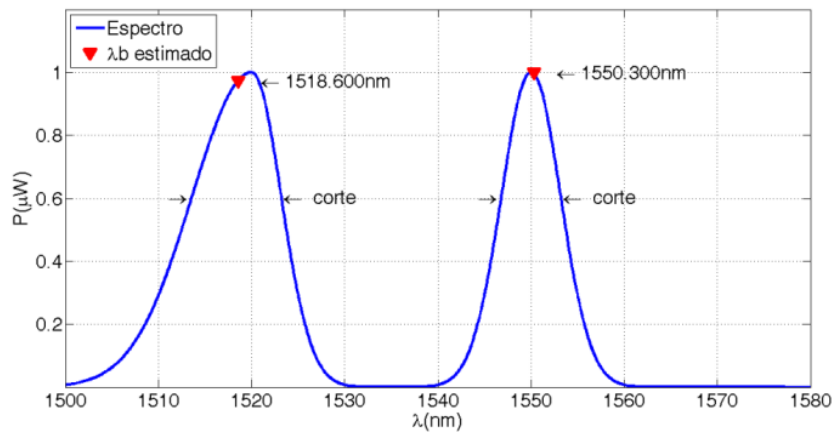


Figura 3.9 – Exemplo da aplicação da técnica do ponto médio.

Na Figura 3.9, é possível verificar que a técnica apresenta um desvio devido tanto a assimetria do espectro, como também ao passo das amostras. Da esquerda para a direita, os picos foram centrados em 1520 nm e 1550 nm, respectivamente.

3.3.4. Centróide

A técnica de identificação de picos por centróide - ou ponto de centro geométrico - é uma das técnicas mais utilizadas [41][46]. Como seu nome indica, ela calcula o centro geométrico utilizando a Equação (3.2).

$$\lambda_b = \frac{\sum_{i=1}^N \lambda_i A_i}{\sum_{i=1}^N A_i}, \quad (3.2)$$

na qual λ_b é a posição do pico central calculada, N é o número total de amostras, A_i é a amplitude da i -ésima amostra e λ_i é o i -ésimo comprimento de onda.

Essa técnica é relativamente simples de ser realizada computacionalmente e apresenta um desempenho relativamente próximo do desempenho da procura por máximo. A desvantagem dessa técnica está no fato de que, se o espectro não for simétrico em relação ao pico, ele apresenta um erro na posição identificada do pico. A Figura 3.10 apresenta um espectro simétrico (a) e um espectro assimétrico (b) e suas respectivas posições identificadas pelo algoritmo.

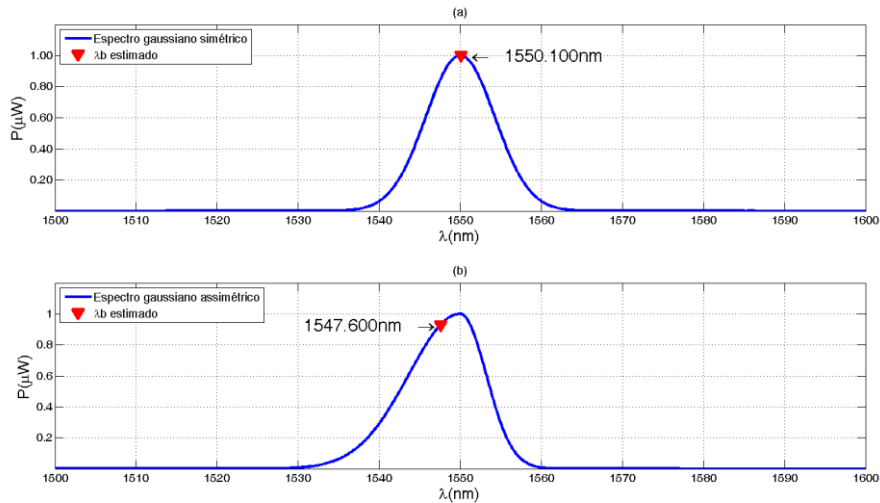


Figura 3.10 –Exemplo da resposta da técnica de identificação de picos por centroide: (a) espectro simétrico e (b) um espectro assimétrico.

3.3.5. Correlação espectral

A correlação espectral baseia-se na observação de que em muitas aplicações, os espectros refletidos dos sensores FBG mantem seu formato, ainda que ao serem sensibilizados, seus espectros possam sofrer deslocamento e/ou uma possível perda de potencia óptica [47]. Entre as técnicas de correlação espectral, podemos citar a autocorrelação [48] e a correlação cruzada [49].

Nesses métodos, durante a etapa de calibração, o espectro de referência $S_{ref}(\lambda)$ é registrado. Esse espectro de referência pode ser de uma rede de referência ou mesmo do próprio sensor em repouso.

Na etapa de monitoramento, a cada interação, o espectro medido, $S_m(\lambda)$, é comparado com o espectro de referência. A variação da posição do pico $\Delta\lambda$ é estimada pelo cálculo da correlação dos espectros, através da Equação (3.3) [47].

$$R(j) = \frac{1}{N} \sum_i^N S_m(i-j) S_{ref}(i) \quad (3.3)$$

Assim, o valor de $\Delta\lambda$ é o ponto de máximo de $R(j)$. Para exemplificar, foi simulado um espectro de uma FBG em repouso centrado em 1550,000 nm. Essa FBG sofre quatro deslocamentos: -2.500 nm, -1.000 nm, 1,000 nm e 2,500 nm. A Figura 3.11 ilustra o efeito no cálculo da correlação entre os espectros desses eventos.

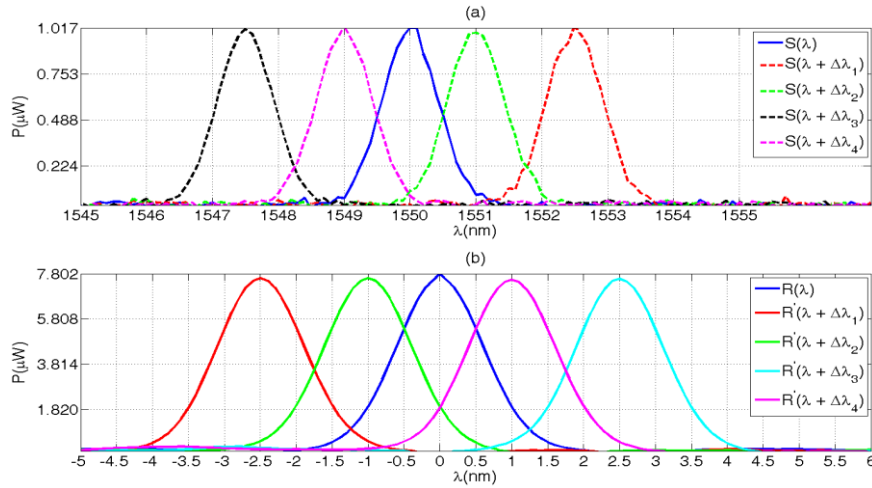


Figura 3.11 –Exemplo da técnica de correlação cruzada: (a) espectros gerados e (b) resultado da correlação cruzada.

Como visto em [50], em comparação às técnicas de procura por máximos, ponto médio e centroide, a técnica de correlação cruzada apresenta uma maior tolerância ao ruído.

3.3.6. Método dos mínimos quadrados

O método dos mínimos quadrados consiste em ajustar modelos de curvas para caber no espectro [44]. Esse ajuste é realizado minimizando o erro entre o modelo utilizado e os pontos do espectro. Os modelos mais utilizados são: funções polinomiais de segunda (Equação (3.4)) ou terceira ordem, ou uma função do tipo gaussiana (Equação (3.5)).

$$y = a_2x^2 + a_1x + a_0 \quad (3.4)$$

$$y = A \exp\left[-\frac{(C - \lambda_i)^2}{2V^2}\right] \quad (3.5)$$

No caso da equação polinomial, a equação pode não se ajustar totalmente porém, existe uma relação entre o pico da equação modelo e o pico do espectro.

Assim, o objetivo é identificar os coeficientes a_0 , a_1 e a_2 , para que satisfaça a Equação (3.4) do melhor jeito possível. Para conseguir tal objetivo, é preciso minimizar o erro entre os pontos e a função do modelo utilizado. O erro para a aproximação de um polinômio de segunda ordem é dado pela Equação (3.6) [51].

$$err = \sum_{i=1}^n [y_i - (a_0 + a_1x + a_2x^2)]^2 \quad (3.6)$$

Como visto em [51], após derivar parcialmente em relação aos coeficientes e com um pouco de álgebra, obtém-se a Equação (3.7), na forma matricial $AX=B$.

$$\begin{bmatrix} n & \sum x & \sum (x^2) \\ \sum x & \sum (x^2) & \sum (x^3) \\ \sum (x^2) & \sum (x^3) & \sum (x^4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum y \\ \sum yx \\ \sum yx^2 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Resolvendo a Equação (3.8) é possível obter os coeficientes da equação.

$$X = A^{-1}B \quad (3.8)$$

A Figura 3.12 apresenta um exemplo de aproximação utilizando a técnica. Para esse exemplo, foi utilizado um valor de corte, assim, foram levados em consideração somente pontos em que o seu valor fosse superior ao valor de corte.

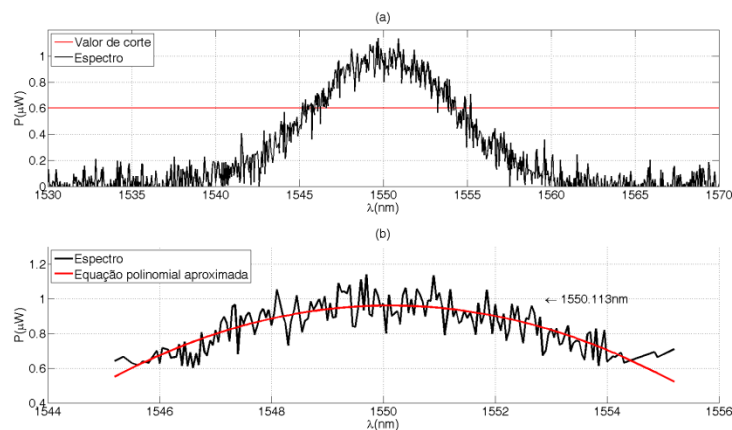


Figura 3.12 –Exemplo da técnica de mínimos quadrados: (a) espectros com pico centrado em 1550nm e (b) modelo aproximado.

4. Projeto do interrogador óptico

Nesse capítulo são descritos os aspectos do projeto do interrogador desenvolvido. Primeiramente, é apresentada uma visão macro do interrogador, seguindo pela explanação dos seus módulos integrantes. É explanado, também, o *firmware* presente no microcontrolador, sendo descritos seus principais componentes.

4.1. Diagrama em blocos geral

Para a elaboração do projeto, decidiu-se utilizar uma abordagem mais livre, não dependendo de soluções comerciais prontas, como, por exemplo, LabVIEW [53] e as placas de aquisição da *National Instruments* [54]. Além disso, por disponibilizar de poucos recursos financeiros, optou-se por utilizar sempre componentes e materiais presentes no laboratório.

Para a realização do projeto, propôs-se um interrogador óptico seguindo o esquema apresentado na Figura 4.1.

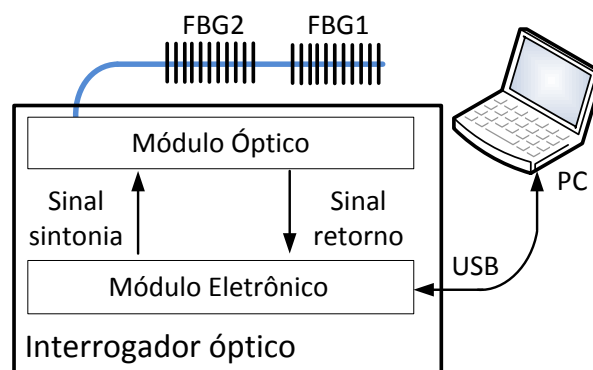


Figura 4.1 – Diagrama em blocos do sistema de interrogação proposto.

O interrogador é formado por um Módulo Óptico e um Módulo Eletrônico e se conecta a um computador (PC), onde é executando o *software* de aquisição. Nos itens que se seguem, os módulos integrantes são explanados de modo mais consistente.

4.2. Módulo Óptico

O Módulo Óptico (Figura 4.2) é formado por uma fonte de luz de banda larga (FLBL), um Filtro de Fabry-Perot sintonizável (FFP), um circulador óptico (CO1), um fotodetector (FD1), além de duas FBGs de calibração (FBGC).

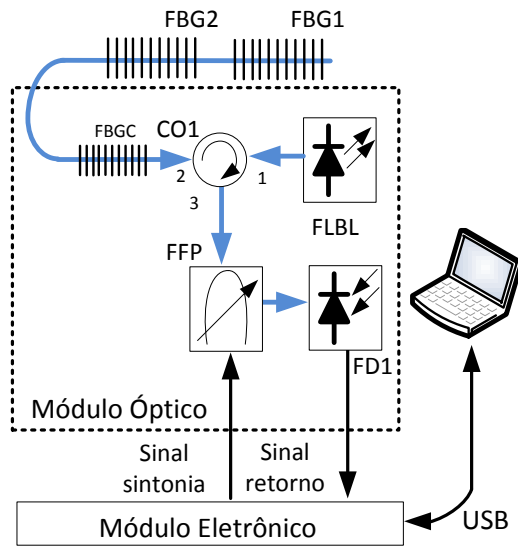


Figura 4.2 – Visão geral do módulo óptico.

Essa arquitetura do circuito óptico foi baseada em [40], adicionando o módulo de referência como visto em [39]. Os componentes do módulo óptico serão descritos de forma detalhada nos próximos itens.

4.2.1. Fonte de luz

Utilizou-se uma fonte de sinal óptico de bancada, que possui um espectro largo. Essa fonte é do tipo emissão espontânea amplificada, ou, em inglês, *Amplified Spontaneous Emission* (ASE). O modelo utilizado foi o ASE-FL7002, do fabricante THORLABS [55]. Essa ASE apresenta seu espectro centrado em 1555 nm, aproximadamente (Figura 4.3).

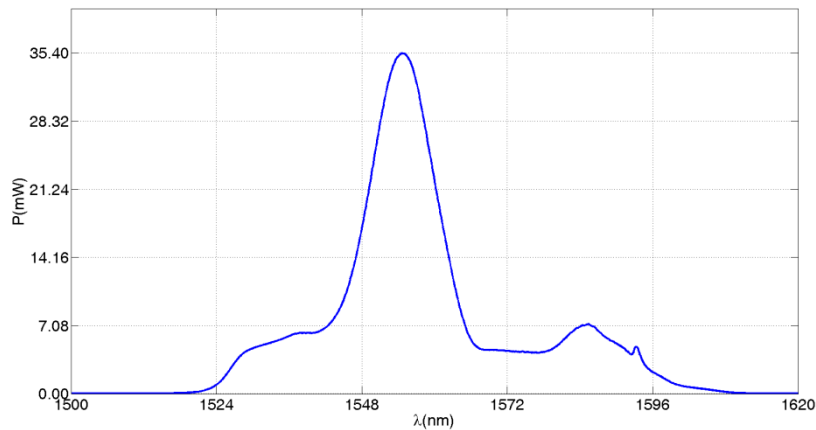


Figura 4.3 – Espectro do ASE utilizado.

4.2.2. O Filtro de Fabry-Perot

O FFP escolhido para o projeto foi o FFT-TF2 da Micron Optics (Figura 4.4). Ele possui um cristal piezoelétrico interno que, ao ser estimulado por um sinal elétrico, modifica a largura da cavidade de ressonância, variando o comprimento de onda sintonizado.



Figura 4.4 – Visão do FFP utilizado [56].

A Tabela 4.1 apresenta as características do filtro utilizado, obtidas em seu manual:

Tabela 4.1 – Características do FFP-TF2 [56].

Modelo	FFP-TF2
Fabricante	Micron Optics
Banda de trabalho	C+L(1520 a 1620 nm)
Free Spectral Range	100nm
Finesse	130
Sinal de sintonia/FSR	<18V
Sinal de sintonia (V _{máx})	70 V

Como os documentos disponibilizados pelo fabricante não continham as informações sobre a sensibilidade do filtro, foi necessário realizar um experimento para levantar a sua curva de resposta, relacionando a variação de comprimento de onda e a tensão de sintonia.

Assim, utilizando o arranjo experimental apresentado na Figura 4.5, foi realizado o levantamento da resposta do FFP-TF2.

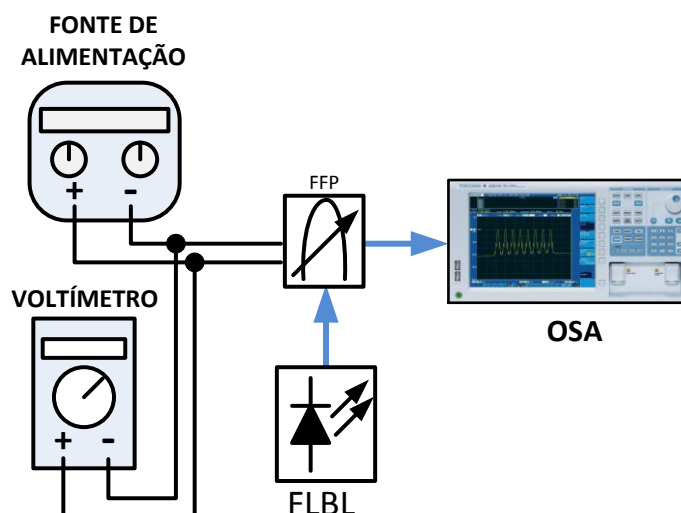


Figura 4.5 – Diagrama de teste do FFP.

Nesse experimento, uma tensão foi aplicada nos terminais do FFP utilizando uma fonte de tensão controlada. A tensão nos terminais era monitorada utilizando um voltímetro. Assim, para cada tensão aplicada, utilizando o analisador de espectro óptico ou, em inglês, *Optical Spectrum Analyser* (OSA), era registrado o comprimento de onda sintonizado pelo filtro de Fabry-Perot.

Para gerar o sinal de sintonia, utilizou-se a fonte de tensão digital modelo PWS4305, do fabricante Tektronix [57]. Essa fonte de alimentação pode gerar um sinal de 0 a 30 volts e uma corrente máxima de 5 ampères.

Como fonte de luz de banda larga, foi utilizado o ASE descrito no Item 4.2.1. A Tabela 4.2 apresenta os dados coletados.

Tabela 4.2 – Levantamento da resposta do FFP.

Tensão (Volts)	λ (nm)
0,457	1558,395
1,071	1555,894
1,685	1553,374
1,925	1552,221
2,388	1550,247
2,950	1547,974
3,595	1545,161
4,114	1542,953
4,556	1541,022
5,063	1538,780

Após a coleta dos dados, foi realizada uma regressão linear e obteve-se a equação experimental do FFP. A Figura 4.6 apresenta os pontos coletados, a reta característica, a equação da reta, como também o seu coeficiente de correlação (R^2).

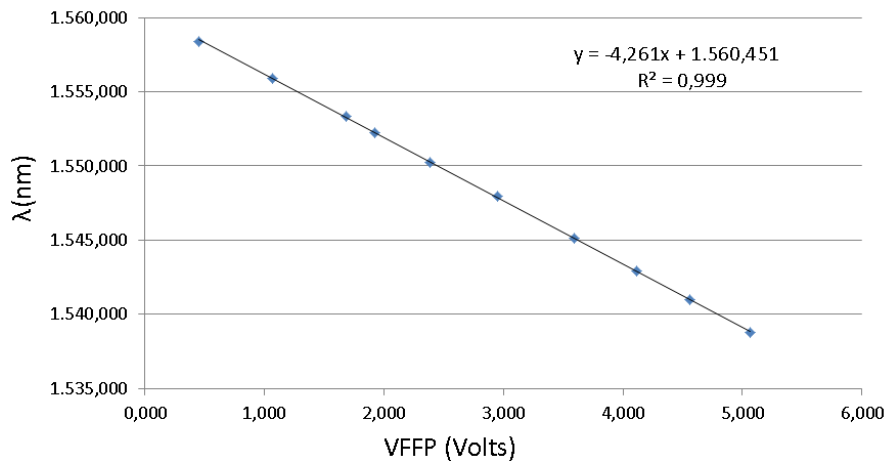


Figura 4.6 – Resposta do FFP à variação de tensão.

Como foi possível verificar, o FFP apresenta uma curva de resposta bem linear. Após a regressão linear, foi verificado que o FFP apresenta um coeficiente angular de -4.262 nm/V e um R^2 de 0.999.

Porém, ao se repetir o teste, foi observado que a reta não se repetia. Apesar do coeficiente angular da reta apresentar poucas variações em seu valor, o coeficiente linear dela era aleatório, variando alguns nanômetros. Ou seja, em um primeiro teste, o comprimento de onda na saída do FFP para uma tensão de 0 Volts poderia ser 1550,000 nm e, em um teste seguinte, o comprimento de onda poderia ser 1555,000 nm.

Segundo nota do fabricante, essa é uma característica do FFP-TF2. Apesar de o piezoelétrico apresentar boa resolução mecânica de posição com baixa tensão de sintonia, ele apresenta também desvio mecânico e histerese.

A operação de forma manual (como a realizada para o levantamento da resposta) é possível, porém não é estável. Por exemplo, o filtro poderia ter sido ajustado com uma tensão de 10 volts para sintonizar um comprimento de onda arbitrário. Porém ao invés de permanecer estático o comprimento de onda poderia se deslocar lentamente, devido a desvios mecânicos, podendo até variar sua sintonia por horas.

A solução sugerida pelo fabricante é operar o filtro em modo de varredura e em circuito fechado, ou seja, para gerar um sinal de sintonia periódico e no circuito óptico,

é necessário que exista algum elemento que sirva como referência, realimentando o circuito.

Assim, seguindo a orientação do fabricante, foram adicionadas ao circuito óptico duas FBGs de calibração, que servem como referência. Essas redes serão descritas a seguir.

4.2.3. As FBGs de calibração

As FBGs de calibração possuem a função de referência para a realização do procedimento de autocalibração. Como visto no item anterior, devido aos aspectos de fabricação do FFP, é necessário que se tenha um módulo de referência. Esse módulo ajuda a estabelecer uma relação entre a posição do piezo e a do comprimento de onda na saída do filtro.

Para a escolha de uma referência, um dos principais aspectos a ser levado em consideração é sua estabilidade às variações de temperatura. Existem sistemas de interrogação que utilizam células de gás como referência [58].

Essas células, ao serem iluminadas por uma fonte de luz de espectro largo, apresentam picos específicos, que variam muito pouco conforme a temperatura. Em [41], foi utilizada uma célula desse tipo para realizar a calibração do equipamento.

A solução adotada pelo presente projeto foi utilizar duas redes de Bragg conhecidas. Como visto no Item 2.1, as FBGs variam muito pouco seu comprimento de onda central mediante as variações de temperatura, sendo esta variação da ordem de $14 \text{ pm}/^\circ\text{C}$. Além disso, o custo de uma célula de gás é muito superior ao custo de uma FBG.

Foram escolhidas duas FBGs com comprimento de onda central em $1531,487 \text{ nm}$ e $1540,803 \text{ nm}$. Através desses dois pontos de referência, foi possível calcular os coeficientes da reta que relacionam o índice da amostra com um comprimento de onda Bragg. O espectro do módulo de referência é apresentado na Figura 4.7.

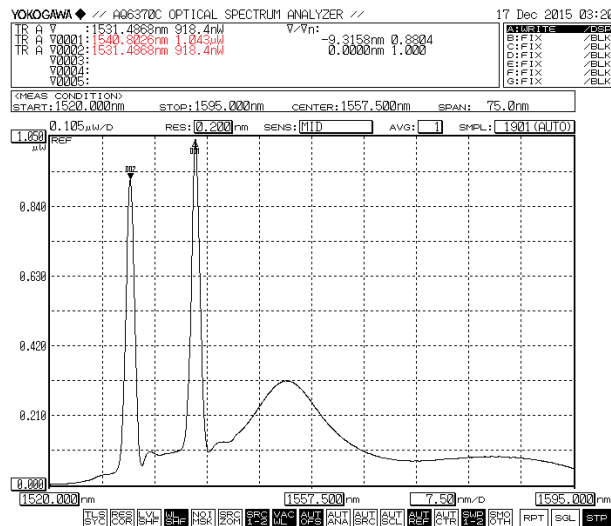


Figura 4.7 – Visão do espectro das FBGs de referência obtido com o OSA.

4.2.4. O circulador óptico

O circulador óptico é um componente óptico passivo. Ele apresenta três conectores. A Figura 4.8 apresenta o circulador óptico utilizado no projeto.



Figura 4.8 – Visão do circulador óptico.

Esse dispositivo funciona da seguinte forma (Figura 4.9): o sinal que entra na extremidade 1 é transmitido para a extremidade 2 e o sinal refletido ou inserido na extremidade 2 é transmitido para a extremidade 3.

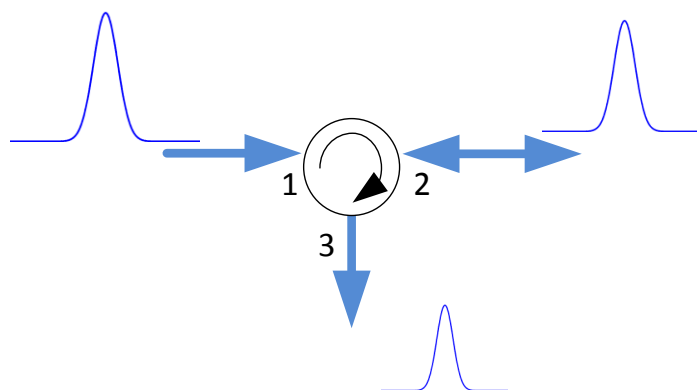


Figura 4.9 – Diagrama de funcionamento um circulator óptico.

A Tabela 4.3 apresenta as características ópticas do circulator utilizado.

Tabela 4.3 – Características do circulator óptico [59].

Fabricante	OptoLink
Modelo	COFO_2-2-2
Comprimento de onda de trabalho	1550 nm
Largura de banda	± 30 nm
Perda de Inserção	< 1 dB
Perda de retorno	> 45 dB
Potência máxima do sinal óptico	< 300 mW
Conectores	FC/PC

4.2.5. O Fotodetector

A conversão de potência luminosa em tensão é responsabilidade do fotodetector. O modelo utilizado é o PDA10CS, do fabricante THORLABS [59]. Esse modelo de fotodetector apresenta circuito de ganho integrado e sua saída pode gerar um sinal de 0 a 10 V. Além disso, ele apresenta oito faixas de ganho, variando de 0 a 70 dB, com passos de 10 dB. A Figura 4.10 apresenta uma ilustração do fotodetector.



Figura 4.10 – Visão do fotodetector, obtida em [59].

4.3. Módulo eletrônico

A Figura 4.7 apresenta o diagrama em blocos internos do Módulo Eletrônico. Esse módulo é formado por: circuito de sintonia, circuito de trigger, circuito de controle e circuito de digitalização. Entre suas principais funções estão: gerar sinal de sintonia, realizar aquisição das amostras do espectro de retorno e enviar o espectro para o *software* de aquisição.

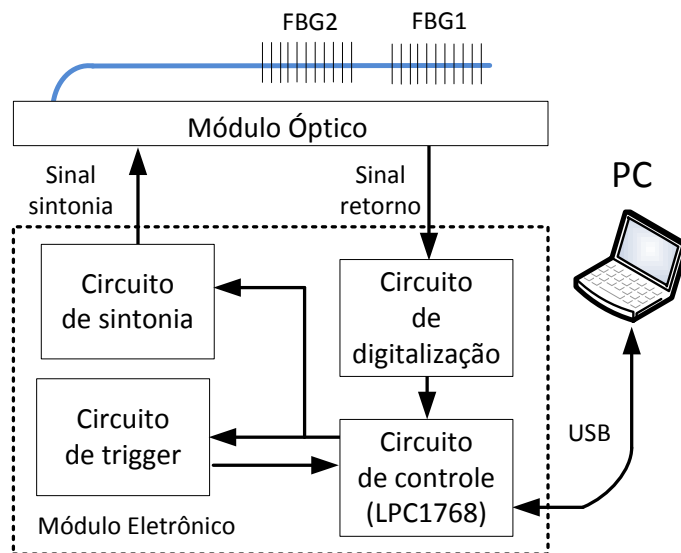


Figura 4.11 – Diagrama em blocos do módulo eletrônico.

Os módulos integrantes do circuito eletrônico são descritos nos itens que se seguem.

4.3.1. Circuito de controle

O circuito de controle é o cérebro do interrogador. Ele é formado pela placa de desenvolvimento Open1768 [61], que possui, como núcleo central, um microcontrolador ARM CORTEX-M3, mais precisamente, o modelo LPC1768 da NXP [62].

Esse microcontrolador pode operar com frequências de *clock* de até 100 MHz, possuindo uma memória flash interna de 512 kB e 64 kB de memória RAM. Além disso, ele possui vários periféricos integrados, entre eles: conversor D/A de 10 *bits*, conversor A/D de 12 *bits* com oito canais, uma interface para dispositivo USB 2.0, um controlador DMA de oito canais, quatro interfaces UARTs, 4 *timers*, entre outros.

Esse microcontrolador é responsável pela execução do algoritmo de aquisição de sinais, realizando as seguintes tarefas: aquisição do sinal de retorno, geração do sinal de sintonia e transferência das amostras coletadas para *software* de aquisição através interface USB. O algoritmo de controle será mais bem detalhado adiante.



Figura 4.12 – Placa de desenvolvimento Open1768.
Obtido em [61].

4.3.2. Circuito de sintonia

O circuito de sintonia é responsável por amplificar a onda triangular gerada pelo conversor D/A do circuito de controle.

O amplificador escolhido foi o LM358N, do fabricante *Texas Instruments* [63]. Esse circuito integrado (CI) apresenta dois amplificadores operacionais no mesmo encapsulamento. A escolha desse CI se deve a sua capacidade de amplificar sinais em até 30 V. O bloco de amplificação é apresentado na Figura 4.13.

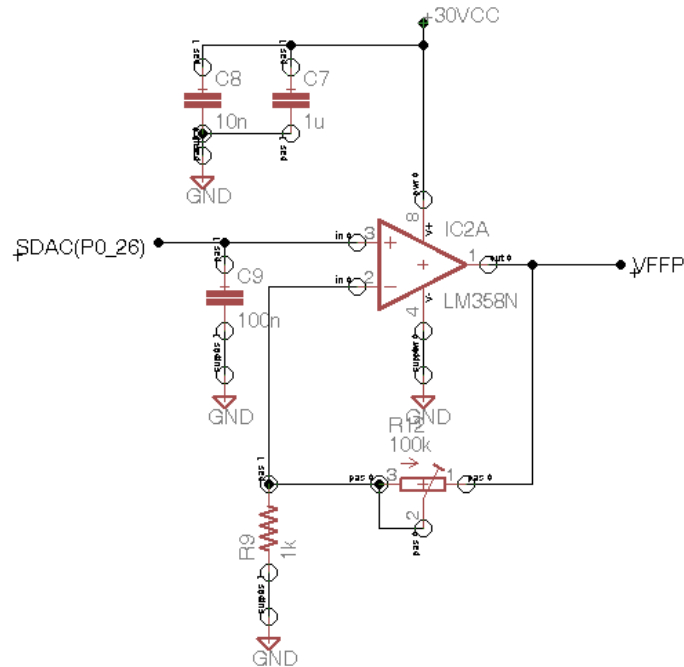


Figura 4.13 – Circuito de sintonia.

Para esse amplificador, foi utilizada a configuração não inversora. Assim, por meio desse circuito, o sinal proveniente do D/A, de amplitude máxima de +3.3V, é amplificado, gerando o sinal VFFP de amplitude máxima de +18V.

O ganho do amplificador é ajustado pelo potenciômetro R12. Os capacitores C7 e C8 são capacitores de desacoplamento e tem por objetivo reduzir o ruído da fonte de alimentação. O sinal da saída do conversor D/A e o sinal amplificado, após o circuito de sintonia, são apresentados na Figura 4.14

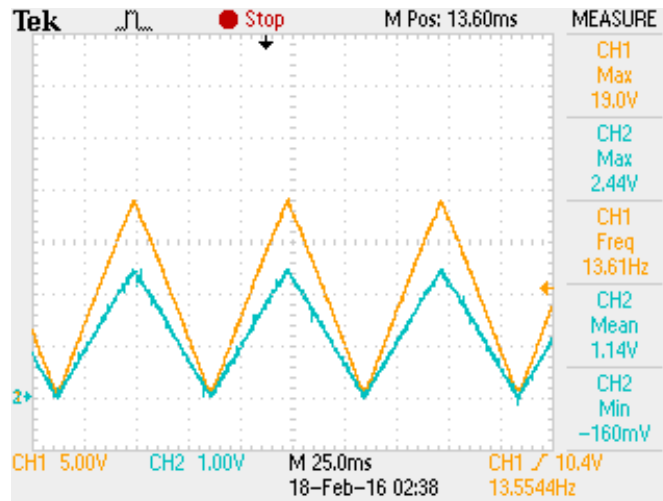


Figura 4.14 – Captura do sinal de sintonia.

4.3.3. Circuito de digitalização

O circuito de digitalização (Figura 4.15) é formado por um divisor de tensão (R11), responsável por reduzir a tensão do fotodetector (de +10 V para +3,3V); um amplificador operacional na configuração de buffer (IC3A); um filtro RC sintonizado para a frequência de corte de 1kHz (R10 e C12) e um estágio de ganho formado por um amplificador operacional na configuração amplificador não inversor (IC3B, R13 e R12).

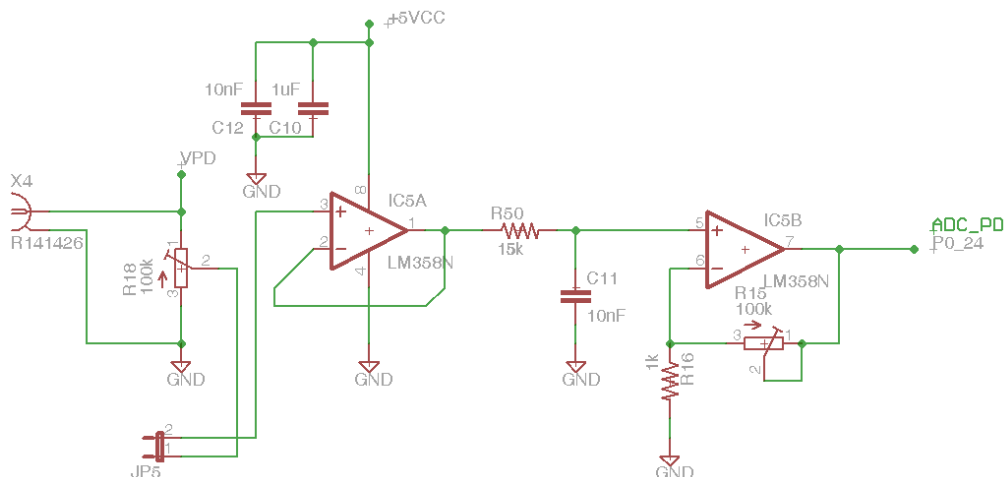


Figura 4.15 – Circuito de digitalização.

O amplificador operacional utilizado foi o LM358N. No estágio atual do projeto, o ganho do amplificador não inversor foi configurado para apresentar um ganho unitário, pois, o sinal proveniente do fotodetector já se encontra amplificado.

4.3.4. Circuito de *trigger*

Esse circuito é responsável pela geração do sinal de interrupção, que inicia o processo de aquisição das amostras. O circuito é descrito na Figura 4.16.

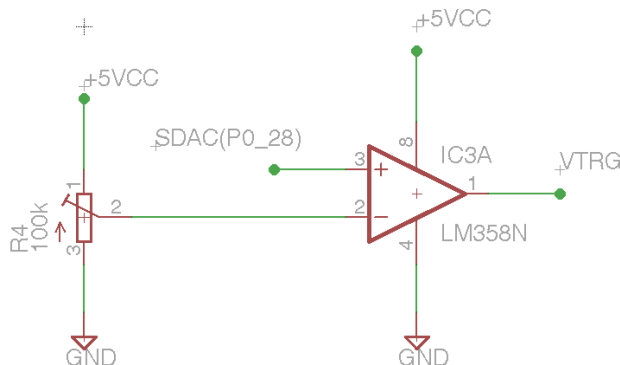


Figura 4.16 – Circuito de *trigger*.

Esse circuito é formado basicamente pelo circuito integrado LM358N e pelo potenciômetro RV1. O potenciômetro RV1 é responsável pela geração da tensão de comparação, que foi sintonizada para 3,1V.

O circuito compara uma amostra do sinal de sintonia com um valor de comparação. Assim que o sinal de sintonia ultrapassa o sinal de *offset*, ele gera o sinal de interrupção. O microcontrolador espera a mudança do sinal de *trigger* de nível baixo/alto/baixo para iniciar a aquisição. Para melhor exemplificar, a Figura 4.17 apresenta um diagrama do sinal gerado pelo circuito de *trigger*, obtido com o osciloscópio.

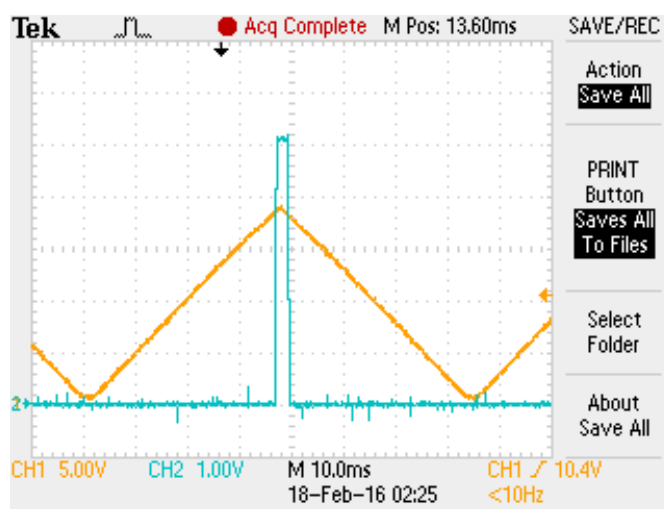


Figura 4.17 – Sinal de *trigger* (azul) coletado com o osciloscópio.

4.4. O *firmware* do microcontrolador

Uma etapa importante do desenvolvimento do protótipo foi a criação do *firmware*, que é executado no microcontrolador. Esse *firmware* foi desenvolvido em linguagem C ANSI, utilizando o *software* de desenvolvimento *uVision 4*, do fabricante Keil [64].

O *firmware* é o responsável por realizar a aquisição das amostras do espectro, realizar a geração do sinal de sintonia, emular um dispositivo de comunicação serial, utilizando dispositivo USB, além de enviar as amostras para o *software* de aquisição presente no computador.

A Figura 4.18 apresenta um diagrama em blocos do *firmware*. Entre seus principais componentes estão: *driver* do circuito de sintonia, *driver* do circuito de aquisição, *driver* da interface VCOM. É interessante ressaltar que para essa versão do interrogador, a calibração e identificação dos picos das FBGs serão executadas pelo *software* de aquisição.

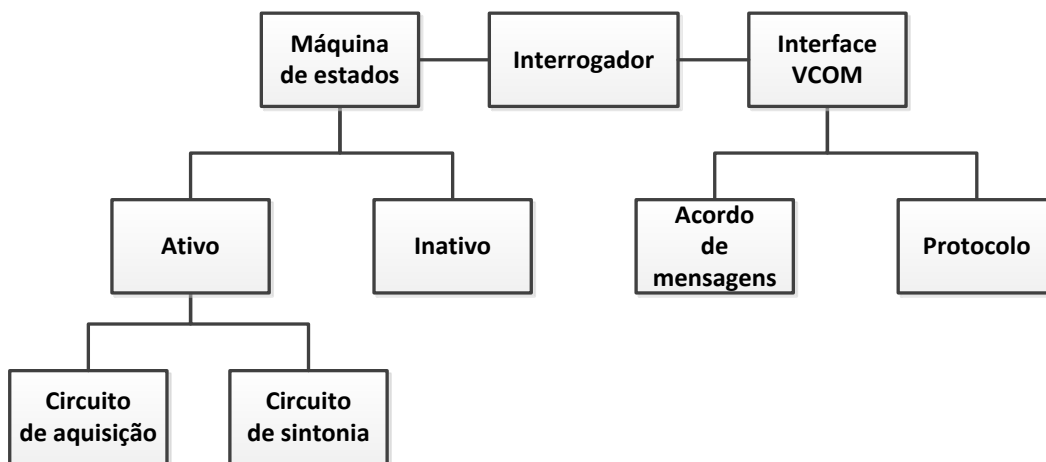


Figura 4.18 – Diagrama em blocos do *firmware*.

A máquina de estados do *firmware* é bem simples, formada por dois estados: o primeiro é o “Inativo” e o segundo é o “Ativo” (Figura 4.19). A cada interação de um estado, o microcontrolador verifica a existência de uma nova mensagem no *buffer* de comunicação serial.

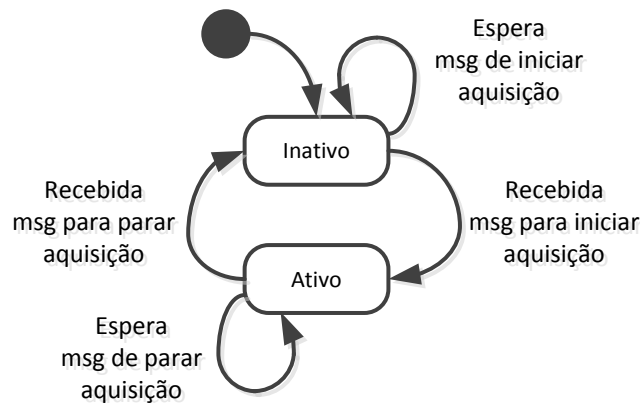


Figura 4.19 – Diagrama de estados do *firmware*.

No estado “Inativo”, o microcontrolador fica esperando a mensagem para que inicie o estado “Ativo”. Já no estado “Ativo”, o microcontrolador executa sua rotina de aquisição. A Figura 4.20 apresenta o diagrama de atividades do estado “Ativo”.

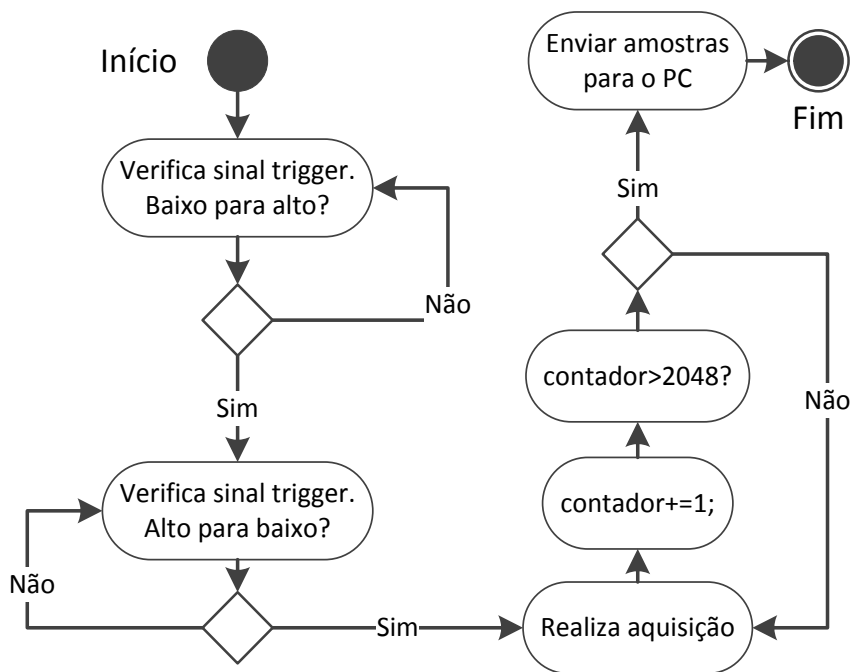


Figura 4.20 – Diagrama de atividades do estado “Ativo”.

Ao iniciar o estado “Ativo”, o microcontrolador verifica o sinal de *trigger*, proveniente do circuito de *trigger*. Ele fica monitorando o sinal, esperando que ocorram duas transições: a primeira, de nível baixo para nível alto e a segunda, de nível alto para nível baixo. Após reconhecer essas transições, o microcontrolador entende que deve dar início à execução da aquisição do sinal retorno do fotodetector.

Ele realiza a aquisição do espectro, recolhendo 2048 amostras. A cada aquisição realizada, as amostras são guardadas em um vetor de pontos. Após execução da

aquisição dos pontos do espectro, o microcontrolador envia os pontos coletados para o *software* de aquisição, finalizando o processo.

4.4.1. O *driver* da interface VCOM

Um dos principais pontos durante o desenvolvimento do interrogador foi a transmissão das amostras coletadas para o *software* de aquisição. Nas primeiras versões do interrogador, o módulo eletrônico utilizava uma comunicação serial RS-232, devido à facilidade de programação e a vasta documentação. Porém, a taxa máxima de transmissão era de 230kbps. Além disso, durante testes em laboratório, foram diagnosticadas muitas perdas de mensagens durante a transmissão.

Assim, devido, principalmente, à latência da transmissão dos dados via RS-232, decidiu-se utilizar a interface de dispositivo USB presente no microcontrolador.

O barramento USB é um dos mais utilizados em comunicações entre dispositivos e um computador. A comunicação USB 2.0 é assíncrona e *half-duplex*, com sinal diferencial e codificação do tipo NRZI (*Non Return to Zero Invert*) [65]. Em uma comunicação USB, existe sempre um *host* ou hospedeiro (um computador, por exemplo) e um ou mais dispositivos (*pendrive*, *mouse*, teclado, *web-cam*, etc).

Um dispositivo USB pode exercer uma ou mais funcionalidades, que dependem de seu *hardware* e/ou de sua programação. Essas funcionalidades são denominadas classes. Entre essas classes estão: *Human-Interface Device* (USB HID *class*), que são dispositivos como teclados e *mouses*; a classe *Mass Storage Class* (USB MSC), que são dispositivos de armazenamento, onde se incluem os *pendrives*; as classes de dispositivos de entrada/saída de áudio, entre outras.

Em especial, a classe utilizada nesse trabalho foi a USB CDC (*Communications Device Class*), que é uma classe de comunicação entre dispositivos. Para implementar essa classe, foi utilizado o *driver*: USB COM Virtual. Esse *driver* foi baseado na biblioteca desenvolvida pela BRC-Eletronics [66] e emula um dispositivo de comunicação serial. Em outras palavras, ele imita uma porta de comunicação serial utilizando a USB.

Apesar da velocidade máxima de um dispositivo USB 2.0 ser de 480 Mbps [65], não foi possível alcançar tal velocidade com o dispositivo, utilizando a biblioteca citada. Testes realizados em laboratório demonstraram que ao tentar enviar pacotes de 64 *bytes*

continuamente, o dispositivo apresentava uma falha, o que levava o microcontrolador a entrar no seu modo de falha de *hardware*, sendo necessário reiniciar o microcontrolador.

Como não foi obtido nenhum suporte junto ao desenvolvedor da biblioteca, foram realizados alguns testes e, empiricamente, foi obtida a velocidade de, aproximadamente, 5,9 Mbps, ou seja, quase 25 vezes mais rápido que a velocidade máxima da RS-232.

Para alcançar essa velocidade, foi necessária a modificação da biblioteca original. Uma das mudanças que tornaram essa velocidade possível foi limitar o número máximo de *bytes* enviados em uma mensagem. Além disso, é necessário ter um atraso mínimo de um pacote para outro.

4.4.2. O protocolo de comunicação

Para o projeto, foi desenvolvido um protocolo de comunicação e um acordo de mensagens. O protocolo é o responsável pelo entendimento na troca de mensagens entre o interrogador e o *software* de aquisição. Ele controla o envio, confirmação e reenvio de mensagens em caso de erro.

Já o acordo de mensagens é responsável por descrever todos os comandos e número de argumentos para cada comando. Assim, todas as mensagens trocadas no sistema respeitam o formato apresentado na Figura 4.21.



Figura 4.21 – Diagrama do formato das mensagens.

Independente de possuir ou não argumentos, todas as mensagens são formadas por 60 *bytes*. O primeiro *byte* é sempre o cabeçalho ou o header, correspondente ao *byte* 81, em hexadecimal. O próximo *byte* é um comando.

Comandos podem possuir no máximo 57 *bytes* de argumentos. O último *byte* de uma mensagem é sempre o *byte* de validação, chamado de *checksum*. É através desse *byte* que o receptor decide se a mensagem é válida ou não. Caso seja inválida, envia uma mensagem de erro à origem.

4.4.3. O *driver* do circuito de sintonia

O *driver* do circuito de sintonia gerencia dois periféricos do microcontrolador: o primeiro é o conversor D/A e o segundo é o controlador DMA.

Através do conversor D/A de 10 bits do LPC1768, é possível alcançar uma resolução de até 3,22 mV por bit menos significativo ($3,3V/(2^{10}-1)$ bits). Como o conversor D/A é interno ao microcontrolador, é possível utilizá-lo com o controlador DMA, deixando assim o processador livre para realizar aquisição das amostras e seu processamento.

O controlador DMA tem a capacidade de gerenciar a transferência entre uma posição de memória e um periférico ou entre duas posições da memória. O sentido da transferência pode ser memória-periférico, periférico-memória ou memória-memória.

Para o projeto, o controlador DMA foi configurado para realizar uma transferência entre uma posição da memória, contendo um vetor com o sinal triangular, e o conversor D/A.

Primeiramente, ao ser iniciado o *driver* do circuito de sintonia gera um conjunto de pontos que será passado para o conversor D/A pelo controlador DMA. Esse conjunto de pontos descreve a forma da onda triangular. Como o conversor DA é de 10 bits, o valor dos pontos gerados variam de 0 a 1023 e de 1023 a 0 (Figura 4.22).

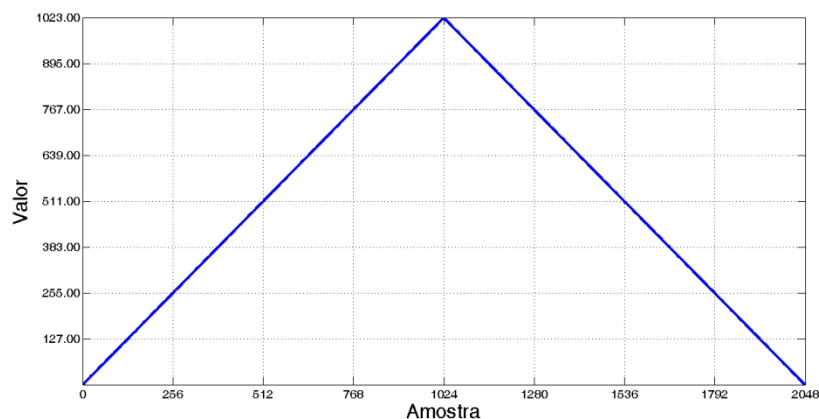


Figura 4.22 – Exemplo de sinal de sintonia.

O controlador DMA utiliza um *timer* interno, que determina o intervalo entre a transferência de dois pontos consecutivos. Esse *timer* foi configurado de forma que o sinal gerado apresentasse uma frequência de 10 Hz.

4.4.4. **O driver do circuito de aquisição**

O *driver* do circuito de aquisição é responsável por configurar o *hardware* do conversor A/D de 12-bits e controlar o processo da aquisição da amostra. O conversor A/D do microcontrolador foi configurado para realizar uma aquisição com uma taxa de conversão de 200 kHz.

4.5. **O protótipo**

Para a elaboração do protótipo, foram criadas quatro placas: três pertencentes ao módulo óptico e uma pertencente ao módulo eletrônico.

A placa eletrônica (Figura 4.23) contém os circuitos de sintonia, *trigger* e digitalização. Para aproveitar os circuitos já presentes na placa Open1768 (alimentação, geração de *clock* e gravação de *firmware*), a placa de circuito impresso do módulo eletrônico foi confeccionada de forma a se conectar verticalmente através de barras de pinos.

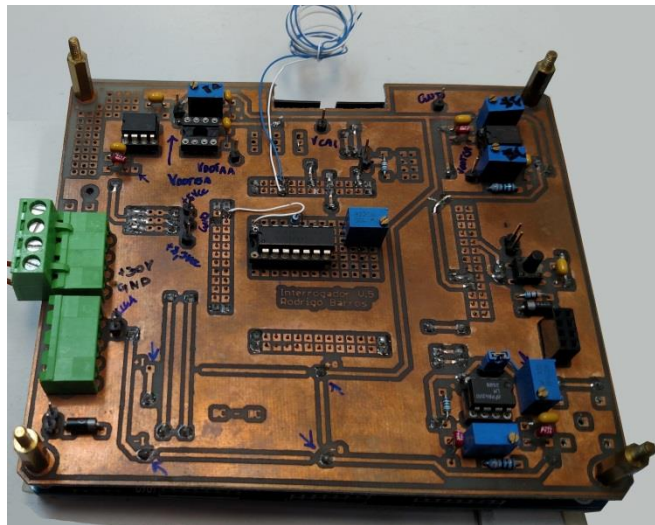


Figura 4.23 – Placa de circuito eletrônico finalizada com componentes.

Além da placa de circuito impresso do módulo eletrônico, foi confeccionada, também, uma placa de circuito impresso para a placa do módulo óptico que contém o FFP e o fotodetector (Figura 4.24).

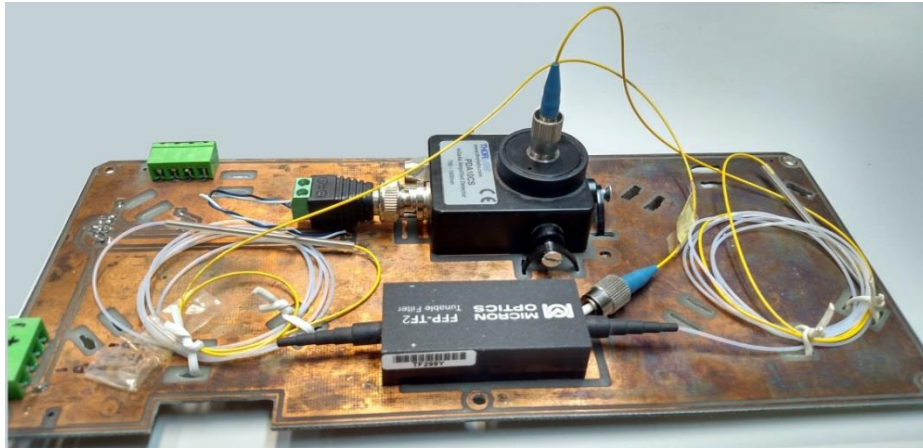


Figura 4.24 – Placa de circuito impresso do módulo óptico.

As duas outras placas do módulo óptico são: a placa do circulador óptico (Figura 4.25) e a placa das redes de referência (Figura 4.26). Essas placas foram confeccionadas em MDF, apresentando furos para prender os cordões ópticos. Além disso, elas também apresentam furos para a passagem dos cordões ópticos de uma placa para a outra, possibilitando a criação do circuito óptico.

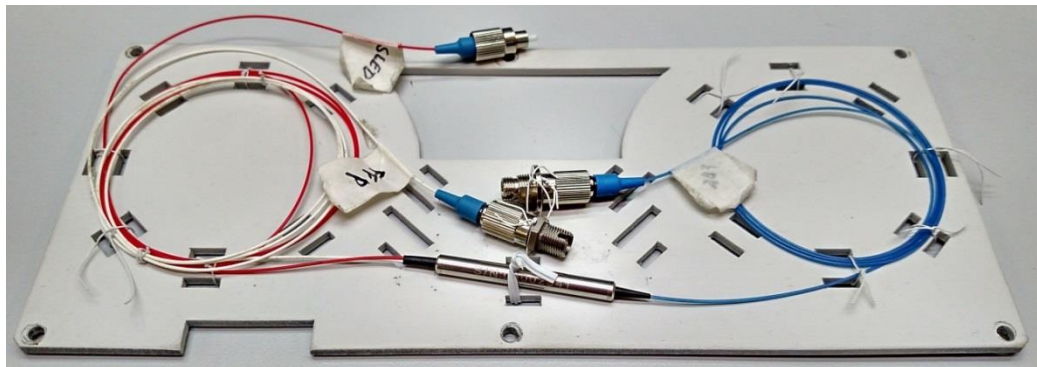


Figura 4.25 – Vista da placa do circulador óptico.

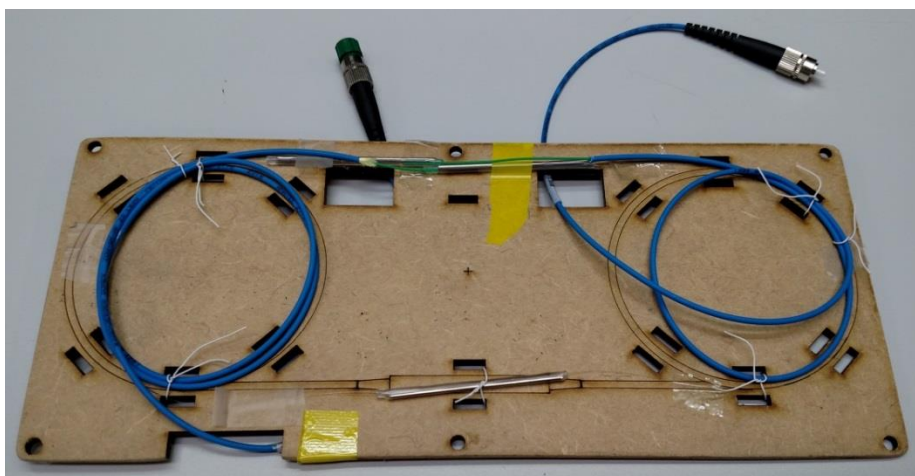


Figura 4.26 – Vista da placa com as redes de calibração.

Como é possível verificar por meio das Figura 4.25 e Figura 4.26, as emendas e os cordões são presos através de fios flexíveis. As FBGs de referência foram confeccionadas seguindo o diagrama da Figura 4.27 e as emendas apontadas foram realizadas utilizando equipamento de fusão de fibras e apresentaram perdas menores que 0,01 dB.

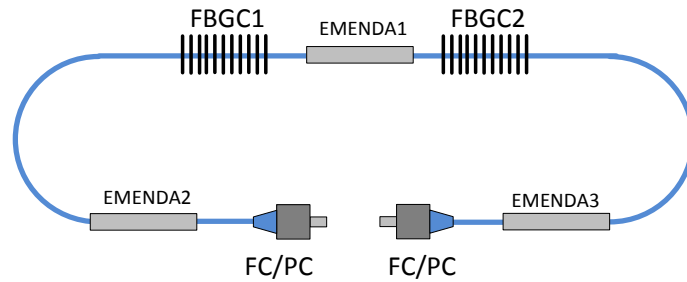


Figura 4.27 – Diagrama de confecção do módulo de referência óptico.

Foi confeccionada também uma estrutura em MDF para montagem do interrogador, formadas por uma base e um painel frontal. A Figura 4.28 apresenta o interrogador montado em bancada junto ao computador, executando o *software* de aquisição.

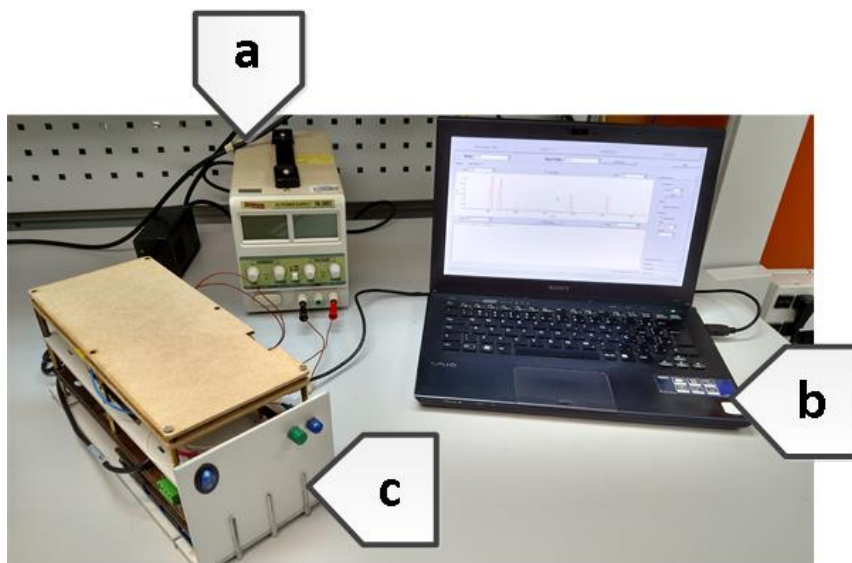


Figura 4.28 – Protótipo montado em bancada: (a) fonte de alimentação, (b) computador executando *software* de aquisição e (c) interrogador desenvolvido.

5. O *software* de aquisição

O *software* de aquisição foi desenvolvido utilizando linguagem C++ e as bibliotecas do Qt 5.3 [67]. O Qt é um *framework* voltado para o desenvolvimento de interfaces gráficas. Além disso, ele apresenta diversas bibliotecas de desenvolvimento como, por exemplo, biblioteca de comunicação serial, comunicação ethernet, etc.

Para a criação e apresentação dos gráficos dos espectros coletados, foi utilizada a biblioteca QCustomPlot [68]. A Figura 5.1 apresenta uma visão da janela principal do *software* de aquisição.

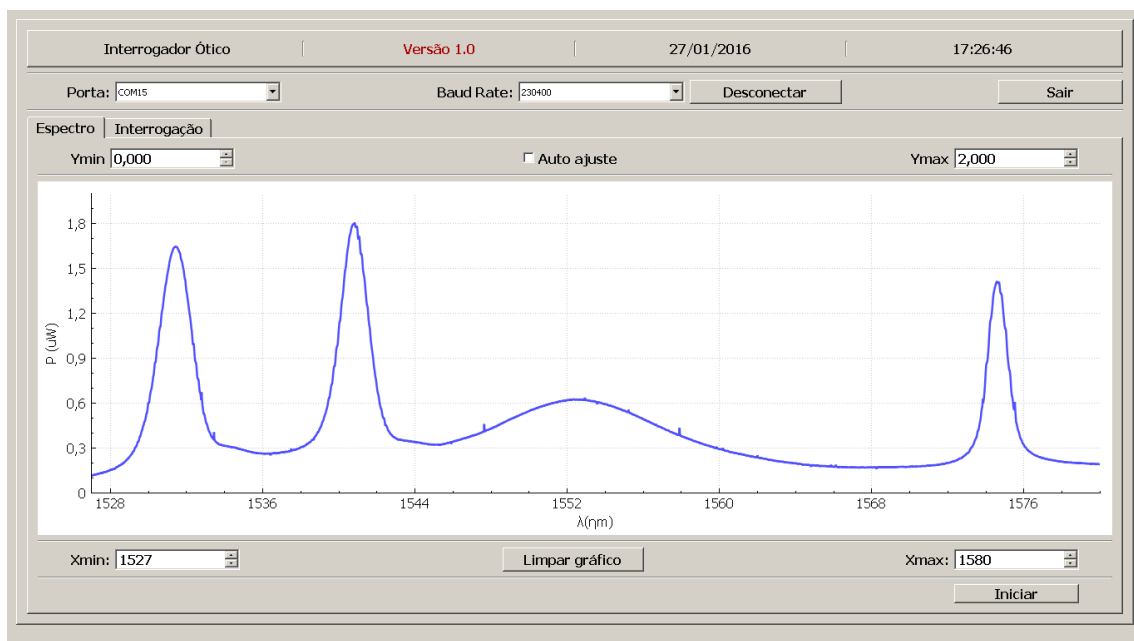


Figura 5.1 – Visão do *software* de aquisição.

O *software* de aquisição foi desenvolvido com a ideia de ser o mais versátil possível. Entre as principais funcionalidades do *software* estão: controle do módulo eletrônico, apresentação gráfica do espectro, escolha e configuração dos filtros digitais, calibração do interrogador, execução do algoritmo de identificação de picos, apresentação dos picos identificados, criação de faixas de pesquisa por picos, geração de *log* por faixa monitorada e gravação dos pontos do espectro coletado.

A descrição detalhada do *software* de aquisição está presente no Anexo A.

5.1. Algoritmo de identificação de picos

O algoritmo de identificação de picos desenvolvido neste trabalho, basicamente, pré-processa o sinal de retorno para, então, aplicar umas das duas seguintes técnicas de identificação de picos: procura por Máximos ou Centroide.

A cada interação do *software*, é realizada uma calibração e, em seguida, uma procura por picos dentro da faixa especificada. A Figura 5.2 apresenta o algoritmo desenvolvido.

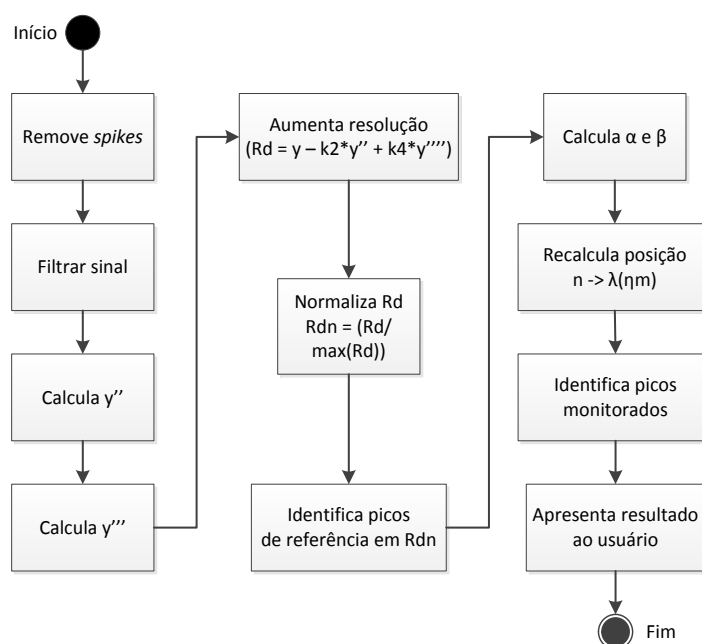


Figura 5.2 – Fluxograma apresentando o algoritmo de identificação de picos desenvolvido.

Primeiramente, o algoritmo trata o sinal removendo *spikes* que possam estar entre as amostras. Foi estipulado um valor de delta de $0,2 \mu\text{W}$, ou seja, se de uma amostra para a outra, a variação for maior que $0,2 \mu\text{W}$ o algoritmo ceifa a amostra em $0,2 \mu\text{W}$.

Em sequência, o sinal é filtrado com o tipo e a largura do filtro especificado. Após a remoção de *spikes* e suavização do sinal, são calculadas as derivadas de segunda e quarta ordem do sinal. Como o sinal apresenta ruído a cada etapa de derivação, o sinal é filtrado com um filtro de média móvel exponencial com largura de 15 amostras.

Com as derivadas calculadas, é realizado o aumento da resolução dos picos do sinal, utilizando a Equação (2.23) para k_2 e k_4 iguais a 10000 (ajustados empiricamente). Esse cálculo dá origem ao sinal R_d .

Realizado o aumento da resolução dos picos, o sinal Rd é normalizado, utilizando a Equação (5.1), o que dá origem ao sinal Rdn .

$$Rdn(i) = \frac{Rd(i)}{\max(Rd)}, \quad (5.1)$$

na qual $Rdn(i)$ é o valor normalizado da amostra de índice i , $Rd(i)$ é o sinal após o tratamento para aumentar a resolução e $\max(Rd)$ é o valor máximo do conjunto de amostras coletadas.

A normalização do espectro deve-se ao fato de que as fontes ópticas demonstraram uma variação da potência óptica em todo o espectro durante testes realizados com o interrogador desenvolvido. Isso fez com que o interrogador perdesse sua referência algumas vezes, visto que os valores de corte, em certas situações, ficavam acima da potência máxima do sinal.

Seguindo o fluxograma, inicia-se o processo de calibração. Nessa etapa, foram identificados os picos de referência, utilizando uma das técnicas especificadas pelo usuário (procura por Máximos ou Centroide).

Como visto antes, o filtro de Fabry-Perot utilizado apresenta uma resposta linear, porém não repetitiva. Seu coeficiente linear pode apresentar variações ao longo do tempo. Assim, o processo de calibração consiste em identificar as posições dos dois picos de referência e calcular o coeficiente linear (β) e angular (α) da curva de resposta do Fabry-Perot para cada varredura. Para o cálculo, são utilizadas as Equações (5.2) e (5.3).

$$\alpha = \frac{(\lambda_{ref2} - \lambda_{ref1})}{n_2 - n_1}, \quad (5.2)$$

$$\beta = \lambda_{ref1} - \alpha n_1 \quad (5.3)$$

na qual λ_{ref1} e λ_{ref2} são os comprimentos de onda dos picos de referência e n_1 e n_2 são as posições dos picos de referência identificadas.

Com a calibração completa, é dado início ao processo de interrogação dos picos a serem monitorados. Nessa etapa, são monitoradas as faixas definidas pelo usuário, procurando por picos. Para tal, utilizou-se a mesma técnica de identificação empregada anteriormente. Após, o resultado é apresentado ao usuário, finalizando o fluxograma.

Para uma melhor compreensão, a Figura 5.3 apresenta os diferentes estágios de um espectro, ao ser tratado pelo algoritmo desenvolvido.

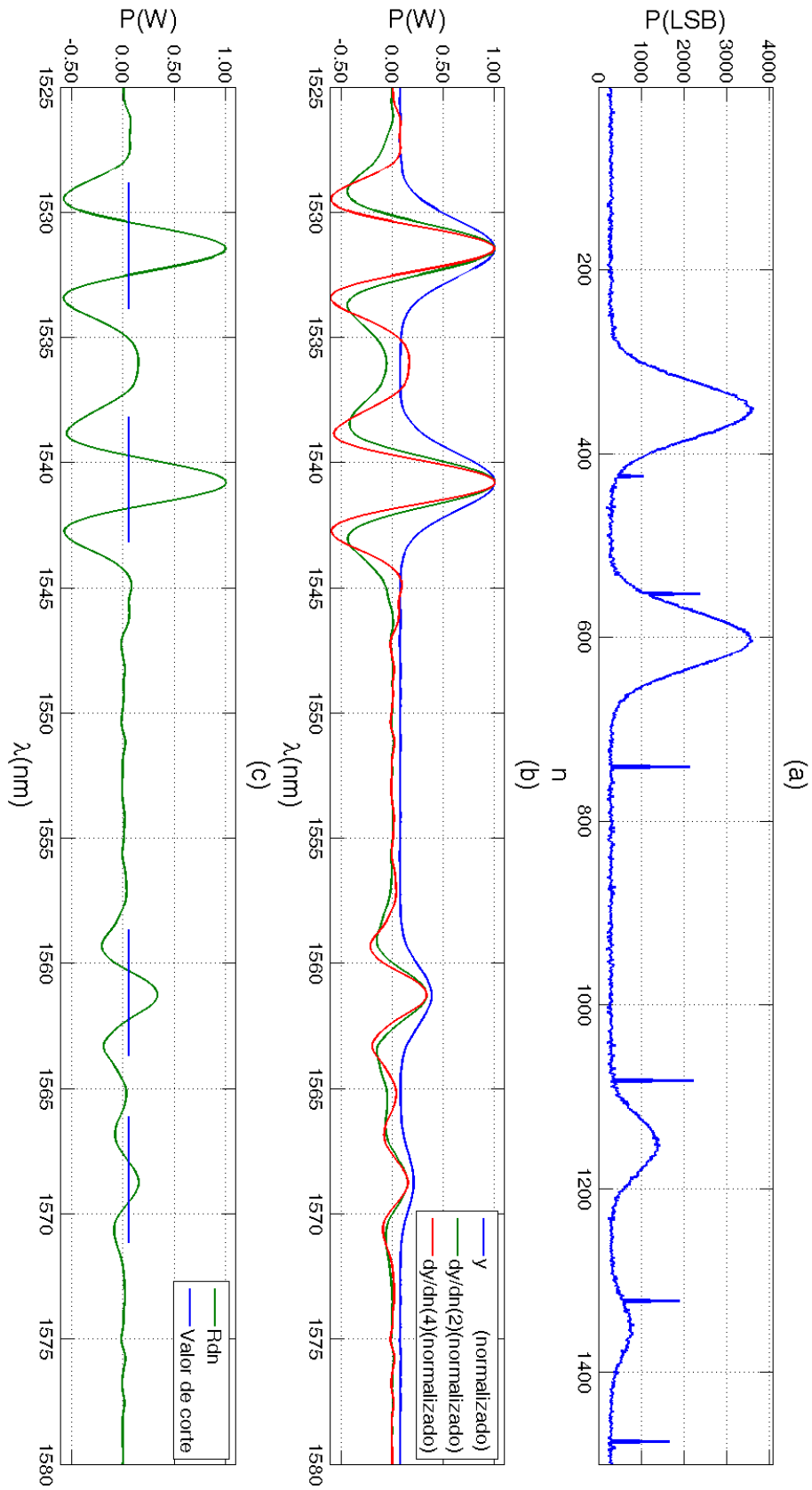


Figura 5.3 – Espectro em diferentes estágios do algoritmo: (a) espectro original com ruído; (b)espectro filtrado e suas derivadas de segunda e quarta ordem; e (c) espectro Rdn .

5.2. Técnicas de identificação implementadas

O *software* de aquisição é dotado de duas técnicas de identificação de picos: procura por máximos e cálculo de centroide. As razões de sua escolha entre as demais descritas no Capítulo 3, foram: o baixo custo computacional e a fácil implementação. Assim, foram geradas duas funções que executam essas técnicas.

A função de procura por máximos utilizada no projeto foi baseada em [69]. Esse algoritmo percorre um vetor dos pontos procurando por máximos. Ele é capaz de identificar não somente um pico, mas n picos dado um conjunto de pontos, em uma única execução.

Para que picos indesejados não sejam identificados como picos válidos o algoritmo leva em consideração dois valores: um limiar de corte e um limiar relativo. O limiar de corte é a amplitude mínima que a amostra deve ter para ser considerado pelo algoritmo. Ademais, a função precisa ainda de dois outros parâmetros: um ponto inicial e um ponto final de busca. A função “buscaMáximos()” é apresentada na Figura 5.4 e na Figura 5.5.

```
void buscaMáximos( uint16_t *data, uint16_t *picos, uint16_t *vales,
                  uint16_t inicio, uint16_t fim, uint16_t delta,
                  int16_t corte)
{
    uint16_t    i, j;
    uint16_t    mx, mn;
    uint16_t    mx_pos = 0;
    uint16_t    mn_pos = 0;
    uint16_t    picos_first = 1;
    uint16_t    num_picos = 0;
    uint16_t    num_vales = 0;

    mx = data[0];
    mn = data[0];

    for(i = inicio; i <= fim; i++)
    {
        if(data[i] > corte)
        {
            if(data[i] > mx)
            {
                mx_pos = i;
                mx = data[i];
            }
            if(data[i] < mn)
            {
                mn_pos = i;
                mn = data[i];
            }
        }
    }
}
```

Figura 5.4 – Função de busca de pico por máximos.

```

        if(picos_first && (data[i] < mx - delta))
        {
            picos[num_picos] = (mx_pos);
            ++(num_picos);
            picos_first = 0;
            i = mx_pos - 1;
            mn = data[mx_pos];
            mn_pos = mx_pos;
        }
        else
        {
            if(!picos_first && (data[i] > mn + delta) )
            {
                vales[num_vales] = (mn_pos);
                ++ (num_vales);
                picos_first = 1;
                i = mn_pos - 1;
                mx = data[mn_pos];
                mx_pos = mn_pos;
            }
        }
    }
}

```

Figura 5.5 – Função de busca de pico por máximos (continuação).

A outra função criada executa a técnica de identificação de pico por centroide. Ela leva em consideração três parâmetros para calcular a posição do pico. Em um primeiro momento, é preciso configurar um valor de corte, que é a amplitude mínima que a amostra deve ter para entrar no cálculo. Ainda, é necessário configurar o ponto inicial e o ponto final de busca. A função “buscaCentroide()” é apresentada na Figura 5.6.

```

uint16_t buscaCentroide(uint16_t *data, uint16_t size,
                        uint16_t inicio, uint16_t fim,
                        int16_t corte)
{
    uint16_t    pico = 0;
    uint32_t    numerador = 0;
    uint32_t    denominador = 0;
    uint16_t    i=0;

    for(i = inicio; i<fim; i++ )
    {
        if(data[i] > corte)
        {
            numerador = numerador + (i*data[i]);
            denominador = denominador + data[i];
        }
    }
    pico = numerador/denominador;
    return(pico);
}

```

Figura 5.6 – Função de busca de pico por centroide.

6. Resultados e discussão

Neste capítulo serão apresentados os ensaios realizados com o interrogador desenvolvido, objetivando a caracterização do equipamento. Assim, primeiramente, serão apresentados os ensaios para determinar a incerteza do interrogador desenvolvido.

Os resultados obtidos no protótipo serão comparados com os de equipamentos comerciais. Seguindo os testes, será realizado um ensaio para determinar a repetitividade do interrogador desenvolvido.

6.1. Caracterização da incerteza

Para a determinação da incerteza do equipamento foram realizados dois ensaios estáticos, onde foi interrogado um sensor de deslocamento que, internamente, apresenta duas FBGs. Os resultados obtidos utilizando o interrogador desenvolvido foram comparados com os de equipamentos comerciais.

Para os ensaios descritos abaixo, o *software* foi configurado para filtrar os sinais com um filtro móvel exponencial com uma largura de 30 amostras e somente foi utilizada a técnica de identificação de picos de procura por máximos.

6.1.1. Ensaio #1

Foi interrogado um sensor de deslocamento a FBG, desenvolvido pelo fabricante *FiberSensing* [70] (Figura 6.1). Esse sensor apresenta duas FBGs internamente. Quando sua haste sofre um deslocamento, uma das FBGs sofre uma deformação proporcional, deslocando assim a posição de um de seus picos.



Figura 6.1 – Visão do sensor de deslocamento. Na figura: (1) Cordão óptico e (2) haste de medição.

O sensor, em repouso, foi monitorado com o interrogador desenvolvido e seu espectro foi capturado utilizando o *software* de aquisição. A Figura 6.2 apresenta o espectro identificado do sensor em repouso.

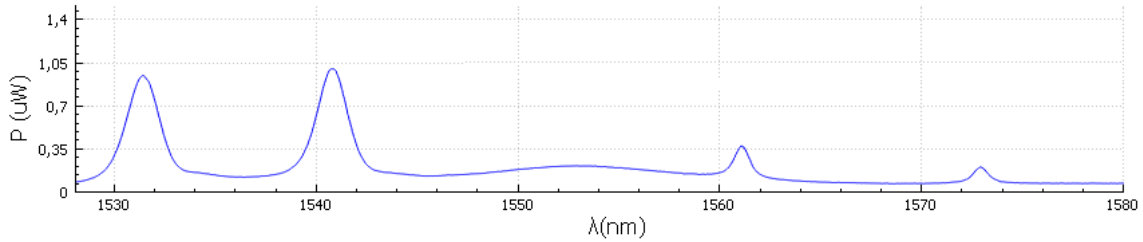


Figura 6.2 – Resposta do sensor em repouso, obtida com o protótipo desenvolvido.

Na Figura 6.2, observam-se quatro picos. Os dois primeiros são as redes de referência utilizadas, localizados respectivamente em 1531,487 nm e 1540,803 nm. Os dois picos seguintes são os picos referentes ao sensor.

Observando o gráfico (Figura 6.2), é possível verificar que os picos do sensor estavam localizados em torno de 1561 nm e 1572 nm. Através da Figura 6.2 é possível, também, que os picos referentes aos sensores apresentam potência óptica inferior a das redes de referência. Isso se justifica pelo espectro da fonte óptica utilizada e pelas perdas das emendas e conectores do circuito óptico.

Utilizando a opção de geração de *log*, foram registrados dois conjuntos de amostras, contendo aproximadamente 2000 pontos cada. Com as amostras coletadas, foi possível gerar os gráficos da Figura 6.3.

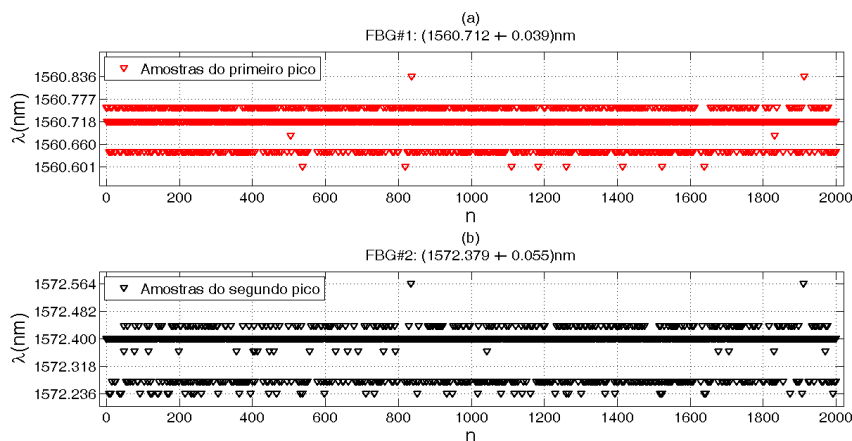


Figura 6.3 – Gráfico das amostras coletadas do sensor em repouso: (a) resposta FBG#1 e (b) resposta FBG#2.

É possível verificar na Figura 6.3 que os valores dos dois picos estão distribuídos entre três valores principais. Com o auxílio de um *software* matemático foi calculado o valor médio das amostras e seus desvios padrão, chegando aos valores de $(1560,712 \pm 0,039)$ nm e $(1572,379 \pm 0,055)$ nm, para o primeiro e o segundo pico, respectivamente.

6.1.2. Ensaio #2

Para o segundo ensaio, o sensor, com a haste totalmente deslocada (Figura 6.4), foi monitorado com o Interrogador desenvolvido e seu espectro foi novamente capturado utilizando o *software* de aquisição. A Figura 6.5 apresenta o novo espectro identificado do sensor com a haste deslocada.



Figura 6.4 – Vista do sensor com a haste deslocada. Na figura: (1) sensor com haste deslocada e (2) sargento segurando haste do sensor.

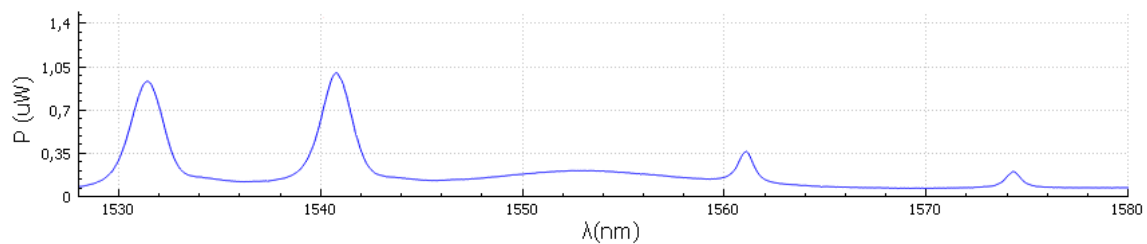


Figura 6.5 – Resposta do sensor com a haste deslocada, obtida com o protótipo desenvolvido.

Novamente, no espectro coletado (Figura 6.5), foi possível verificar que os dois picos referentes ao sensor estavam localizados em torno de 1561 nm e 1574 nm. Foram coletados dois novos conjuntos de pontos e, posteriormente, outras 2000 amostras, utilizando a opção de geração de *log*. Empregando essas novas amostras, foram gerados os gráficos da Figura 6.6.

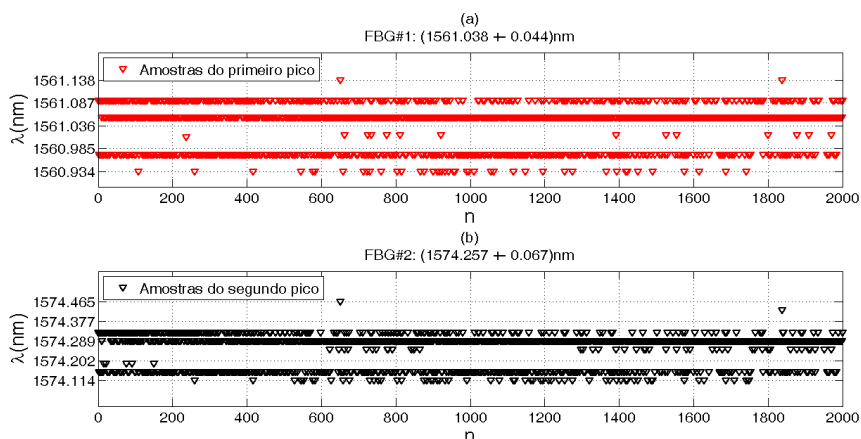


Figura 6.6 – Gráfico das amostras coletadas do sensor com haste deslocada: (a) resposta FBG#1 e (b) resposta FBG#2.

Com o auxílio de um *software* matemático, calculou-se o valor médio das amostras e seus respectivos desvios padrão, chegando aos valores de $(1561,038 \pm 0,044)$ nm e $(1574,257 \pm 0,067)$ nm, para a primeira e para a segunda FBG, respectivamente.

6.1.3. Análise dos resultados

Para validar as medidas realizadas, o sensor de deslocamento foi interrogado utilizando o OSA modelo AQ6370C, do fabricante YOKOGAWA [71]. A partir desta validação, foi possível verificar que o pico estático permanecia posicionado em 1562,434 nm. Já o móvel, ficou centrado em 1575,421 nm, quando em repouso, e em 1577,000nm, com a haste totalmente deslocada.

O sensor de deslocamento foi monitorado, também, com outros dois equipamentos comerciais: o SM125-200 da Micron Optics [72] e o OSA MS9710C do fabricante Anritsu [73]. As Tabela 6.1 e Tabela 6.2 apresentam um comparativo das medidas obtidas com os quatro equipamentos.

Tabela 6.1 – Comparativo das medidas obtidas no ensaio #1, entre o interrogador desenvolvido e os equipamentos comerciais, em nm

Ensaio #1 - Extensômetro em repouso				
Pico	Protótipo	OSA -AQ6370C	OSA – MS9710C	SM125
1	1561,055	1562,395	1566,240	1567,514
2	1572,870	1575,421	1579.360	1580,772

Tabela 6.2 – Comparativo das medidas obtidas no ensaio #2, entre o interrogador desenvolvido e os equipamentos comerciais, em nm

Ensaio #2 - Extensômetro com haste deslocada				
Pico	Protótipo	OSA -AQ6370C	OSA – MS9710C	SM125
1	1561,038	1562.434	1566.310	1567,509
2	1574,257	1577,000	1580,960	---

Durante o Ensaio #2, o SM125 não conseguiu identificar o comprimento de onda central da segunda FBG do sensor de deslocamento. Ainda, é possível observar, que existe uma diferença entre os valores identificados pelos três equipamentos comerciais utilizados (Tabela 6.1).

É interessante verificar, também, que as medidas obtidas com o interrogador desenvolvido se aproximam mais das medidas realizadas com o OSA-AQ6370C. Isso era esperado, visto que o OSA-AQ6370C foi o equipamento utilizado para interrogar as redes de referência. Assim, para o cálculo do erro relativo percentual, foram considerados os valores obtidos por esse equipamento como referência. A partir da Equação (6.1), foram calculados os erros relativos percentuais dos ensaios realizados. Os resultados são apresentados na Tabela 6.3.

$$\varepsilon_p = \frac{|\lambda_{medido} - \lambda_{referência}|}{\lambda_{referência}} \times 100 \quad (6.1)$$

Analisando as Tabela 6.3 e Tabela 6.4, pode-se verificar que os valores obtidos se aproximam bastante dos valores utilizados como referência, apresentando um erro relativo percentual menor que 0,2%.

Tabela 6.3 – Erro relativo percentual das medidas do ensaio #1. Extensômetro em repouso.

Pico	OSA -AQ6370C
1	0,108 %
2	0,193 %

Tabela 6.4 – Erro relativo percentual das medidas do ensaio #2. Extensômetro com haste deslocada.

Pico	OSA -AQ6370C
1	0,089 %
2	0,174 %

No que diz respeito à incerteza do protótipo desenvolvido, foi possível verificar quatro valores de desvio padrão durante os ensaios. Para a primeira FBG, 0,039 e 0,044 nm, para os ensaios #1 e #2, respectivamente. Já para a segunda FBG, foram obtidos os valores de 0,055 e 0,067 nm, para os ensaios #1 e #2, respectivamente.

As incertezas relacionadas às medidas da segunda FBG são relativamente maiores, comparadas com as incertezas da primeira FBG. Essa diferença pode ser justificada, pelo fato de que o sinal da segunda FBG apresenta uma amplitude máxima menor do que o sinal apresentado pela primeira FBG. Consequentemente seu SNR é bem menor, aumentando assim a incerteza da medida. Assim, foi adotado como a incerteza do equipamento desenvolvido, o pior valor de desvio padrão obtido, ou seja, 0,067 nm.

6.2. Caracterização da repetitividade

Segundo o Vocabulário Internacional de Metrologia (VIM) de 2012 [74], repetitividade é a “precisão de medição sob um conjunto de condições de repetitividade”.

O VIM também define as condições de repetitividade como: “Condição de medição num conjunto de condições, as quais compreendem o mesmo procedimento de medição, os mesmos operadores, o mesmo sistema de medição, as mesmas condições de operação e o mesmo local, assim como medições repetidas no mesmo objeto ou em objetos similares durante um curto período de tempo”.

Assim, para caracterizar a repetitividade do interrogador desenvolvido, 11 ensaios foram realizados, monitorando uma mesma FBG, com um intervalo de cinco minutos entre a realização de um ensaio e outro. Em cada ensaio foram realizadas 2000 medidas e retirado o valor médio, obtendo o gráfico da Figura 6.7.

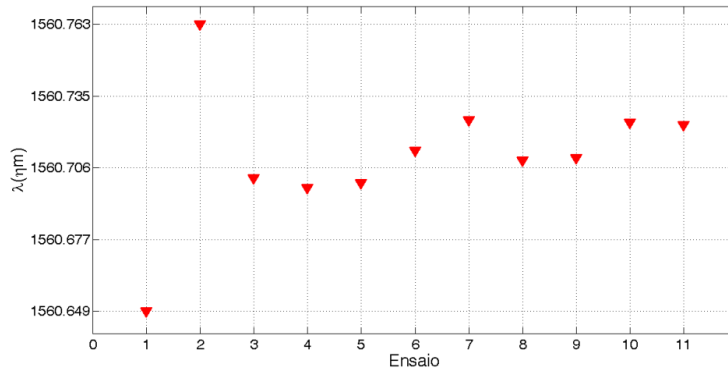


Figura 6.7 – Gráfico das medidas do ensaio de repetitividade.

Em posse desses valores, foi calculado o desvio padrão das medidas, obtendo o valor da repetitividade do interrogador. O valor encontrado foi de 0,027 nm ou 27 pm.

6.3. Resposta dinâmica

Apesar de não terem sido feitos testes dinâmicos, pode-se afirmar que o interrogador desenvolvido é capaz de interrogar sensores a uma frequência de aproximadamente 10 Hz.

É possível afirmar isso porque o sinal de sintonia gerado pelo sistema apresenta uma frequência de 10 Hz e o sistema utiliza somente metade do ciclo para fazer a aquisição das amostras. A Figura 6.8 mostra o ciclo de trabalho do interrogador.

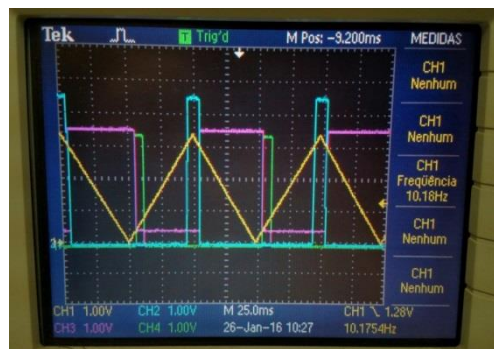


Figura 6.8 – Visão do ciclo de trabalho do interrogador. Sinais capturados: sintonia (amarelo), *trigger* (azul), aquisição (rosa) e envio das amostras (verde).

6.4. Faixa de trabalho

Apesar do FFP utilizado no projeto apresentar um faixa nominal de trabalho de 100 nm (1520 nm a 1620 nm), a faixa útil de interrogação é menor.

Observando os gráficos apresentados no Item 6.1, pode-se verificar que até, aproximadamente, 1545 nm, o espectro está sendo utilizado pelas FBGs de referência. Isso ocorre porque as redes de referência estão no mesmo ramo óptico dos sensores interrogados.

Podemos afirmar, assim, que a faixa útil de interrogação do equipamento desenvolvido é em torno de 55 nm.

Levando em consideração que um sensor FBG, em média, desloca-se no espectro, no máximo 3 nm, com a faixa de trabalho útil de 55 nm, seria possível interrogar a cada interação cerca de dezoito sensores FBG.

6.5. Levantamento do tempo de execução

Na versão atual do interrogador desenvolvido, a calibração e a identificação dos picos são realizadas pelo *software* de aquisição.

Contudo, foi realizado um teste de performance, com o objetivo de verificar a viabilidade da execução do algoritmo de calibração e identificação de picos utilizando o microcontrolador presente no interrogador

Como visto no Item 6.4, o interrogador apresenta uma frequência de trabalho de 10 Hz (período igual a 100 ms), ou seja, ele é capaz de executar 10 aquisições do espectro no intervalo de um segundo. Sendo que o tempo real de aquisição é em torno de 50ms, deixando 50ms para envio das amostras através da USB.

Foi gerada uma biblioteca contendo as funções utilizadas para a execução do algoritmo de identificação de picos no microcontrolador. Entre as funções geradas estão: média móvel exponencial, técnica de identificação por centroide, técnica de procura por máximo, derivação e normalização. Além disso, foi adicionada a essa biblioteca uma função de identificação de picos por aproximação de curva pelo método dos mínimos quadrados.

Com a biblioteca pronta, foi gerado um *firmware* de teste, onde o microcontrolador executa as funções descritas acima, de forma sequencial, para um vetor contendo 4096 amostras de um espectro genérico. Para simular o pior caso, o microcontrolador era forçado a utilizar as 4096 amostras, não possuindo faixas de busca.

Antes de executar qualquer uma das funções, um pino de uma porta digital do microcontrolador era configurado para apresentar nível alto (+3,3 V) e, após a execução da função, o pino era configurado pra nível baixo novamente (0 V). A cada final de execução, era gerado um atraso de 100 μ s para poder separar os pulsos de execução das funções. Com a ajuda de um osciloscópio, foi coletado o sinal gerado (Figura 6.9).

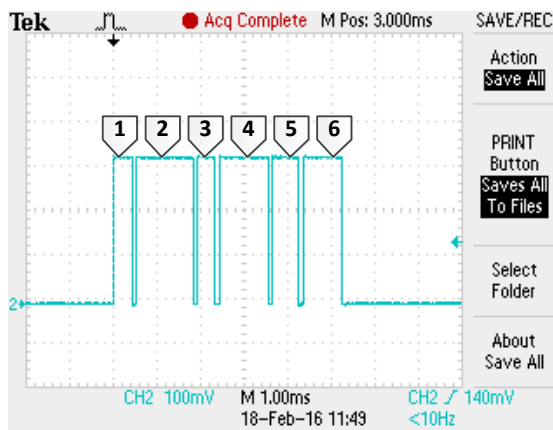


Figura 6.9 – Pulsos referentes a execução das funções: (1) centroide, (2) mínimos quadrados, (3) procura por máximos, (4) media móvel exponencial, (5) diferenciação central e (6) normalização.

A Tabela 6.5 apresenta os tempos de execução para cada função testada. Conhecendo esses valores, é possível verificar que a técnica que apresentou o pior desempenho foi a aproximação por mínimos quadrados, com um tempo de 1,280 ms.

Observando o algoritmo descrito no Item 5.1 e utilizando a técnica de identificação de pico de pior tempo de execução (método dos mínimos quadrados), foi estimado o tempo total do algoritmo para um vetor contendo 4096 amostras.

Tabela 6.5 – Tempo de execução das funções utilizando o microcontrolador, para 4096 amostras.

Função	Tempo (ms)
Centroide	0,460
Mínimos quadrados	1,280
Procura por máximos	0,420
Média móvel exponencial	1,100
Diferenciação central	0,620
Normalização	0,860

O tempo total ficou em torno de 12ms. É interessante observar que esse tempo é para a identificação dos picos em um conjunto de 4096 amostras, sendo que o interrogador atual utiliza 2048. Deste modo, pode-se estimar que o tempo de execução para 2048 seria a metade do tempo calculado, ou seja, 6 ms.

Assim, é possível afirmar que o interrogador seria capaz de executar todo o processamento da identificação de picos internamente, sobrando tempo ainda para enviar o resultado para o *software* de aquisição ou realizar outro processamento qualquer.

6.6. Levantamento de custos

Foi realizado um levantamento do custo aproximado do equipamento desenvolvido, com base em preços do mercado a varejo.

Para tal, foi levado em consideração os principais componentes ópticos que estariam no interrogador, além de uma estimativa de custo do circuito eletrônico como um todo (componentes, placas etc). A Tabela 6.6 apresenta os componentes e seus custos.

Desprezando o custo com desenvolvimento, o custo total, em material fica em aproximadamente US\$7.500,00. Apesar de relativamente alto, esse custo diminui se for dividido pelo número de sensores que o equipamento pode interrogar.

Tabela 6.6 – Custo de material do interrogador (em US\$).

Custo circuito eletrônico	< 200
Filtro Fabry-Perot	5600
Fotodetector	18
Fonte de sinal óptico	1500
Circulador óptico	120
Redes de referência	25

Como demonstrado no item anterior, para a faixa útil do equipamento desenvolvido, seria possível interrogar aproximadamente 18 sensores FBG. Assim, o custo do interrogador desenvolvido por FBG seria de aproximadamente USD 420,00.

7. Conclusão

O presente trabalho apresentou o desenvolvimento e a validação de um interrogador óptico microcontrolado, utilizando um filtro de Fabry-Perot como elemento ativo.

Para alcançar esse objetivo, foi elaborado um projeto de interrogador formado por um módulo óptico e um eletrônico, além de um *software* de aquisição. No módulo óptico, pode-se ressaltar a utilização de redes de Bragg como elementos de referência.

O módulo eletrônico teve o diferencial da utilização de um microcontrolador, capaz de realizar, ao mesmo tempo, a geração do sinal sintonia do filtro de Fabry-Perot e a aquisição do sinal de retorno capturado pelo fotodetector, utilizando um conversor D/A interno e um controlador de DMA.

O *software* de aquisição desenvolvido utilizou uma solução livre, baseada nas bibliotecas do Qt, podendo ser executado em diferentes tipos de sistemas operacionais. Através do *software* de aquisição, foi possível visualizar, de forma gráfica, o espectro coletado durante os testes realizados em laboratório e, também, registrar as informações coletadas através de uma funcionalidade de geração de *log*.

Com ensaios realizados em laboratório, foi possível caracterizar o interrogador desenvolvido, determinando sua precisão e repetitividade. Além disso, foi verificado que o equipamento apresentou um erro relativo menor que 0,2 %. A Tabela 7.1 apresenta um resumo das características do interrogador desenvolvido.

Tabela 7.1 – Características do interrogador desenvolvido.

Faixa de trabalho (nm)	1545 – 1620
Precisão (pm)	67
Repetitividade (pm)	27
Frequência de varredura (Hz)	10

7.1. Trabalhos futuros

O projeto descrito apresenta os primeiros passos para a criação de um protótipo de um interrogador de redes de Bragg. Assim, é sabido que existem pontos a serem melhorados. A seguir, são ressaltados alguns dos pontos principais.

7.1.1. Melhorias no circuito óptico

Para o circuito óptico, podemos ressaltar, primeiro, a inclusão de uma malha de referência. Assim, as FBGs de referência teriam um circuito óptico dedicado, com um fotodetector também dedicado. Essa mudança acarretaria em um aumento da banda de trabalho, visto que o espaço ocupado pelas FBGs de referência (1520 a 1545 nm) ficaria disponível para utilização.

Ainda nas FBGs de referência, seria interessante ter um controle de temperatura, para poder compensar possíveis desvios ocasionados pela sua variação. Esse controle garantiria uma maior confiabilidade nas medições.

Outro ponto seria a inclusão de uma fonte óptica dedicada, que apresente estabilidade e potência óptica mínima, de forma que possa ser incorporada ao circuito do interrogador. Um possível modelo a ser utilizado seria o SLED SLD 1128 do fabricante COVEGA [75].

Existe, ainda, a necessidade de diminuir as perdas de potência do circuito óptico, que estão, em parte, relacionadas ao fato dos componentes ópticos estarem ligados entre si através de conectores. A criação de um circuito óptico único, com o mínimo de conectores, iria garantir uma máxima transferência de potência de sinal óptico para iluminar as FBGs sensores.

Conseqüentemente, essa modificação iria diminuir a necessidade de amplificação do sinal de retorno, além de aumentar relação sinal-ruído do sinal.

7.1.2. Melhorias no circuito eletrônico

No circuito eletrônico, podemos ressaltar a inclusão de fotodetectores dedicados, retirando assim o fotodetector de bancada, que foi utilizado (PDA10CS). Essa mudança implicaria na criação de um circuito dedicado para o pré-processamento do sinal dos fotodetectores. Um modelo para possível utilização é o EPM605 do fabricante LUMENTUM [76].

Ainda pensando na ótica da eletrônica, outro ponto a ser trabalhado futuramente, seria a criação de uma fonte dedicada de baixo ruído. No presente projeto, para a alimentação do fotodetector (± 12 V) e do circuito de sintonia (+20 V) são utilizadas, respectivamente, uma fonte de bancadas de precisão e uma fonte de baixo ruído dedicada.

Estudos preliminares mostram que existe viabilidade da utilização de uma fonte de baixa tensão, +5V ou +12 V. Isso levaria à criação de um interrogador que poderia ser ligado, por meio do USB de um PC, ou poderia ser deixado ligado remotamente, utilizando uma bateria comercial de +12 ou +24 V, por exemplo.

7.1.3. **Melhorias no processamento**

Do lado computacional, existe a possibilidade para várias frentes de trabalhos. Em um primeiro momento, é necessário realizar um estudo mais aprofundado das técnicas de processamento de sinais para a remoção dos ruídos. Apesar de existirem técnicas mais eficientes, é preciso verificar a sua execução junto ao microcontrolador.

Também será necessária a realização de um estudo mais aprofundado para comparar as técnicas de identificação de picos junto ao sistema. Tal estudo poderia criar uma nova técnica, a partir da combinação das técnicas já existentes.

Outro desdobramento seria a criação de uma rotina de identificação de picos pelo interrogador óptico, sem a necessidade de processamento pelo *software* de aquisição.

Por fim, existe a busca pela melhoria da precisão do interrogador. A presente versão do interrogador apresenta uma precisão de 67 pm. Melhorando o processamento, é possível melhorar essa precisão, chegando às unidades de picômetros. Apesar disso, na presente versão, já é possível obter uma resposta em unidades de picômetros, ao utilizar a média das amostras por meio do *software* de aquisição.

Referências Bibliográficas

- [1] HILL, K.O., MELTZ, G., “Fiber Bragg grating technology fundamentals and overview”. **Journal of Lightwave Technology**, v. 15, n. 8, p.1263-1276, 1997.
- [2] YIN, S., RUFFIN, P.B., YU, F.T., **Fiber optic sensors**. 2 ed. Boca Raton, CRC Press, 2008.
- [3] ALLIL, R.C.S.B., WERNECK, M.M., “Optical High-Voltage Sensor Based on Fiber Bragg Grating and PZT Piezoelectric Ceramics”. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 60, n. 6, p. 2118-2125, Junho 2011.
- [4] MADINGOANE, K., 2004, *A Bragg grating Fabry-Perot filter for next-generation broadband wireless local area networks*, M.Ing, dissertation, Rand Afrikaans University, Johannesburg, South Africa.
- [5] UNIVERSITY OF ARKANSAS, **Laser Physics Lab: Experiment 4 The Fabry-Perot**. Disponível em: <<http://physics.uark.edu/lasers/LaserLab15.html>>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [6] HADJAJ, F., *et al.*, “Study of a Fabry-Perot Resonator”, **World Academy of Science, Engineering and Technology**, v. 7, n. 12, p. 1713-1717, 2014.
- [7] SMITH, S.W., “The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing”. Disponível em: < <http://www.dspguide.com/>>. Acesso em: Fevereiro 2016.
- [8] O’HAVER, T., “A Pragmatic Introduction to Signal Processing with applications in scientific measurement”. Disponível em: <<https://terpconnect.umd.edu/~toh/spectrum/IntroToSignalProcessing.pdf>>. Acesso em: Março 2016.
- [9] SEBORG, D.E. et al., **Process dynamics and control**. 3 ed. Hoboken, John Wiley & Sons, 2011.
- [10] AGILENT TECHNOLOGIES, “Uses of Derivative Spectroscopy”. Disponível em: http://www.whoie.edu/cms/files/derivative_spectroscopy_59633940_175744.pdf. Acesso em: 06 mar 2016.
- [11] ASHLEY, J.W., REILLEY, C.N., “De-Tailing and Sharpening of Response Peaks in Gas Chromatography”. **Analytical Chemistry**, [s.l.], v. 37, n. 6, p.626-630, Maio 1965.
- [12] MÉNDEZ, A., “Fiber Bragg grating sensors: a market overview”, **Third European Workshop On Optical Fibre Sensors**, [s.l.], p.1-6, 4 Julho 2007.

- [13] WERNECK, M.M., ALLIL, R.C.S.B., RIBEIRO, B.A., “Fiber Bragg grating temperature sensing system for large air cooled hydrogenerators”, **2011 Fifth International Conference On Sensing Technology**, [s.l.], p.329-334, Novembro 2011.
- [14] QIU, Ye et al., “Review on composite structural health monitoring based on fiber Bragg grating sensing principle”, **Journal Of Shanghai Jiaotong University (science)**, [s.l.], v. 18, n. 2, p.129-139, Abril 2013.
- [15] GEBREMICHAEL, Y.M. et al., “A field deployable, multiplexed Bragg grating sensor system used in an extensive highway bridge monitoring evaluation tests”. **IEEE Sensors Journal**, [s.l.], v. 5, n. 3, p.510-519, Junho 2005.
- [16] BUCK, T.C., MULLER, M.S., KOCH, A.W., “Fiber Bragg grating (FBG) sensor systems for monitoring of dynamic structural loads”, **International Multi-conference On Systems, Sygnals & Devices**, [s.l.], p.1-4, Março 2012.
- [17] RAMLY, R., KUNTJORO, W., RAHMAN, M.K.A., “Using Embedded Fiber Bragg Grating (FBG) Sensors in Smart Aircraft Structure Materials”, **Procedia Engineering**, [s.l.], v. 41, p.600-606, 2012.
- [18] ZHONG, Z.Y., ZHI, X.L, YI, W.J., “Oil Well Real-time Monitoring With Downhole Permanent FBG Sensor Network”, **2007 Ieee International Conference On Control And Automation**, [s.l.], p.2591-2594, Maio 2007.
- [19] SNELDERS, D.J.M., BOERSMA, A., “Development of thermostable FBG optical sensor for oil and gas applications”, **Proceedings Of The 8th International Conference On Sensing Technolog**, Liverpool, p.278-281, Setembro 2014.
- [20] MARQUES, R.S. et al., “Corrosion Resistant FBG-Based Quasi-Distributed Sensor for Crude Oil Tank Dynamic Temperature Profile Monitoring”, **Sensors**, [s.l.], v. 15, n. 12, p. 30693-30703, 5 Dezembro 2015.
- [21] ARKWRIGHT, J.W. et al., “Measurement of Muscular Activity Associated With Peristalsis in the Human Gut Using Fiber Bragg Grating Arrays”, **IEEE Sensors Journal**, [s.l.], v. 12, n. 1, p. 113-117, Janeiro 2012.
- [22] GIJBELS, A., et al., “Development and experimental validation of a force sensing needle for robotically assisted retinal vein cannulations”, **2015 IEEE International Conference On Robotics And Automation (icra)**, [s.l.], p. 2270-2276, Maio 2015.
- [23] TOSI, D. et al., “Fiber-optic chirped FBG for distributed thermal monitoring of ex-vivo radiofrequency ablation of liver”, **Biomedical Optics Express**, [s.l.], v. 5, n. 6, p. 1799-1811, 13 Maio 2014.
- [24] CHEN, J., LIU, B., ZHANG, H., “Review of fiber Bragg grating sensor technology”, **Frontiers Optoelectronics**, [s.l.], v. 4, n. 2, p.204-212, Junho 2011.

- [25] Rajan, G., Iniewski, K, *Optical fiber sensors : advanced techniques and applications*. Boca Raton. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2015.
- [26] Zhan, Y., Xue, S., Yang, Q., “Multiplexed reflective-matched optical fiber grating interrogation technique”, **Chinese Optical Letters**, vol. 5, no. 3, pp. 135–137, Março 2007.
- [27] ZHANG, J., ZHAO, H., “Matched FBG Application Research on Dynamic Sensing and Demodulation”, **2009 Symposium On Photonics And Optoelectronics**, [s.l.], p. 1-5, Agosto 2009.
- [28] ZHAN, Y. et al., “A linearity interrogation technique with enlarged dynamic range for fiber Bragg grating sensing”, **Optics Communications**, [s.l.], v. 283, n. 18, p. 3428-3433, Setembro 2010.
- [29] OLIVEIRA, R.P., NAZARE, F.V.B., WERNECK, M.M., “Development of a fiber Bragg grating single-point temperature sensor based on fixed filter demodulation technique”. **2013 Ieee International Instrumentation And Measurement Technology Conference (i2mtc)**, [s.l.], p. 1012-1016, Maio 2013.
- [30] SHI, Z., BOYD, R.W., “Fundamental limits to slow-light arrayed-waveguide-grating spectrometers”, **Optical Express**, [s.l.], v. 21, n. 6, p. 7793-7798, 22 Março 2013.
- [31] OKAMOTO, K., **Planar lightwave circuits. Fundamentals Of Optical Waveguides**, 2 ed, Amsterdam Boston: Elsevier, 2006.
- [32] NIEWCZAS, P. et al., “Performance Analysis of the Fiber Bragg Grating Interrogation System Based on an Arrayed Waveguide Grating”, **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [s.l.], v. 53, n. 4, p. 1192-1196, Agosto 2004
- [33] SANO, Y., YOSHINO, T., "Fast Optical Wavelength Interrogator Employing Arrayed Waveguide Grating for Distributed Fiber Bragg Grating Sensors", **Journal of Lightwave Technology**, v. 21, n. 1, p. 132-139, Janeiro 2003.
- [34] LIU, Z., LI, J., “Wavelength interrogator based on arrayed waveguide gratings”, **2010 2nd International Asia Conference On Informatics In Control, Automation And Robotics**, [s.l.], p. 335-338, Março 2010.
- [35] VALENTE, L.C.G., et al., “Combined time and wavelength multiplexing technique of optical fiber grating sensor arrays using commercial OTDR equipment”, **IEEE Sensors Journal**, [s.l.], v. 3, n. 1, p. 31-35, Fevereiro 2003.
- [36] FLUKE NETWORKS, **Informações sobre OTDR**. Disponível em: <<http://pt.flukenetworks.com/expertise/learn-about/otdr>>. Acesso em: 01 Março 2016.

- [37] IBSEN PHOTONICS, **I-MON High Speed Datasheet**. Disponível em: <<http://www.ibsenphotonics.com/wp-content/uploads/Ibsen-Product-Sheet-I-MON-High-Speed-V1.pdf>>. Acesso em: Outubro 2015
- [38] LLOYD, S.W., et al., “Compact optical fiber sensor smart node”, **Review Scientific Instruments**, [s.l.], v. 78, n. 3, p. 1-6, 2007.
- [39] PAN, J. K., KIM, J.D., MAO, W.K., “An Implementation of Tunable Fiber Bragg Grating Using Fabry-Perot Filter”, **2009 Spanish Conference On Electron Devices**, [s.l.], p. 353-356, Fevereiro 2009.
- [40] ALLAN, W.R., et al., “Multiplexed Fiber Bragg Grating Interrogation System Using a Microelectromechanical Fabry-Perot Tunable Filter”. **IEEE Sensors Journals**, [s.l.], v. 9, n. 8, p. 936-943, Agosto de 2009.
- [41] WANG, Y. et al., “Hardware embedded fiber sensor interrogation system using intensive digital signal processing”, **Journal Of Microwaves, Optoelectronics And Electromagnetic Applications**, [s.l.], v. 13, n. 2, p. 139-155, Dezembro 2014.
- [42] MICRON OPTICS, **Optical Sensing Interrogator SM125-500**. Número do documento: sm125-1502, 2015. Disponível em: < www.micronoptics.com >. Acesso em: 06 Março 2016.
- [43] ALAMANIOTIS, M., JEVREMOVIC, T., “Hybrid Fuzzy-Genetic Approach Integrating Peak Identification and Spectrum Fitting for Complex Gamma-Ray Spectra Analysis”. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, [s.l.], v. 62, n. 3, p. 1262-1277, Junho 2015.
- [44] NEGRI, L. et al., “Benchmark for Peak Detection Algorithms in Fiber Bragg Grating Interrogation and a New Neural Network for its Performance Improvement”, **Sensors**, [s.l.], v. 11, n. 12, p. 3466-3482, 24 Março 2011.
- [45] QIAO-YI, L., YAN-LING, X., SHOU-DUO, L., “A fiber grating temperature demodulator based on the tunable F-P filter”, **Proceedings Of 2013 2nd International Conference On Measurement, Information And Control**, [s.l.], p. 292-294, Agosto 2013.
- [46] DYER, S.D., et al., “Fundamental limits in fiber Bragg grating peak wavelength measurements”. **17th International Conference On Optical Fibre Sensors**, [s.l.], p. 88-93, 23 Maio 2005.
- [47] GONG, J.M. et al., “Enhancement of wavelength detection accuracy in fiber Bragg grating sensors by using a spectrum correlation technique”, **2002 15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest**, [s.l.], p. 155-158, Maio 2002.

- [48] CAUCHETEUR, C. et al., “Autocorrelation Demodulation Technique for Fiber Bragg Grating Sensor”, **IEEE Photonics Technology Letters**, [s.l.], v. 16, n. 10, p. 2320-2322, Outubro 2004.
- [49] HUANG, C., et al., “Demodulation of Fiber Bragg Grating Sensor Using Cross-Correlation Algorithm”, **IEEE Photonics Technology Letters**, [s.l.], v. 19, n. 9, p. 707-709, 2007.
- [50] TOSI, D., OLIVERO, M., PERRONE, G., “Performance analysis of peak tracking techniques for fiber Bragg grating interrogation systems”, **Journal Of Microwaves, Optoelectronics And Electromagnetic Applications**, [s.l.], v. 11, n. 2, p. 252-262, Dezembro 2012.
- [51] GURLEY, K.R., Computer Methods Notes, “Numerical Methods Lecture 5 - Curve Fitting Techniques”, Disponível em: <<http://web.iitd.ac.in/~pmvs/courses/mel705/curvefitting.pdf>>. Acesso em: Janeiro 2016.
- [52] BODENDORFER, T. et al., “Comparison of different peak detection algorithms with regards to spectrometric fiber Bragg grating interrogation systems”, **2009 International Symposium On Optomechatronic Technologies**, [s.l.], p. 122-126, Setembro 2009.
- [53] NATIONAL INSTRUMENTS, **Site do LabView**. Disponível em: <www.ni.com/labview>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [54] NATIONAL INSTRUMENTS, **Página das soluções de aquisição**. Disponível em: <www.ni.com/data-acquisition/pt>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [55] THORLABS, **ASE-FL7002: 1530-1610nm ASE White Light Source**, Número do documento: ASE-FL 7002-SpecSheet, Disponível em: <<https://www.thorlabs.com>>, Acesso em: 06 Março 2016.
- [56] MICRON OPTICS, **Fiber Fabry-Perot Tunable Filter | FFP-TF2**, Número do documento: FFP-TF2_1303.b_1303.2, 2010. Disponível em: <www.micronoptics.com>. Acesso em: 02 Outubro 2015.
- [57] TEKTRONIX, **PWS4305 datasheet**, Número do documento: 3GW-25253-5, 2012, Disponível em: <<http://sg.tek.com/datasheet/pws4000-dc-power-supply>>. Acesso em: 10 Janeiro 2016.
- [58] GILBERT, S.L., SWANN, W.C., “Acetylene 12C2H2 absorption reference for 1510 nm to 1540 nm wavelength calibration – SRM 2517a”, **National Institute of Standards and Technology**, Fevereiro 2001.
- [59] OPTOLINK, **Circulador Óptico à Fibra: COFO**, Disponível em: <<http://www.optolink.com.br>>. Acesso em: 06 Março 2016.

- [60] THORLABS, **PDA10CS InGaAs Switchable Gain Detector User Guide**. Revisão C de Abril de 2014. Disponível em: <<https://www.thorlabs.com>>. Acesso em: 01 Outubro 2015.
- [61] WAVESHARE, **Open1768 Wiki**. Disponível em: <<http://www.waveshare.com/wiki/Open1768>>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [62] NXP SEMICONDUCTORS, **LPC1768 datasheet**, Número do documento: LPC1769_68_67_66_65_64_63, 2011. Disponível em: <<http://www.nxp.com/>>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [63] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, **LM358-N datasheet**, Disponível <<http://www.ti.com>>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [64] KEIL, **Getting Started: Creating Applications with μ Vision[®]4**. Disponível em: <<http://www.keil.com/product/brochures/uv4.pdf>>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [65] MIYADAIRA, A.N., **Microcontroladores PIC18: Aprenda e Programe em Linguagem C**. 4 ed. São Paulo, Editora Érica Ltda., 2013.
- [66] BRC-ELECTRONICS, **Driver Virtual COM port**. Disponível em:<<http://www.brc-electronics.nl/>>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [67] QT, **Informações sobre o Qt**. Disponível em: <<http://www.qt.io/>>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [68] QCUSTOMPLOT, **Informações sobre o QCustomPlot**. Disponível em: <<http://www.qcustomplot.com/>>. Acesso em: 26 Março 2016.
- [69] Billauer, E., **Peak detection using MATLAB**, Disponível em: <<http://billauer.co.il/peakdet.html>>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [70] HBM FIBERSENSING, **Fibersensing website**. Disponível em: <<http://www.fibersensing.com/>>. Acesso em: 26 Março 2016.
- [71] YOKOGAWA METERS & INSTRUMENTS CORPORATION, **AQ6370 Series: Optical Spectrum Analyser**, Número do documento: AQ6370SR-10EN. Disponível em: <<http://tmi.yokogawa.com>>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [72] MICRON OPTICS, **Optical Sensing Interrogator SM125-200**. Número do documento: sm125_1502, 2015. Disponível em: <www.micronoptics.com>. Acesso em: 06 Março 2016.
- [73] ANRITSU CORPORATION, **MS9710C Optical Spectrum Analyzer Operation Manual**, 11th Edition, Número do documento: M-W1579AE-11.0. Disponível em: <<http://www.anritsu.com>>. Acesso em: 06 Março 2015.
- [74] INMETRO, **Vocabulário Internacional de Metrologia: Conceitos fundamentais e gerais e termos associados (VIM 2012)**, Duque de Caxias, 2012.

- [75] COVEGA CORPORATION, **SLD-1128 Super Luminescent Diode**, Número do documento: 7.1.2.SP.1128 Rev B. Disponível em: <<http://www.covega.com>>. Acesso em: 06 Março 2015.
- [76] LUMENTUM OPERATIONS LLC, **C-Band, L-Band, Pass-Band Low-Leakage PIN Photodiodes: EPM 6xx Series**, Número do documento: EPM6XX-DS-OC-AE, 2015. Disponível em: <<http://www.lumentum.com>>. Acesso em: 06 Março 2016.

Anexo A

Neste item são descritos os campos janela do *software* de aquisição. A Figura A.1 apresenta a visão da janela do *software* com a aba principal selecionada.

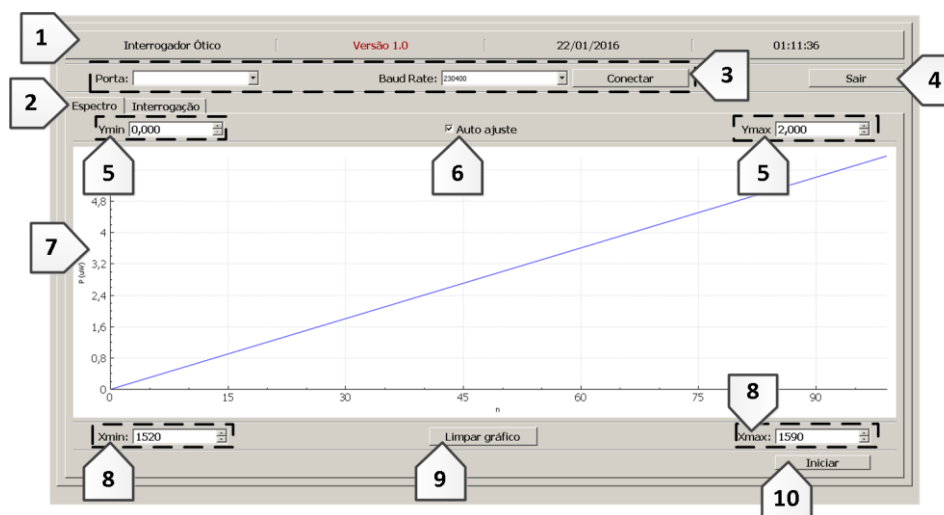


Figura A.1 – Vista da janela do *software* de aquisição, com a aba principal selecionada.

Na janela (Figura A.1), podemos encontrar os seguintes campos:

Campo 1: BARRA DE INFORMAÇÕES

Nesse campo, são apresentadas informações gerais, tais como: a versão do *software* de aquisição e o dia e hora da presente execução.

Campo 2: ABA DE SELEÇÃO

Nesse campo, o usuário seleciona qual modo ele deseja visualizar: modo de interrogação ou modo de visualização do espectro.

Campo 3: CONEXÃO

Nesse campo, o usuário pode configurar e iniciar uma conexão com o interrogador. Nas caixas de combinação, o usuário poderá escolher o nome da porta serial a ser utilizada e sua taxa de transmissão. O botão presente nesse campo serve para conectar e desconectar a porta.

Campo 4: BOTÃO SAIR

Nesse campo, o usuário poderá finalizar o *software* de aquisição. Ao finalizar, o interrogador recebe uma mensagem para cessar sua varredura e o *software* desconecta a porta de comunicação.

Campo 5: AJUSTE EIXO Y

Nesse campo, o usuário pode realizar ajustes para definir a faixa de visualização do espectro no eixo y.

Campo 6: AJUSTE AUTOMÁTICO DOS EIXOS

Nessa dessa caixa de seleção, o usuário pode habilitar ou desabilitar o auto ajuste dos eixos. Se habilitado, o *software* identifica os valores máximos e mínimos dos eixos e define automaticamente com a faixa de visualização.

Campo 7: GRÁFICO DO ESPECTRO

Nesse campo, é apresentado o espectro identificado pelo interrogador. Trata-se do espectro cru, sem um pré-processamento complexo. O único tratamento que esse espectro recebe é a remoção de *spikes*.

Campo 8: AJUSTE EIXO X

Esse campo é equivalente ao campo 5, ajuste do eixo y, para o eixo x. Ele permite ao usuário realizar ajustes para definir a faixa de visualização do espectro no eixo x.

Campo 9: BOTÃO LIMPAR

O botão “Limpar” permite ao usuário limpar o gráfico apresentado no campo 7.

Campo 10: BOTÃO INICIAR/PARAR

O botão “Iniciar/Parar” permite ao usuário iniciar ou parar a varredura do espectro realizada pelo interrogador.

ABA DE INTERROGAÇÃO

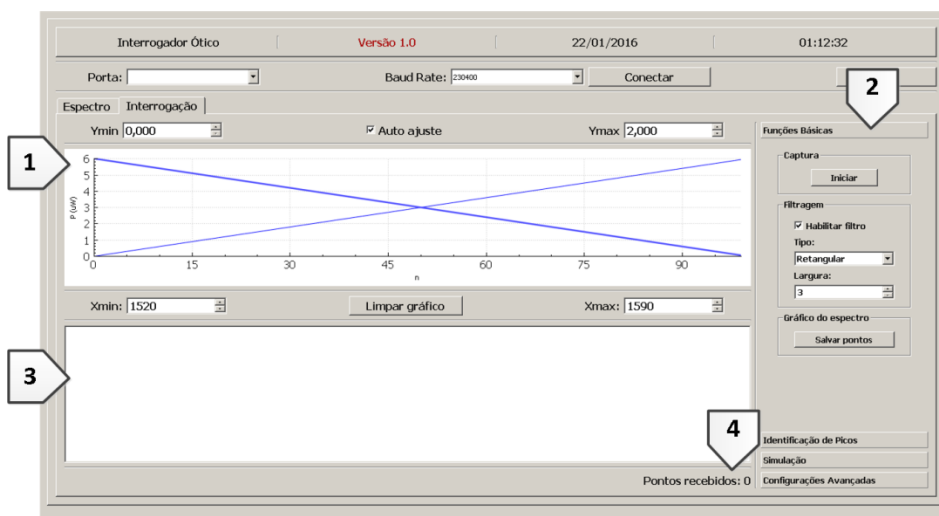


Figura A.2 – Vista da aba de interrogação do *software* de aquisição.

Na aba de interrogação do *software* de aquisição (Figura A.2), temos os seguintes campos:

Campo 1: GRÁFICO DO ESPECTRO

Nesse campo, são apresentados os gráficos do espectro de interrogação ou o espectro de referência, caso o usuário habilite através do menu de funções básicas. O espectro referência serve para auxiliar a etapa de calibração. Já o espectro de interrogação é utilizado no auxílio do processo de interrogação.

Campo 2: MENU DE FUNÇÕES

O menu de funções contém as abas com as principais funções do *software*. Entre essas abas estão: a aba de com as “Funções básicas”, a aba de “Identificação de picos”, a aba de “Simulação” e a aba de “Configurações avançadas”.

Campo 3: RESULTADO

Nesse campo, são apresentados os resultados obtidos na etapa de interrogação. Caso algum pico seja identificado, o *software* irá apresentar nesse campo o seu comprimento de onda central, sua amplitude no ponto central, seu FWHM e valor médio de seu pico. O número de médias é especificado na aba de “Identificação de picos”.

Campo 4: CONTADOR DE DADOS

O campo contador de dados serve para validar o recebimento dos pontos pela serial. Na versão atual do *software*, é esperado que o interrogador envie 2048 pontos. Caso exista uma perda de mensagens ou problemas com a comunicação esse número, ele fica abaixo do valor de 2048.

MENUS DE FUNÇÕES

Existem quatro abas de funções: “Funções básicas” (Figura A.3.(a)), “Identificação de picos” (Figura A.3.(b)), “Simulação” (Figura A.4.(a)) e “Configurações avançadas” (Figura A.4.(b)).

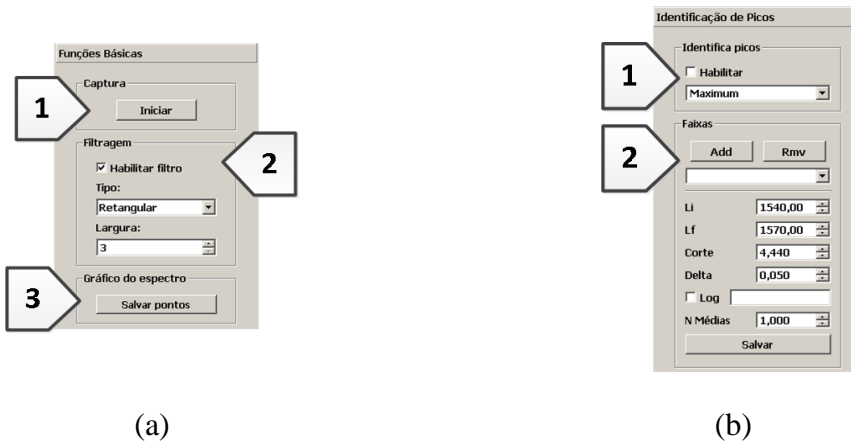


Figura A.3 – Vista das abas de funções: (a) Funções básicas, (b) Identificação de picos.

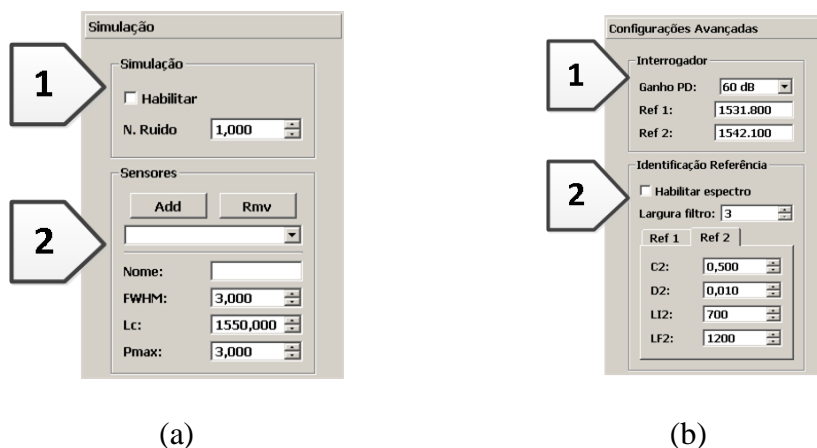


Figura A.4 – Vista das abas de funções: (a) Simulação, (b) Configurações.

FUNÇÕES BÁSICAS

Na aba de “Funções básicas”, o usuário encontra os seguintes campos:

Campo 1: CAPTURA

Nesse item, encontra-se o botão “Iniciar/Parar”. Como o botão presente na aba principal, esse botão serve para iniciar ou parar o processo de varredura do espectro.

Campo 2: FILTRAGEM

Nesse campo, o usuário pode habilitar ou desabilitar a filtragem do espectro de interrogação, utilizando a caixa de seleção “Habilitar”. Ao habilitar a filtragem do sinal de interrogação, o usuário tem a possibilidade de escolher o tipo de filtro, pela caixa de combinação “Tipo”. Entre as opções possíveis estão: “Retangular”, “Triangular”, “Pseudo-Gaussiano” e “Exponencial”. A largura do filtro é definida através do campo incremental “Largura”.

Campo 3: GRÁFICO DO ESPECTRO

Esse campo contém um botão que permite ao usuário salvar os pontos do espectro. Esses pontos são salvos como um *script* de MATLAB, possibilitando que o usuário gere o gráfico automaticamente.

IDENTIFICAÇÃO DE PICOS

Na aba “Identificação de picos”, o usuário encontra os seguintes campos:

Campo 1: HABILITAR

Nesse campo o usuário é capaz de habilitar ou desabilitar a identificação de picos por meio da caixa de seleção “Habilitar”. Nesse campo encontra-se, também, uma caixa de combinação, pela qual o usuário é capaz de selecionar o tipo de técnica utilizada para a identificação dos picos.

Campo 2: FAIXAS

No campo “Faixas” o usuário é capaz de adicionar as faixas de procura que serão utilizadas pela técnica de identificação selecionada. O ponto inicial e o ponto final de procura dos picos são definidos pelos campos incrementais “Li” e “Lf”,

respectivamente. Além disso, é possível definir também os valores de “Corte” e de “Delta”, utilizados pelas técnicas de identificação de picos.

Por meio desse campo é possível, também, habilitar ou desabilitar a geração de *log*, utilizando a caixa de seleção “Log”. O nome do arquivo de *log* é definido por meio da caixa de texto ao lado da caixa de seleção.

Finalmente, por meio do campo incremental “N. médias”, o usuário é capaz de definir um número de amostras para o cálculo do valor médio do resultado.

SIMULAÇÃO

Na aba “Simulação” (Figura A.4.(a)), o usuário encontra os seguintes campos:

Campo 1: SIMULAÇÃO

Nesse campo o usuário pode habilitar ou desabilitar a simulação de um espectro. Por meio do campo incremental, é possível definir o nível de ruído do espectro simulado.

Campo 2: SENSORES

No campo “Sensores”, o usuário é capaz de adicionar e remover sensores FBG ao espectro simulado. É possível especificar o FWHM, sua amplitude máxima e o valor do comprimento de onda central do sensor.

CONFIGURAÇÕES AVANÇADAS

Na aba “Configurações avançadas” (Figura A.4.(b)), o usuário encontra:

Campo 1: INTERROGADOR

Nesse campo, é possível definir o ganho do fotodetector por intermédio do campo “Ganho PD”. Entre os valores possíveis para o ganho estão: 0, 10, 20, 30, 40, 50, 60 e 70 dB. Nos campos “Ref1” e “Ref2”, os usuários definem os valores das redes de referência, em nm.

Campo 2: IDENTIFICAÇÃO DE REFERÊNCIA

Esse campo tem a finalidade de definir os valores de corte e a faixa de procura para o algoritmo de identificação de picos. Para auxiliar na definição, é possível

habilitar a visualização do espectro através da caixa de seleção “Habilitar espectro”. Ao habilitar a visualização do espectro, ele aparecerá em vermelho. Na aba Ref1, são configurados os valores para a primeira referência e, na aba Ref2, são definidos os valores para a identificação da segunda referência.

Anexo B

Nesse anexo, são apresentados os passos para a calibração do interrogador. O processo de calibração do interrogador consiste em identificar os índices das amostras referentes às posições das redes de calibração do interrogador e, assim, obter uma equação que relacione o índice de uma amostra a um comprimento de onda.

Em primeiro lugar, é preciso garantir que a identificação de picos esteja desabilitada na aba de “Identificação de Picos”. Em seguida, é preciso habilitar o gráfico do espectro de referência, no menu de “Configurações Avançadas”, selecionando a caixa de seleção “Habilitar espectro” no campo “Identificação de Referência”.

Ao pressionar o botão “Iniciar” no menu de “Funções Básicas,” o interrogador iniciará sua varredura do espectro. Nessa etapa, o interrogador irá apresentar um espectro em função de n , onde n é o número de amostra coletada (Figura B.1).

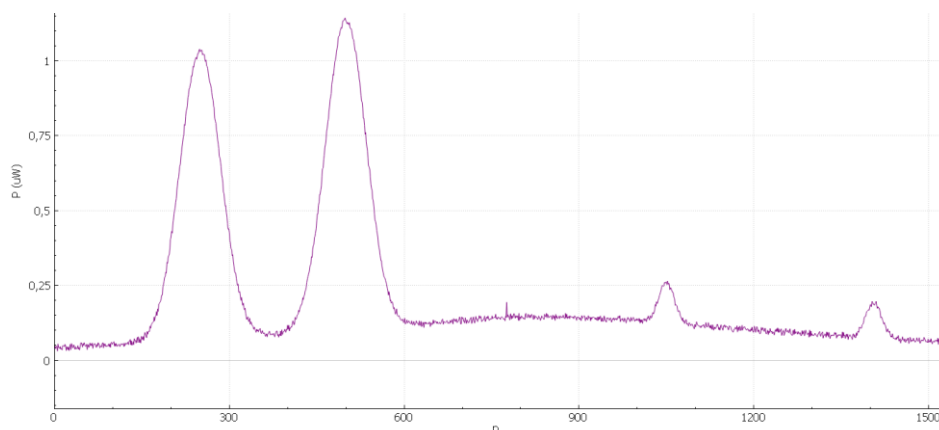


Figura B.1 – Espectro em função do número de amostras.

Caso o espectro apresente muito ruído, é possível aumentar a largura do filtro de média móvel utilizado no espectro de referência, modificando o valor do campo “Largura filtro”, no menu de “Configurações avançadas”. Para esse exemplo, a largura foi configurada com um valor de 15.

Por meio da aba “Interrogação” (Figura B.2), é possível verificar o espectro após a remoção de *spikes*, filtragem e aumento de resolução de picos. Esse é o espectro que será utilizado pelo algoritmo de identificação de picos.

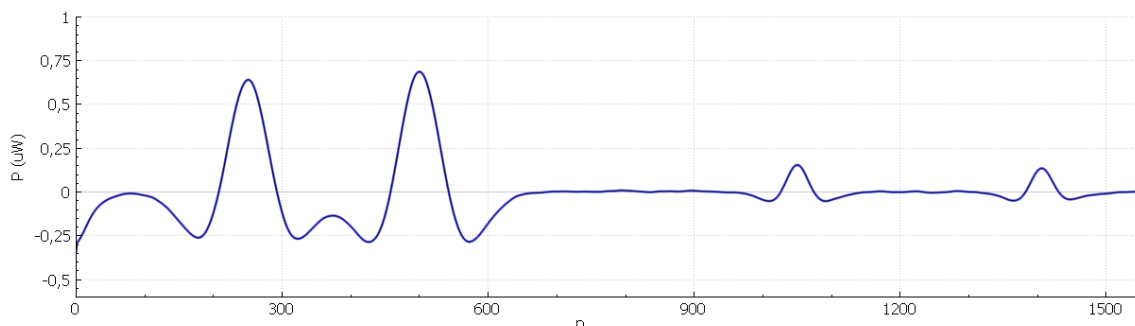


Figura B.2 – Espectro após remoção de *spikes*, filtragem e aumento de resolução de picos.

Nesse espectro (Figura B.2), o primeiro pico está entre a amostra 100 e 450, e o segundo pico está entre a amostra 450 e 700.

No gráfico (Figura B.2), também, é possível identificar um ponto de corte para que amostras abaixo desse valor sejam descartadas pelo algoritmo de identificação de picos. Para esse exemplo, foi estipulado o valor de $0,4 \mu\text{W}$.

Todos esses valores devem ser configurados, na aba “Ref 1” e na aba “Ref 2”, no menu de “Configurações Avançadas”. Com os parâmetros para identificação dos picos de referência configurados, é possível habilitar a identificação de picos no menu de “Identificação de Picos”.

A partir desse instante, os espectros serão apresentados no domínio do comprimento de onda, como é visto na Figura B.3.

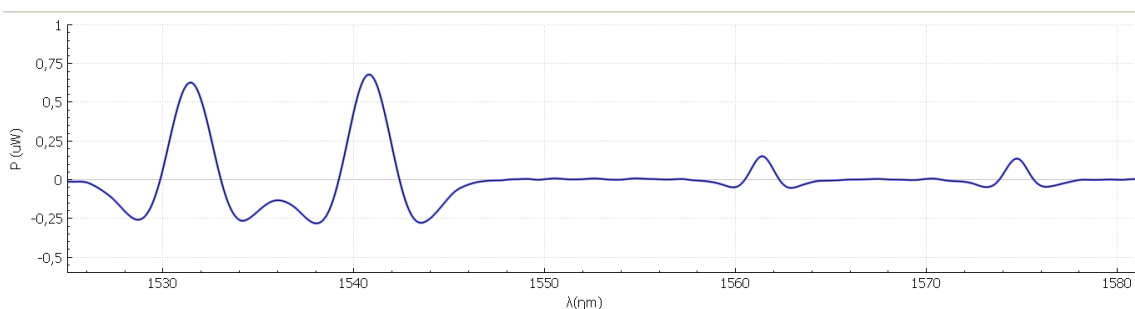


Figura B.3 – Espectro após calibração.

Anexo C

Com o intuito de possuir um algoritmo que consiga identificar os parâmetros de uma FBG (posição do pico, amplitude máxima e FWHM), foram realizadas simulações utilizando MATLAB. A cada teste que era realizado com o protótipo durante a etapa de desenvolvimento o modelo era realimentado com novas informações do sinal real. Os *scripts* de teste estão presentes nesse Anexo.

Para todas as simulações, foi adotado um sinal do tipo gaussiano como modelo do sinal refletido por uma FBG, como apresentado em [33], A Equação (C.1) descreve o sinal de retorno.

$$R_{FBG}(\lambda) = A_{\max} \exp\left[k \frac{(\lambda - \lambda_b)^2}{(FWHM)^2}\right], \quad (C.1)$$

na qual $k = -4\ln(2)$, λ_b é a posição do pico central, A_{\max} é a amplitude máxima do sinal e FWHM é a largura do sinal, quando este apresenta a metade da amplitude máxima.

No *script* a seguir, são gerados quatro picos. Dois referentes às redes de calibração e dois referente às redes sensores. São adicionados ao sinal original ruído e *spikes*. O algoritmo de identificação remove os *spikes*, filtra o sinal e executa a técnica de procura por máximos. A seguir é apresentado o *script* de simulação.

```
%=====
%Universidade Federal do Rio de Janeiro
%Mestrado em Engenharia Elétrica - Instrumentação e Fotônica
%
%Descrição:
%   Script de teste para execução do algoritmo de
%   identificação de pico.
%
%Autor: Rodrigo Emanuel de Britto Andrade Barros
%=====

%
%simulacao_interrogador
%
clear;
format shortEng;
format compact
intmax('uint16');
%=====
%Definicao e inicializacao das constantes
%=====
size = 2048;
k1 = -4*log(2);
x = 1:1:size ;
%Definicao do valor das redes de referencia
lc1 = 1531.440;
lc2 = 1540.800;
%pc = posicao do pico central
pc1 = 350;
pc2 = 1150;
```

```

pc3 = 1350;
pc4 = 600;

%amplitude
amp1 = 3700;
amp2 = 1230;
amp3 = 530;
amp4 = 3700;

%FWHM = Full width half medium
FWHM1 = 70;
FWHM2 = 70;
FWHM3 = 70;
FWHM4 = 70;

corte = 1;

relative_threshold = 10;
threshold = 100;
width = 20;
t = [];
alfa_medio = 0;
alfa_anterior = 0;

while(length(t) < 1000)

    xx = [];
    yy = [];
    ResultadoFit = [];
    ResultadoRod = [];

    %=====
    %                gera o sinal de retorno
    %=====
    a = 6.0;
    b = 10.00;
    valor_r = (b-a).*randn(1,1) + a;
    a = 0.90;
    b = 0.95;
    valor_ra = (b-a).*randn(1,1) + a;

    pc1 = 350 + valor_r;
    pc2 = 1150 + valor_r;
    pc3 = 1350 + valor_r;
    pc4 = 600 + valor_r;

    y1 = uint16(amp1*exp(k1*((x - pc1)/FWHM1).^2) );
    y2 = uint16(amp2*exp(k1*((x - pc2)/FWHM3).^2) );
    y3 = uint16(amp3*exp(k1*((x - pc3)/FWHM3).^2) );
    y4 = uint16(amp4*exp(k1*((x - pc4)/FWHM4).^2) );
    y = y1+y2+y3+y4 + 300;
    y = y*valor_ra;
    %=====

    %=====
    %                adiciona ruido nas amostras
    %=====
    noise = uint16(0.01*amp1*(randn(1, length(x))));
    y_noise = y+noise;
    noise = uint16(0.01*amp1*(randn(1, length(x))));
    y_noise = y_noise-noise;
    %=====

    %=====
    %                adiciona spikes as amostras
    %=====
    qtd_aleatorios = abs(round((10-5).*rand(1,1))+5);
    a = 1;

```

```

b = size;
pos_aleatorios = abs(round((b-a).*rand(1,qtd_aleatorios)));
for(i=1:1:length(pos_aleatorios))
    if(pos_aleatorios(i) == 0)
        pos_aleatorios(i) = 1;
    end
    if(pos_aleatorios(i) > size )
        pos_aleatorios(i) = size;
    end
end

a = 1000;
b = 3000;
val_aleatorios = abs(round((b-a).*rand(1,qtd_aleatorios)));
for(i=1:1:qtd_aleatorios)
    y_noise(pos_aleatorios(i)) =
y_noise(pos_aleatorios(i))+val_aleatorios(i);
end

for i=1:1:length(y_noise)
    if(y_noise(i)<0) y_noise(i) = 0;
    end
end
for i=1:1:length(y_noise)
    if(y_noise(i)>4095) y_noise(i) = 4095;
    end
end
end
%=====

%=====
% inicio do algoritmo de identificacao de picos
%=====

%remove spikes
ysmooth = RBDSP_removeSpikes(y_noise, 100);

%filtra o sinal
ysmooth=RBDSP_mediaMovelExponencial(ysmooth, width/2);
v = ysmooth;

%calcula a derivada de segunda ordem
yderivada2 = [];
yaux = ysmooth;
for i=1:1:2
    yderivada2 = deriv(yaux);
    yderivada2 = RBDSP_mediaMovelExponencial(yderivada2, width);
    yaux = yderivada2;
end

%calcula a derivada de quarta ordem
yderivada4 = [];
yaux = ysmooth;
for i=1:1:4
    yderivada4 = deriv(yaux);
    yderivada4 = RBDSP_mediaMovelExponencial(yderivada4, width);
    yaux = yderivada4;
end

%aumenta a resolucao dos picos
k2 = 10000;
k4 = 100000000;
yfinal = v - k2*yderivada2 + k4*yderivada4;
yfinal = 10*(yfinal / max(yfinal));

%identifica picos de referencia

```

```

ResultadoRod = RBDSP_identificaPicosMax (x, yfinal, 5, 0.1, 1, size );

%calcula o alfa e o beta da reta
if(length(ResultadoRod) > 0 )
    alfa = (1540.8000 - 1531.4400)/(ResultadoRod(1,2) -
ResultadoRod(1,1));
    alfa_medio = alfa/10 + alfa_medio - alfa_anterior/10;
    t = [t alfa_medio];
    alfa_anterior = alfa;
    beta = 1531.4400 - alfa*ResultadoRod(1,1);
end

%identifica picos dos sensores
ResultadoRod2 = RBDSP_identificaPicosMax (x, yfinal, 10, 0.01, 2250/2,
2350/2);
ResultadoRod2 = [ ResultadoRod2 RBDSP_identificaPicosMax (x, yfinal,
10.2, 0.01, 2650/2, 2750/2) ]

%=====

%=====
%
%                apresenta os gráficos
%=====

%recalcula os valores do eixo x, transformando para o dominio do
%comprimento de onda
xn = (alfa.*x)+beta;

subplot(2,2,1);
h1 = plot(x, y_noise, 'LineWidth',2 );
axis([1 size 0 5000]);
grid on;
ylabel('P(LSB)', 'fontsize',20);
xlhand = get(gca, 'xlabel');
set(xlhand, 'string', 'n', 'fontsize',20);
set(gca, 'FontSize',16);
yt=get(gca, 'YTick');
ylab=num2str(yt(:), '%.2f');
set(gca, 'YTickLabel', ylab);

subplot(2,2,[3 4]);
h2 = plot(xn, 10*(ysmooth/max(ysmooth)) , xn, 10*(-yderivada2/max(-
yderivada2)), xn, 10*(yderivada4/max(yderivada4)), 'LineWidth',2 );
axis([1525 1590 -6 11 ]);
grid on;
ylabel('P(W)', 'fontsize',20);
xlhand = get(gca, 'xlabel');
set(xlhand, 'string', '\lambda (nm)', 'fontsize',20);
set(gca, 'FontSize',16);
yt=get(gca, 'YTick');
ylab=num2str(yt(:), '%.2f');
set(gca, 'YTickLabel', ylab);

subplot(2,2,2);
h3 = plot( x, yfinal, 'Color', [0 0.5 0], 'LineWidth',2 );
hold on;
i = (pc1 - FWHM1):1:(pc1+FWHM1);
h4 = plot( i , 0.5*ones(1, length(i)), 'LineWidth',2 );
hold on;
i = (pc2 - FWHM2):1:(pc2+FWHM2);
h5 = plot( i , 0.5*ones(1, length(i)), 'LineWidth',2 );
hold on;
i = (pc3 - FWHM3):1:(pc3+FWHM3);
h6 = plot( i , 0.5*ones(1, length(i)), 'LineWidth',2 );
hold on;
i = (pc4 - FWHM4):1:(pc4+FWHM4);
h7 = plot( i , 0.5*ones(1, length(i)), 'LineWidth',2 );

```

```

axis([1 size -6 12]);

grid on;
ylabel('P(W)', 'fontsize', 20);
xlhand = get(gca, 'xlabel');
set(xlhand, 'string', 'n', 'fontsize', 20);
set(gca, 'FontSize', 16);
yt=get(gca, 'YTick');
ylab=num2str(yt(:), '%.2f');
set(gca, 'YTickLabel', ylab);
legend('Valor de corte', 'Espectro', 'Location', 'northEast');

pause(0.0001);

delete(h1);
delete(h2);
delete(h3);
delete(h4);
delete(h5);
delete(h6);
delete(h7);

end

```

Para o perfeito funcionamento do *script* de simulação é preciso incluir na mesma pasta os *scripts* descritos a seguir.

```

%=====
% Função para remover spikes
%
% Autor: Rodrigo Emanuel de Britto Andrade Barros
%=====

function yd=RBDSP_removeSpikes(valor, delta)
yd = [];
yd = valor;
n=length(yd);

if(abs(yd(1)) >delta) yd(1) = delta; end
if(abs(yd(n)) >delta) yd(n) = delta; end

for(i=2:1:n)
    if(abs(yd(i) - yd(i-1)) > delta )
        if(yd(i-1)-yd(i) > delta)
            yd(i) = yd(i-1)-delta;
        else
            yd(i) = yd(i-1)+delta;
        end
    end
end
end

%=====
% Função de filtro de média móvel exponencial
%
% Autor: Rodrigo Emanuel de Britto Andrade Barros
%=====
function ysmooth=RBDSP_mediaMovelExponencial(y_noise,width)

last = 0;
alfa = 2/(1+width);
resultado = 0;
ysmooth = zeros(1,length(y_noise));

for(i=1:1:length(y_noise))

```



```

    resultado = (alfa * y_noise(i)) + ((1-alfa)*last);
    last = resultado;
    ysmooth(i) = resultado;
end

last = 0;

for(i=1:1:length(y_noise))

    resultado = (alfa * ysmooth(length(ysmooth)+1 -i )) + ((1-alfa)*last);
    last = resultado;
    ysmooth(length(ysmooth)+1 -i) = resultado;
end

%=====
% Função procura por máximos
%
% Autor: Rodrigo Emanuel de Britto Andrade Barros
%=====

function resultado = RBDSP_identificaPicosMax(x, y, threshold, delta, li, lf )

resultado = [];
maxtab = [];
mintab = [];
mn = 0; mx = 0;
mnpos = 0; mxpos = 0;
lookformax = 1;
v=[];
v=y;
inicio = 1;
fim = length(v);

if(li>0 && li < lf)
    inicio =li;
end

if(lf < length(v) && li < lf)
    fim =lf;
end

for i=li:lf
%     for i=400:600
    this = v(i);
    if(this > mx)
        mx = this;
        mxpos = x(i);
    end
    if(this < mn)
        mn = this;
        mnpos = x(i);
    end
end

if lookformax
    if( this < mx-delta) &&( this > threshold)
        maxtab = [maxtab ; mxpos mx];
        mn = this;
        mnpos = x(i);
        lookformax = 0;
    end
else
    if(this > mn+delta) && (this > threshold)
        mintab = [mintab ; mnpos mn];
    end
end

```

```

        mx = this;
        mxpos = x(i);
        lookformax = 1;
    end
end
end

%descobre valor 3db direito
tresdbdireito = 0;
tresdbesquerdo = 0;
if( isempty(maxtab) ~= 1)
    for(k = 1:length(maxtab(:,1)))

        j = maxtab(k,1);
        if(j+1 < (length(maxtab(:,1))) )
            while(v(j) >= (maxtab(k,2)/2))
                tresdbdireito = j;
                j =j + 1;
                if(j== length(maxtab(:,1)))
                    break;
                end
            end
        end

        j = maxtab(k,1);
        if(j-1 > 1)
            while((v(j) >= (maxtab(k,2)/2)) && (j-1 > 1))
                tresdbesquerdo = j;
                j = j - 1;
                if(j==0)
                    break;
                end
            end
        end

        largura = tresdbdireito - tresdbesquerdo;
        resultado = [ resultado [maxtab(k,1) ;maxtab(k,2);largura] ];
    end
end
end

```