



SISTEMA DE INTERROGAÇÃO DE REDE DE BRAGG: FILTRO DE BORDA

Pedro Cardoso Silveira

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.

Orientadores: Marcelo Martins Werneck

Alex Dante

Rio de Janeiro

Fevereiro de 2018

SISTEMA DE INTERROGAÇÃO DE REDE DE BRAGG: FILTRO DE BORDA

Pedro Cardoso Silveira

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.

Dr. Alex Dante, D.Sc.

Prof^a. Maria José Pontes, D.Sc.

Prof. Antônio Petraglia, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

FEVEREIRO DE 2018

Silveira, Pedro Cardoso

Sistema de Interrogação de Redes de Bragg: Filtro de Borda / Pedro Cardoso Silveira. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2018.

XV, 59 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Marcelo Martins Werneck

Alex Dante

DISSERTAÇÃO (Mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2018.

Referências Bibliográficas: p. 57-59.

1. Interrogação de FBG. 2. Sintonizáveis.
3. Instrumentação. I. Werneck, Marcelo Martins *et al.*

II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

“Tenha em mente que tudo o que você aprende na escola é trabalho de muitas gerações. Receba essa herança, honre-a, acrescente a ela e, um dia, fielmente, deposite-a nas mãos de seus filhos”

Albert Einstein

Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente aos meus pais, Edward Alvarenga Silveira e Nélida Cardoso Silveira pelo apoio e ajuda em minhas decisões, durante a carreira acadêmica e em todo meu caminho até então. "Posso não ser o melhor dos filhos, mas certamente minhas melhores qualidades vieram de meus pais". Quero agradecer também à minha irmã, Livia Cardoso Silveira que apesar da grande distância nunca esteve ausente. Também agradeço ao amigo, Paulo Roberto Veloso pela ajuda, motivação e grande torcida nesta trajetória.

Agradeço ao meu orientador, Marcelo Martins Werneck por me encaminhar na realização deste projeto. Agradeço enormemente ao meu coorientador, Alex Dante por depositar em mim sua confiança por todo apoio e dedicação, além das noites e finais de semana dedicados a este trabalho. Agradeço também a Cesar Cosenza por suas experientes dicas e orientações para qual se direcionam dentro e fora do meio acadêmico.

Agradeço o financiamento da CAPES - Agência Federal Brasileira de Apoio e Avaliação de Pós-Graduação no Ministério da Educação do Brasil.

Meu muito obrigado também à família LIF: Rafaela Lopes, Ariadny Arcas, Meysam Keley, Igor Vital, Regina Allil, Alexandre Allil, Larissa Soares, Isabel Campos, Arthur Werneck, Natália Granato, Viviane Cunha, Vanessa Vólaro, Talitha Trovão. Também quero agradecer em especial Roberto Wu Mok, Gustavo Mattos e João Pedro Freitas, por todo apoio, ajuda, dica e amizade que espero levar para vida.

Com muito carinho, deixo aqui meu muito obrigado a todos vocês.

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 REDE DE BRAGG: FILTRO DE BORDA

Pedro Cardoso Silveira

Fevereiro/2018

Orientadores: Marcelo Martins Werneck

Alex Dante

Programa: Engenharia Elétrica

As tecnologias de sensores à fibra óptica (SFO) baseados em grades de Bragg (FBG) vêm ganhando grande importância no monitoramento de muitas grandezas físicas devido às excelentes propriedades das fibras ópticas. Além disso, a necessidade de redução de custo dos sistemas optoeletrônicos de interrogação de tais sensores para certas aplicações se torna um desafio para viabilizar a sua utilização em maior escala.

Este trabalho consiste em apresentar uma técnica de interrogação de sensores baseados em FBGs gravadas em fibras ópticas de sílica. Utiliza-se uma FBG sensora cuja intensidade óptica refletida é modulada por um filtro de borda implementado através de um *coarse wavelength division multiplexer* (CWDM). Através de uma caracterização realizada previamente, esta técnica permite o monitoramento do comprimento de onda Bragg (λ_B), que é um dos principais parâmetros da FBG, sem a utilização de instrumentos caros e delicados como analisadores de espectro óptico (OSAs) ou interrogadores comerciais específicos para sensores FBG. O sistema foi desenvolvido utilizando eletrônica de baixo custo e uma malha óptica composta de uma fonte de luz de espectro amplo e alguns componentes passivos largamente utilizados em telecomunicações, além de *software* de aquisição desenvolvido em LabVIEW[®].

Os resultados obtidos em laboratório permitem concluir que a técnica proposta viabiliza o projeto de um sistema de interrogação com hardware compacto, preciso e de baixo custo para sensores baseados em FBGs.

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: EDGE FILTER

Pedro Cardoso Silveira

February/2018

Advisors: Marcelo Martins Werneck

Alex Dante

Department: Electrical Engineering

Fiber Bragg Gratings (FBG) based fiber-optic sensor (SFO) technologies have been developed rapidly and gaining great importance in the monitoring of many physical variables due to the excellent properties of optical fibers, range of applications. In addition, the need to reduce the cost of interrogation systems, aiming at the growth in the implementation of sensors.

This work consists in presenting a technique of interrogation of sensors based on FBGs on optical fibers of silica. A sensing FBG that reflected optical intensity is modulated by an edge filter implemented through a coarse wavelength division multiplexer (CWDM). Through a previously performed characterization, this technique allows monitoring of the Bragg wavelength (λ_B), which is one of the main parameters of the FBG, without the use of expensive and delicate instruments such as optical spectrum analyzers (OSAs) or commercial interrogators specific for FBG sensors. The system was developed using low cost electronics and an optical arrangement composed of a broad spectrum light source and some passive components widely used in telecommunications, as well as acquisition *software* developed in LabVIEW[®].

The results obtained in the laboratory allow us to conclude that the proposed technique allows the design of an interrogation system with compact, precise and low cost *hardware* for sensors based on FBGs.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Contextualização	1
1.2 Motivação	2
1.3 Revisão Bibliográfica	3
1.4 Estrutura da Dissertação	4
CAPÍTULO 2 – FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	7
2.1 Grade de Bragg em Fibra Óptica (FBG).....	7
2.1.1 Variação do λ_B em Função de Temperatura e Deformações Mecânicas	8
2.1.2 Processo de Gravação	9
2.1.3 Caracterização da FBG	10
2.2 Elementos Ópticos.....	11
2.2.1 Wavelength Division Multiplexing (WDM)	11
2.2.2 Fonte de Luz de Banda Larga.....	12
2.2.3 Analisado de Espectro Óptico	13
2.2.4 Circulador Óptico	14
2.3 Convolução de Sinais Ópticos.....	14
2.3.1 Convolução com Filtro de Borda CWDM	15
CAPÍTULO 3 – SISTEMA DE INTERROGAÇÃO	17
3.1 Estrutura da Placa de Circuito Impresso (PCB).....	17
3.2 Plano de Terra	19
3.3 Bloco Analógico.....	20
3.3.1 Sub-Bloco – Alimentação 5V.....	20
3.3.2 Sub-Bloco – Conversor dc-dc (Charge-Pump)	20
3.3.3 Sub-Bloco - Aquisição e Condicionamento de Sinal Óptico	20
3.4 Bloco Digital	22
3.4.1 Sub- Processamento do Sinal Óptico	22
3.4.2 Sub- Comunicação com PC	25
3.5 Placa de Circuito Impresso (PCB).....	25

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	29
4.1 Análise de Ruído na Aquisição	29
4.2 Ruído do Fotodiodo.....	29
4.3 Ruído no Amplificador Operacional	30
4.4 Ruído do Amplificador de Transimpedância	30
4.5 Calibração do Fotodetector Projetado	36
4.6 Análise do Ruído no Microcontrolador com Canais A0+ e A0- do Conversor A/D Curto-Circuitados	37
4.7 Análise do Ruído no Microcontrolador com Canal A/D do Microcontrolador com Sinal Analógico	39
4.8 Análise do Ruído no Microcontrolador com Canal A/D do Microcontrolador com Sinal Óptico.....	40
4.9 Comunicação com PC Via Canal UART	41
4.10 Aquisição do Sinal Óptico e Calibração da FBG	43
4.10.1 Calibração por Tração Mecânica e Temperatura.....	43
4.11 Primeira Abordagem	42
4.11.1 Análise ac em Alta Tensão.....	47
4.12 Segunda Abordagem	50
4.12.1 Teste com SLED e CWDM Centrado em 1510 nm.....	52
CAPÍTULO 5 – CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTURO.....	55
5.1 Conclusões.....	55
5.2 Trabalhos Futuros	56
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	57

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1.1 – Rede de Bragg	7
Figura 2.1.2 – Esquema do deslocamento espectral de uma FBG submetida à tração e compressão	8
Figura 2.1.3 – Efeito da deformação mecânica longitudinal e/ou variação de temperatura no λ_B de uma FBG [8].....	9
Figura 2.1.4 – Diagrama do circuito óptico para caracterização de uma FBG.....	10
Figura 2.2.1 – Diagrama óptico do dispositivo CWDM	11
Figura 2.2.2 – Diagrama do sistema CWDM.....	12
Figura 2.2.3 – Filtro CWDM com canal de saída centrado em 1550 nm.....	12
Figura 2.2.4 – Espectro da fonte de luz de banda larga da fabricante OptoLink	13
Figura 2.2.5 – OSA MS9710C, do fabricante Anritsu	13
Figura 2.2.6 – Circulador óptico, do fabricante OptoLink	14
Figura 2.3.1 – Espectro de reflexão da FBG pelo OSA MS9710C.....	15
Figura 2.3.2 – Diagrama óptico utilizado para obter o sinal refletido pela FBG	16
Figura 3.1.1 – Esquemático geral do circuito de aquisição e processamento do sistema de interrogação	18
Figura 3.2.1 – Terra de sinais mistos em uma placa de circuito impresso	19
Figura 3.2.2 – Circuito de acoplamento.....	20
Figura 3.3.1 – Circuito amplificador de transimpedância	21
Figura 3.3.2 – Esquemático do sistema de amplificação de transimpedância desenvolvido no <i>software</i> LTspice© IV5.....	22
Figura 3.4.1 – Microcontrolador MSP430AFE253	23
Figura 3.4.2 – Escala de conversão tensão x <i>counts</i>	24
Figura 3.4.3 – Gráfico para o modo “ <i>Bipolar Offset Binary</i> ”	24
Figura 3.4.4 – PCB da interface isolada RS-485/USB para comunicação com o computador.....	25
Figura 3.5.1 – <i>Layout</i> desenvolvido no <i>software</i> Altium Designer®.....	26
Figura 3.5.2 – Processo de fabricação do PCB.	26
Figura 3.5.3 – PCB concluído	27
Figura 4.2.1 – Modelo do fotodiodo.....	30

Figura 4.3.1 – Modelo do amplificador para análise de ruído.....	30
Figura 4.4.1 – Diagrama para análise de ruído do amplificador de transimpedância	31
Figura 4.4.2 – Sinal amplificado (A) com frequência de 1 kHz do canal A0+ e sinal do gerador de sinais (B) (Escala do sinal B 20 mV e do sinal A 200 mV)	32
Figura 4.4.3 – A transformada rápida de Fourier FFT do sinal sem capacitor imagem A e com capacitor imagem B com frequência de 1 kHz do canal A0+ (Escala 10 dB).....	32
Figura 4.4.4 – Sinal amplificado (A) com frequência de 1 kHz do canal A0- e sinal do gerador de sinais (B) (Escala do sinal B 50 mV e do sinal A 500 mV)	33
Figura 4.4.5 – FFT do sinal sem capacitor imagem A e com capacitor imagem B com frequência de 1 kHz do canal A0- (Escala 10 dB)	33
Figura 4.4.6 – Saídas de saída A0+ (A) e A0- (B) amplificados com frequência de 1 kHz e mesmo sinal de entrada (Escala 500 mV).....	34
Figura 4.4.7 – Gráfico filtro RC de primeira ordem.....	34
Figura 4.4.8 – Sinal A0- (A), defasado e atenuado em relação ao sinal de entrada (B) do circuito e atenuado em relação ao obtido com menor frequência (Escala do sinal de entrada 50 mV e do sinal de saída 200 mV).....	35
Figura 4.4.9 – Sinal A0+ (A), defasado e atenuado em relação ao sinal de entrada (B) do circuito e atenuado em relação ao obtido com menor frequência (Escala do sinal de entrada 20 mV e do sinal de saída 100 mV).....	35
Figura 4.4.10 – Análise DC, saída (A) A0+ = 2,63 mV (escala de 100 mV) e saída (B) A0- = -2,87 mV (escala de 50 mV)	36
Figura 4.4.11 – Análise DC, saída (A) A0+ = 2,48 mV (escala de 100 mV) e saída (B) A0- = -3,8 mV (escala 50 mV) com capacitor de 100 nF implementado nas saídas diferenciais.....	36
Figura 4.5.1 – Gráfico de calibração por deformação mecânica utilizando fotodetector da fabricante ThorLabs	37
Figura 4.5.2 – Gráfico de calibração por deformação mecânica utilizando fotodetector projetado	37
Figura 4.6.1 – Aquisições no <i>software</i> IAR com entradas A0+ e A0- curto circuitadas	38
Figura 4.6.2 – Gráfico de ruído com canais A/D curto circuitados do microcontrolador, dados retirados do <i>software</i> desenvolvido	39
Figura 4.7.1 – Aquisições no <i>software</i> IAR com sinal diferencial de 298 mVdc nas portas A0+ e A0-	40

Figura 4.7.2 – Aquisições no <i>software</i> IAR com sinal diferencial de 290 mVdc na portas A0+ e porta A0- curto circuitada.....	40
Figura 4.8.1 – Curva de ruído de aquisição de sinal óptico.....	41
Figura 4.9.1 – Interface isolada RS-485/USB de comunicação com o computador em configuração operante.....	42
Figura 4.9.2 – Aquisição do carácter “U” (tabela ASCII) pelo osciloscópio.....	42
Figura 4.10.1 <i>Layout</i> desenvolvido em LabVIEW [®] para visualização dos dados do microcontrolador	43
Figura 4.11.1 – Diagrama do arranjo montado para realizar a calibração por deformação mecânica.....	44
Figura 4.11.2 – Gráfico de calibração por deformação mecânica - λ_B x tensão	45
Figura 4.11.3 – Arranjo utilizado para realizar a calibração por temperatura via peltier	45
Figura 4.11.4 – Gráfico de calibração por temperatura – tensão x λ_B	46
Figura 4.11.5 – Gráfico do experimento no OSA e no sistema de interrogação desenvolvido	47
Figura 4.11.6 – <i>Layout</i> experimental para medições de $\Delta\lambda_B$ induzido por deformação dinâmica de um protótipo de sensor de alta tensão	48
Figura 4.11.7 – <i>Layout</i> da interface LabVIEW [®] , operando testes com tensão ac 2,12 kVrms	49
Figura 4.11.8 – Gráfico da relação do sinal de aquisição pelo interrogador e osciloscópio	49
Figura 4.4.11 – Gráfico da relação do sinal de aquisição pelo interrogador e osciloscópio	49
Figura 4.12.1 – Diagrama de blocos do arranjo montado para realizar os testes com CWDM	50
Figura 4.12.2 – Estrutura utilizada para fabricação de FBG via laser de pulso de argônio Nd: YAG	51
Figura 4.12.3 – Espectro de convolução entre CWDM e a FBG fabricada com $\lambda_B = 1548,32$ nm pelo laser de pulso de argônio Nd: YAG	51
Figura 4.12.4 – Curva de calibração para a FBG centrada em 1548,35 nm, modulada pelo filtro de borda CWDM	52

Figura 4.12.5 – Comparação entre os espectros de transmissão da fonte de luz de espectro largo e SLED, mostrando o uso do filtro de borda CWDM, utilizado em conjunto com SLED	52
Figura 4.12.6 – Curva de calibração para a FBG centrada em 1516,6 nm, modulada pelo filtro de borda CWDM	53

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Características ópticas do equipamento circulador óptico do fabricante OptoLink	14
Tabela 2.2 - Base de dados e resultados do experimento de deformação mecânica sobre a FBG.....	16
Tabela 3.1 - Lista de componentes, bloco analógico.....	22
Tabela 4.1 - Resultado das médias dos vetores de aquisição com canal de conversão A/D diferencial curto circuitado	38

LISTA DE ABREVIATURAS

A0+ – Terminal de Entrada Diferencial Positiva
A0- – Terminal de Entrada Diferencial Negativa
AD – *Analogic to Digital*
AGND – *Analogic Ground*
ac – *Alternate Current*
CI – *Integrated Circuit*
ck – *Clock*
CWDM – *Coarse Wavelength-division multiplexing*
DA – *Digital to Analogic*
dc – *Direct Current*
DGND – *Digital Ground*
DWDM – *Dense Wavelength-division multiplexing*
EMI – *Electromagnetic Interference*
FBG – *Fiber Bragg Grating*
FFP – *Fabry-Perot Filter*
FFT – *Fast Fourier Transform*
FWHM – *Full Width at Half Maximum*
GND – *Ground*
IoT – *Internet of Things*
PC – *Personal Computer*
OSA – *Optical Spectrum Analyzer*
PCB – *Printed Circuit Board*
SFO – *Fiber Optic Sensors*
SINAD – *Signal-to-noise and distortion ratio*
SLED – *Superluminescent Light-Emitting Diode*
SNR – *Signal-to-Noise Ratio*
USB – *Universal Serial Bus*
WDM – *Wavelength-division multiplexing*

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Neste capítulo será abordada uma breve introdução aos sistemas de interrogação de redes de Bragg sensoras gravadas em fibras ópticas, com o intuito de direcionar o leitor para que haja uma melhor orientação no campo de pesquisa deste trabalho. Após é realizada uma revisão do estado da arte e por fim é apresentado o sistema proposto, junto aos objetivos e justificativas do trabalho.

1.1 Contextualização

Em determinados ambientes, o monitoramento de variáveis como temperatura, pressão, deformação mecânica, campo elétrico, campo magnético, entre outras, o uso de instrumentos eletrônicos se torna inviável devido à existência de ruído eletromagnético. Uma solução viável e aplicável nesses casos é o uso de sensores imunes a interferência eletromagnética (EMI), como os sensores a fibra óptica. Dentre eles, as redes de Bragg em fibra óptica (FBG) apresentam diversas vantagens em relação aos sensores convencionais, principalmente na medida direta de temperatura e deformação mecânica [1].

A viabilidade de tais sistemas motiva o desenvolvimento de estruturas de sensoriamento com capacidade de mensurar dados em uma ampla gama de parâmetros.

Atualmente, sensores baseados em tecnologias ópticas, muitos deles baseados em fibra óptica, vêm ganhando espaço na medida e monitoramento de diversas grandezas físicas. Estes vêm se tornando destaque quando se almeja alto desempenho, monitoramento em larga escala e trabalhar remotamente. É em muitos casos a única tecnologia aplicável em condições de influência de campos eletromagnéticos ruidosos.

O que torna os sensores a fibra óptica uma excelente alternativa aos convencionais são suas características físicas, dentre elas: são passivos, pois não requerem alimentação no local de instalação, grande capacidade de multiplexação, imunidade à ruído eletromagnético, isolamento galvânica intrínseca, dimensões reduzidas, leveza, maleabilidade e resistência à corrosão. Tais características os tornam ideais para aplicações em diversos setores, como nas indústrias de petróleo e gás, aeroespacial, aviação, construção civil, conversão e transmissão de energia, entre outras.

Diversos aspectos são relacionados com o estudo de sensores: novos conceitos de medição; sistemas de multiplexação; processamento de sinais; componentes transdutores. A integração destes é considerada a base para um progresso tecnológico sustentável. Portanto, é notório que pesquisas e aprimoramentos em sistemas de sensoriamento estejam em ritmo acelerado, o que tem gerado novos canais para a comercialização destes sistemas.

Segundo a *inova.jor* um site jornalístico que mostra uma nova perspectiva sobre a inovação no Brasil, há atualmente um crescimento dos sensores ópticos no ramo da internet das coisas (IoT). É apresentada a iniciativa de aplicar recursos diretamente nesta área, desenvolver diferentes tipos de sensores ópticos, que não precisam de energia elétrica para funcionar e são imunes à interferência eletromagnética [2].

Com o surgimento de novas aplicações para sensores FBG, cresce também a demanda por instrumentos e técnicas de interrogação capazes de demodular e processar o sinal óptico proveniente do sensor, de maneira precisa e acurada.

Existem várias técnicas de interrogação de FBGs. Dentre elas, as principais são baseadas em métodos interferométricos, em que se utilizam filtros ópticos sintonizáveis como filtros de Fabry-Perot (FFP), interferômetros de Mach-Zehnder ou ainda filtros opto-acústicos [1]. Outras técnicas, como a interrogação de FBGs através do uso de redes gêmeas, ou método de filtro de borda, ambas baseadas em medida de potência óptica, possibilitam a implementação de sistemas de interrogação para aplicações específicas a um custo relativamente menor.

Visto que existe essa demanda, o presente trabalho aborda o projeto, desenvolvimento e caracterização de um protótipo de um interrogador óptico microcontrolado de baixo custo, utilizando uma técnica de medida de potência óptica para interrogação de sensores FBG aplicados tanto para medidas em baixa frequência, como temperatura, por exemplo, como também em alta frequência, como medidas de tensão e corrente elétrica ac, ou ainda análise de vibração mecânica.

1.2 Motivação

A necessidade de caracterizar uma FBG, com propósito de determinar seus parâmetros como refletividade, *full width at half maximum* (FWHM), comprimento de onda Bragg refletido (λ_B), ou perfil de reflexão, demanda o uso de técnicas específicas [3]. O foco em questão neste trabalho é a determinação somente do λ_B que está sendo

refletido pela FBG, o que permite implementar um sistema de interrogação mais simples e, conseqüentemente, de menor custo quando comparado a interrogadores comerciais de FBGs.

Em um típico sistema de interrogação de FBGs, comumente é utilizada uma fonte luminosa de espectro largo ou LED superluminescente (SLED), acoplada a uma FBG, a um circulador óptico e a um analisador de espectro óptico (OSA) ou a um interrogador comercial específico para FBGs. No caso de um OSA, a desvantagem encontrada é o seu elevado custo, devido à sua eletrônica de alta precisão e a utilização de sofisticadas técnicas interferométricas, além de ser um equipamento de uso geral em laboratórios de pesquisa e metrologia, extremamente preciso e delicado, o que o torna inviável em aplicações mais específicas.

Tais equipamentos comerciais apresentam um custo mínimo da ordem de US\$2.000,00. Entretanto, os interrogadores mais robustos e de alta precisão (da ordem de 1 pm), capazes de operar com múltiplos canais sensores, apresentam custo da ordem de US\$20.000,00.

Portanto, existe a demanda por um equipamento de baixo custo, preciso e específico para a interrogação de sensores FBG em determinadas aplicações, o que se constitui a principal motivação deste trabalho.

1.3 Revisão Bibliográfica

Em [4], os autores propuseram um sistema de interrogação baseado em um filtro de borda capaz de medir a variação do λ_B pela variação de temperatura (ΔT) utilizando o método de medida de potência óptica. A medida do parâmetro λ_B é obtida com o uso de um conjunto de elementos que compõe os blocos: óptico, eletrônico formando o *hardware* do sistema e o *software* de aquisição (foi utilizado o Matlab). O sistema proposto contempla compensação de variações de potência óptica da fonte de luz, uma característica indispensável em sistemas baseados na medida de potência óptica. Embora tenha apresentado resultados razoáveis, o sistema desenvolvido mostrou problemas de não linearidade e baixa precisão da variável lida.

Foi desenvolvido em [5] um protótipo de interrogador óptico microcontrolado, cujo objetivo é reproduzir o espectro refletido de uma rede de Bragg e identificar o seu λ_B . O sistema proposto foi dividido em dois blocos de atuação: o bloco óptico, responsável pela demodulação da grade de Bragg utilizando um filtro de Fabry-Perot

sintonizável como elemento óptico ativo e um bloco eletrônico responsável pela aquisição das amostras provenientes da FBG, geração do sinal de sintonia e transmissão dos dados adquiridos para um computador. Embora tenha apresentado bons resultados o sistema não é de baixo custo visto que um filtro Fabry-Perot é um componente relativamente caro (US\$4.800,00).

É proposto por [6] o estudo e desenvolvimento da compensação de temperatura para sensores de corrente elétrica baseada em FBG utilizando técnicas de redes gêmeas. A medição de corrente elétrica é feita por sensores optomagnéticos e a compensação de temperatura é realizada via redes gêmeas. O protótipo proposto se torna caro devido ao custo elevado do interrogador (Micron Optics modelo sm125) utilizado, cujo valor para o equipamento com um e múltiplos canais é de alto custo (US\$22.000,00).

O sistema de interrogação proposto neste trabalho utiliza elementos ópticos passivos e foi projetado para que sensores FBG aplicados a variações de baixa e alta frequência sejam interrogados a um custo relativamente baixo e com maior precisão que os trabalhos supracitados.

1.4 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação será apresentada da seguinte forma: no Capítulo 2 é feita uma introdução à FBG, são apresentadas equações para seu entendimento de operação e à teoria acerca de seu funcionamento, suas técnicas de fabricação, o processo de calibração, a sua aplicação em sensoriamento e caracterização. É feita também a apresentação dos elementos ópticos utilizados para realização deste trabalho, assim como também é descrito o conceito de convolução e sua aplicação com filtro demultiplexador utilizado em telecomunicações (tecnologia CWDM) e as técnicas de aquisição e condicionamento de sinais ópticos.

No Capítulo 3 é apresentado o embasamento teórico sobre o projeto e a construção do sistema de interrogação para que haja uma compreensão dos métodos e técnicas utilizadas no desenvolvimento da eletrônica de interrogação. São também apresentadas as principais características dos componentes analógicos, digitais e do sistema de comunicação, assim como a configuração do microcontrolador e a fabricação da placa de circuito impresso.

No Capítulo 4 é realizada uma breve análise de ruído da eletrônica. É também descrita a implementação do filtro RC. Posteriormente é descrita a calibração do fotodetector para o condicionamento de sinais ópticos. Em seguida, são apresentados o

ambiente de programação gráfica em LabVIEW[®] e os resultados de testes da comunicação entre o computador e a eletrônica. Por fim, é realizada uma caracterização do interrogador através da calibração por estresse mecânico e por variação de temperatura.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões baseadas nos resultados experimentais obtidos e são sugeridos caminhos para a continuidade da pesquisa nesse assunto em trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Serão abordados neste tópico, fundamentos teóricos que se fazem necessários para o entendimento de métodos adotados para o projeto e implementação do interrogador desenvolvido neste trabalho.

2.1 Grade de Bragg em Fibra Óptica (FBG)

Ken Hill et al. em 1978, descobriram durante experimentos realizados no Centro Canadense de Pesquisa em Comunicações, que fibras ópticas de sílica dopadas com germânio possuem fotossensibilidade uma vez que irradiadas com laser de íons de argônio [7].

Uma FBG em sua forma mais básica consiste em uma modulação periódica no índice de refração do núcleo da fibra óptica. Quando foi descoberta, estudos mostraram que a intensidade de luz refletida na extremidade “solta” (não conectada a nada) da fibra, que representava apenas 4% da luz emitida pela fonte de luz, formava com a luz incidente um padrão de interferência estacionário no núcleo da fibra. Este fenômeno acarretara a formação de um padrão de modulação do índice de refração do núcleo da fibra, o que caracteriza uma FBG [7].

Para um sinal óptico de espectro largo, a FBG funciona como um espelho sintonizado, que reflete uma faixa específica de comprimentos de onda e transmite os demais, como ilustrado na Figura 2.1.1.

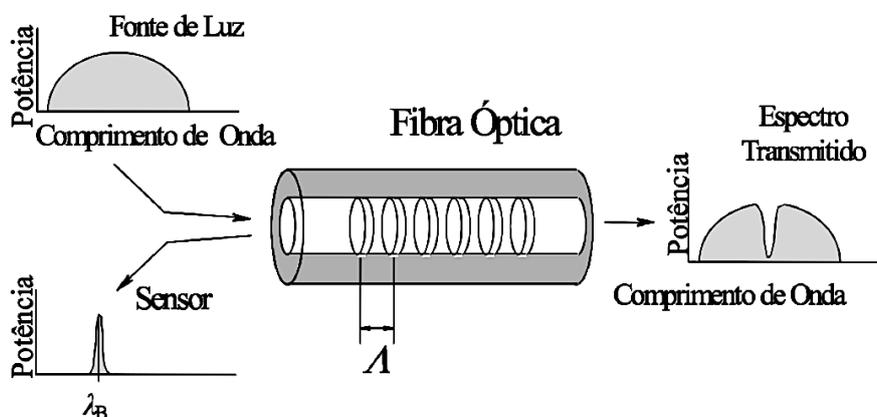


Figura 2.1.1 – Rede de Bragg

O comprimento de onda central refletido é denominado comprimento de onda de Bragg (λ_B). Este depende diretamente do índice de refração efetivo (η_{eff}) e do período óptico (Λ), que é o período da modulação do índice de refração do núcleo da fibra. Essa relação pode ser expressa pela Equação 2.1 [7]:

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

2.1.1 Variação do λ_B em Função de Temperatura e Deformações

Mecânicas

A Equação (2.1) demonstra que é possível variar o comprimento de onda refletido pela FBG, variando-se o período óptico ou o índice de refração efetivo. Há duas formas de se variar estas características da fibra, que são: a deformação por compressão ou tração e variando-se a temperatura.

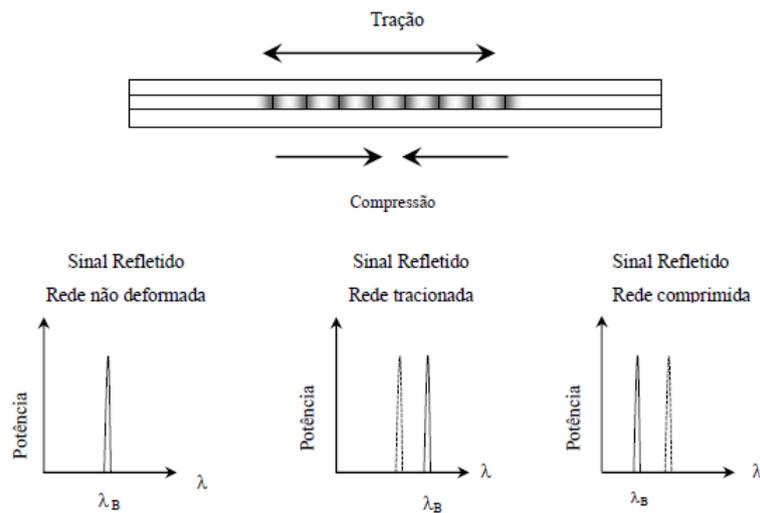


Figura 2.1.2 – Esquema do deslocamento espectral de uma FBG submetida à tração e compressão.

Ambos η_{eff} e Λ são sensíveis a variáveis externas de temperatura e deformações mecânicas. Desta forma, a função que define a variação do λ_B em função destas variáveis é a Equação (2.2).

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

onde:

$\Delta \lambda_B$ é a variação do comprimento de onda central refletido;

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;

ΔT é a variação de temperatura.

Para uma fibra de sílica dopada com germânio os valores destes coeficientes são: $\rho_e = 0,22$, $\alpha = 0,55 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ e $\eta = 8,6 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ [7].

A calibração da sensibilidade da FBG utilizada inicialmente neste projeto foi realizada por estresse mecânico ($\lambda_B / \Delta \epsilon$). Assim foi observado que para uma FBG de sílica com núcleo dopado com germânio e um $\lambda_B = 1530$ nm, a sensibilidade a deformação é de 1,16 pm/ μE com uma sensibilidade teórica de 1,2 pm/ μE .

Portanto, quando é aplicada tração mecânica longitudinal ou aumento de temperatura sobre a FBG, isto faz com que seu λ_B seja deslocado para direita no espectro (aumento no λ_B refletido), e quando é aplicada compressão mecânica longitudinal ou diminuição de temperatura sobre a FBG haverá um deslocamento para esquerda (diminuição no λ_B refletido) conforme mostrado na Figura 2.1.3.

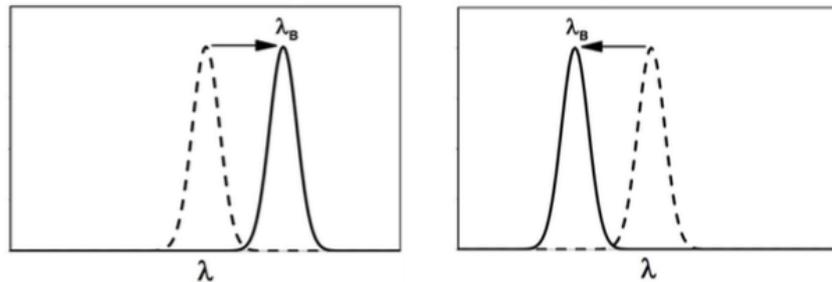


Figura 2.1.3 – Efeito da deformação mecânica longitudinal e/ou variação de temperatura no λ_B de uma FBG [8].

2.1.2 Processo de Gravação

O processo de gravação de FBGs é realizado em fibras ópticas monomodo de SiO_2 de alta pureza. O núcleo da fibra possui maior índice de refração do que a casca, por ser dopado com germânio, o que garante que a luz se propague apenas pelo núcleo da fibra. Mais externamente à casca ainda há outro revestimento, normalmente de poliamida ou acrilato, que possui a função de proteção da fibra, principalmente contra a degradação mecânica do material.

Para que seja feita a gravação de FBGs na fibra, é necessário que se remova esta camada de revestimento, o que torna o processo delicado e demorado [7].

O processo de gravação de FBGs nas fibras é classificado em dois tipos em relação à forma como é realizado, são eles: interna e externamente gravadas.

A técnica de gravação interna é a mais antiga e com menor eficiência prática. Atualmente prevalecem técnicas externas de gravação em que se destacam: técnica de gravação interferométrica, técnica de gravação ponto a ponto, e técnica de gravação por máscara de fase.

É de relevância citar que a gravação de uma FBG em uma fibra óptica não acarreta nenhum problema mecânico na fibra, porém sua camada de proteção tem que ser removida para este processo, deixando assim o conjunto mais frágil. Isto impede que seja feita em uma mesma fibra a gravação de varias FBGs de forma a criar uma rede de sensores distribuídos com baixo custo e facilidade de operação [9].

Hoje em dia é possível a produção de FBGs com quase 100% de refletividade, e com FWHM de 0,1 nm a 10 nm. Isto possibilita sua utilização na área de telecomunicações, pois a mesma se torna adequada a aplicações como refletir, dispersar luz e filtrar sinais [9].

2.1.3 Caracterização da FBG

O processo de caracterização de uma FBG determina seus parâmetros, que serão utilizados nas diferentes técnicas de sensoriamento. Dentre eles, um dos principais é o λ_B . O método mais geral e comum para realizar a caracterização é com uso de uma fonte óptica de banda larga ligada a um circulador óptico, por sua vez conectado à FBG que se deseja caracterizar e a um instrumento de interrogação, conforme ilustrado na Figura 2.1.4.

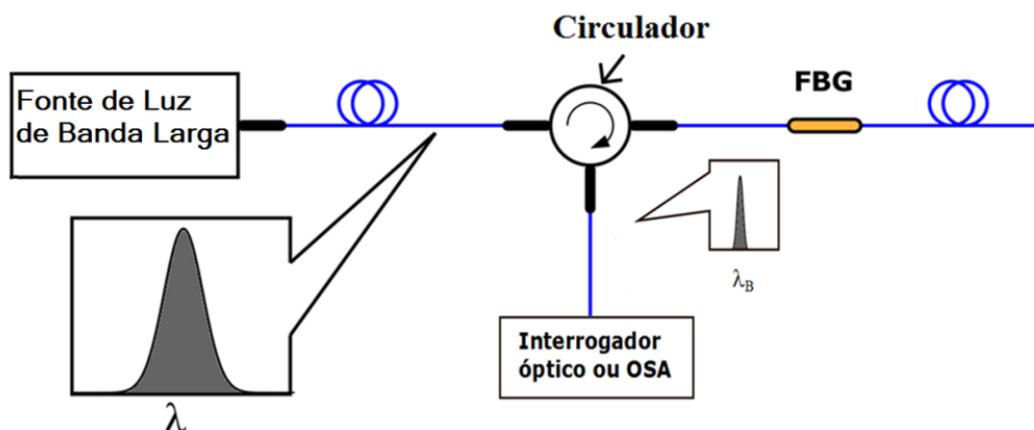


Figura 2.1.4 – Diagrama do circuito óptico para caracterização de uma FBG.

2.2 Elementos Ópticos

São apresentados nesta seção os elementos ópticos ativos e passivos que se fazem necessários neste projeto.

2.2.1 Wavelength Division Multiplexer (WDM)

Amplamente utilizado em sistemas de telecomunicações, trata-se de um elemento óptico passivo que possibilita a transmissão de vários feixes de luz em comprimentos de onda distintos em uma mesma fibra óptica. Pode ser dividido em duas famílias pela sua quantidade de comprimento de onda de saída: CWDM têm 18 canais saídas e DWDM têm 128, seguindo a norma internacional ITU [10], [11]. Seu diagrama óptico é mostrado na Figura 2.2.1.

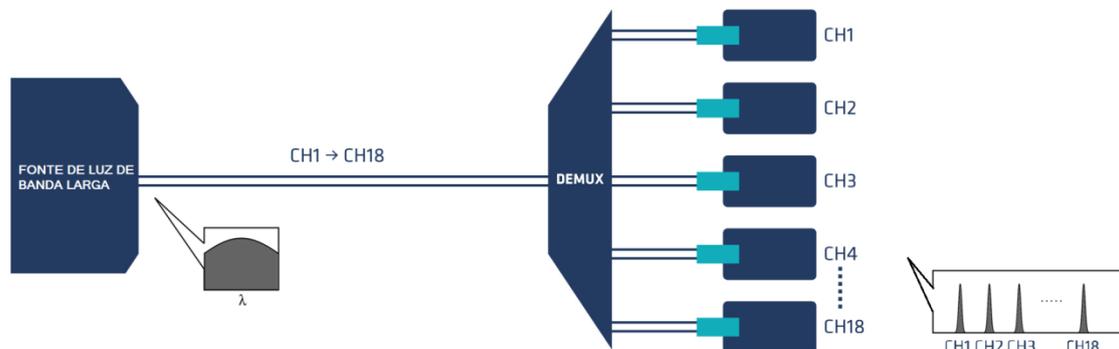


Figura 2.2.1 – Diagrama óptico do dispositivo CWDM.

Seu funcionamento se dá por meio de um multiplexador que acopla o comprimento de onda proveniente das fibras ópticas ligadas aos canais filtros e os disponibiliza em uma única saída. Na outra extremidade, que pode estar a dezenas de quilômetros, é utilizado um demultiplexador a fim de separar os vários comprimentos de onda em saídas diferentes para serem conectadas nos receptores ópticos. Neste projeto utilizou-se um dispositivo coarse wavelength division multiplexing (CWDM) como filtro de borda. Como ilustrado na Figura 2.2.2 o componente óptico possui uma entrada “COM” onde foi conectada a fonte de luz de banda larga e 8 canais de saída. Inicialmente, foi escolhida a saída sintonizada em 1550 nm, por esta ser a faixa de operação da FBG disponível.

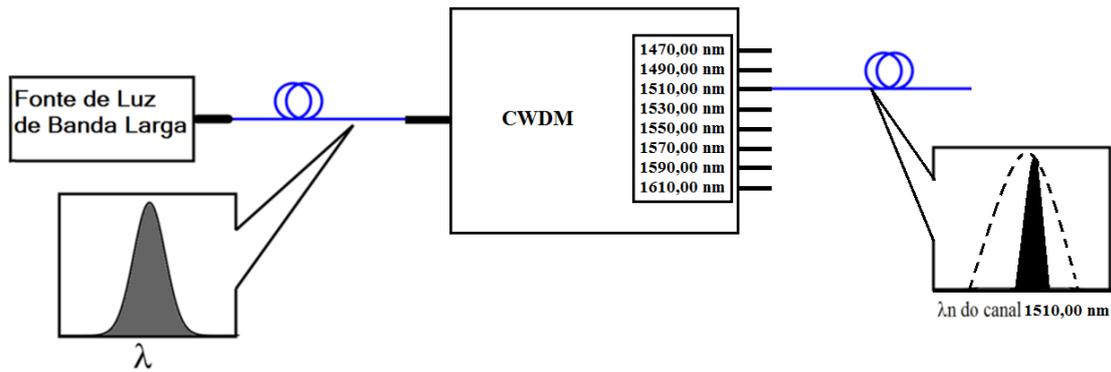


Figura 2.2.2 – Diagrama do sistema CWDM.

A Figura 2.2.3 é uma leitura através do uso do OSA MS9710C, do fabricante Anritsu, onde foi aplicado sinal luminoso na porta COM do CWDM e analisada a porta de saída com comprimento de onda 1550 nm.

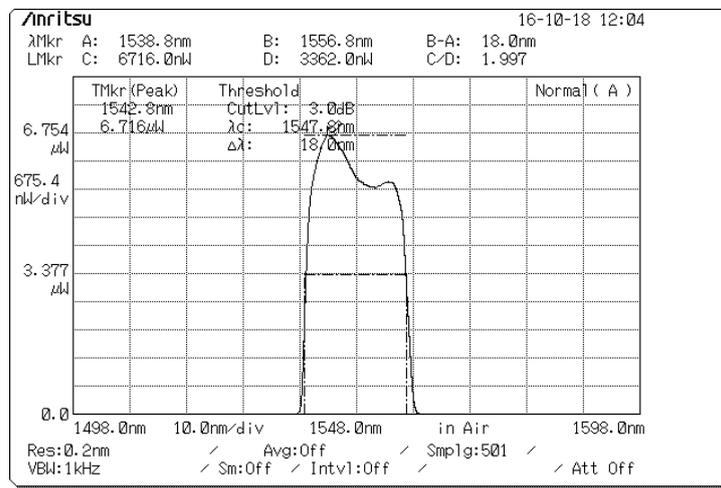


Figura 2.2.3 – Filtro CWDM com canal de saída centrado em 1550 nm.

Diversos canais do CWDM podem ser escolhidos de acordo com a necessidade da FBG em questão. Existem diversos modelos fabricados com banda na ordem de 20 nm, e picos de comprimento de onda diversos, seguindo a norma internacional ITU [10],[11]. Isto torna possível a análise de múltiplas FBGs sensoras.

2.2.2 Fonte de Luz de Banda Larga

Uma fonte de luz de banda larga é um equipamento que emite luz em uma larga faixa espectral, cobrindo uma banda de por exemplo, 1520 nm a 1565 nm, como mostrado na Figura 2.2.4. É utilizado em caracterização de componentes ópticos, também em sensores, ou para qualquer outra aplicação em que se necessite luz de amplo espectro. A fonte de luz de espectro amplo utilizada neste trabalho foi fabricada pela

OptoLink, cujas características são: potência óptica de saída maior que 20 mW com estabilidade de potência igual a $\pm 0,3$ dB por hora e espectro de emissão contínua de 1520 nm a 1565 nm [12].

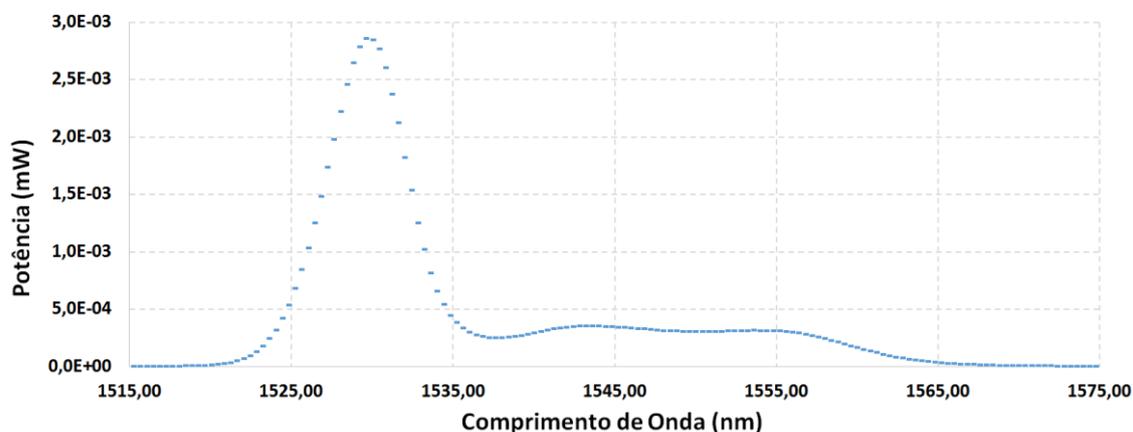


Figura 2.2.4 – Espectro da fonte de luz de banda larga da fabricante OptoLink.

2.2.3 Analisador de Espectro Óptico

É um equipamento sofisticado de uso quase que exclusivo em laboratórios de pesquisa e metrologia, que pode ser utilizado também para caracterizar FBGs. O modelo utilizado neste projeto foi o MS9710C, do fabricante Anritsu (Figura 2.2.5).

Este equipamento tem a capacidade de analisar sinais de comprimento de onda entre 600 nm até 1750 nm, com resolução típica de 0,07 nm e podendo alcançar resoluções de 0,05 nm na faixa de 1500 nm e com a precisão de ± 20 pm. O OSA possui sensibilidades máxima igual a +10 dBm e mínima igual a -90 dBm. Há ainda a possibilidade de se aumentar a sensibilidade em até +23 dBm, utilizando-se de um atenuador interno ao equipamento. A intensidade óptica analisada pode ser representada em escala linear dada em Watts ou em escala logarítmica em dBm, ou densidade de potencia (W/nm) [13].



Figura 2.2.5 – OSA MS9710C, do fabricante Anritsu.

2.2.4 Circulador Óptico

Circulador óptico (Figura 2.2.6) é um componente óptico que possui três portas muito utilizado em sistemas de sensoriamento com uso de FBGs. Seu funcionamento ocorre da seguinte forma: um sinal óptico guiado através da porta 1 sai pela porta 2 e um sinal óptico refletido pela porta 2 sai pela porta 3. Os circuladores são usados em transmissão bidirecional em fibra para injetar ou extrair sinais. No sistema em questão, é possível extrair o λ_B refletido pela FBG. Algumas características ópticas relevantes, provenientes do catálogo fornecido pela empresa OptoLink, de qual foi adquirido o equipamento encontram-se na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Características ópticas do dispositivo circulador óptico do fabricante OptoLink [14].

Comprimento de onda de Operação	1310nm ou 1550nm. Outro sob pedido
Perda de Inserção Porta 1 para Porta 2 e Porta 2 para Porta 3	Menor que 1 dB
Largura de Banda óptica	+/- 30nm
Perda Dependente de Polarização	< 0.15dB
Defectividade (crosstalk)	> 50dB
Perda de retorno	> 45 dB
PMD	< 0.1dB
Máxima potência óptica	< 300mW (<25dBm)



Figura 2.2.6 – Circulador óptico, do fabricante OptoLink.

2.3 Convolução de Sinais Ópticos

A convolução entre duas funções contínuas $g(x)$ e $f(x)$ é descrita pela Equação (2.3) [15]:

$$g(x) * f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} g(x)f(x - \tau)d\tau \quad (2.3)$$

A convolução entre duas funções é igual à área de intersecção entre as ambas em um dado intervalo, trazendo esse conceito ao caso das FBGs, a convolução entre o perfil

de reflexão de uma FBG e um filtro de borda é dado pela potência óptica de sobreposição entre seus perfis. O processo de convolução é dependente de alguns fatores, para que o mesmo ocorra é necessário que a condição Braag seja satisfeita. Assim haverá reflexão de parte de seu espectro que percorre o caminho contrário ao do feixe de luz incidente na FBG. Se este perfil de reflexão refletido pela FBG, for forçado a incidir em um dispositivo CWDM, cujo sua banda passante englobe o λ_B da FBG, o perfil final de reflexão coletado será a convolução dos perfis de reflexão do WDM com a FBG.

A operação matemática onde se tem como resultado uma função, originada do resultado entre duas funções é denominado convolução, esta técnica é muito utilizada o processamento digital de sinais [3].

2.3.1 Convolução com Filtro de Borda CWDM

Neste tópico iremos analisar os resultados obtidos quando se aplica a teoria descrita acima no propósito deste trabalho. A potência da luz modulada pelo CWDM e refletida pela FBG é mostrada na Figura 2.3.1, é descrita como a convolução da FBG pelo CWDM quando a temperatura imposta sobre a FBG é constante.

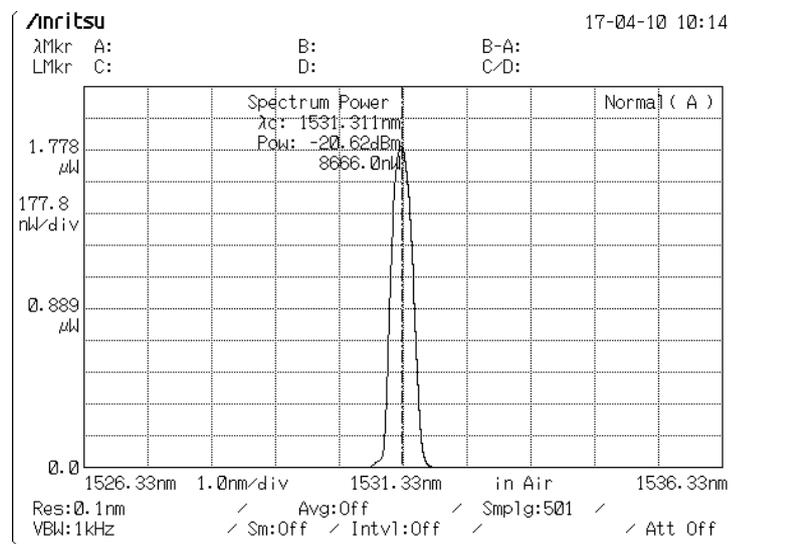


Figura 2.3.1 – Espectro de reflexão da FBG pelo OSA MS9710C.

O λ_B medido pelo OSA foi de 1531,311 nm a uma temperatura de 25 °C. A potência do sinal refletido pela FBG foi de 8666 nW, este valor é dependente dos seguintes fatores: potência óptica emitida pela fonte de banda larga, das perdas nas emendas ópticas, de perdas no circulador e da refletância da FBG fabricada.

Para obter o ponto de interseção entre o sinal refletido pela FBG e o espectro do filtro, foi feito um experimento de acordo com o diagrama óptico da Figura 2.3.2.

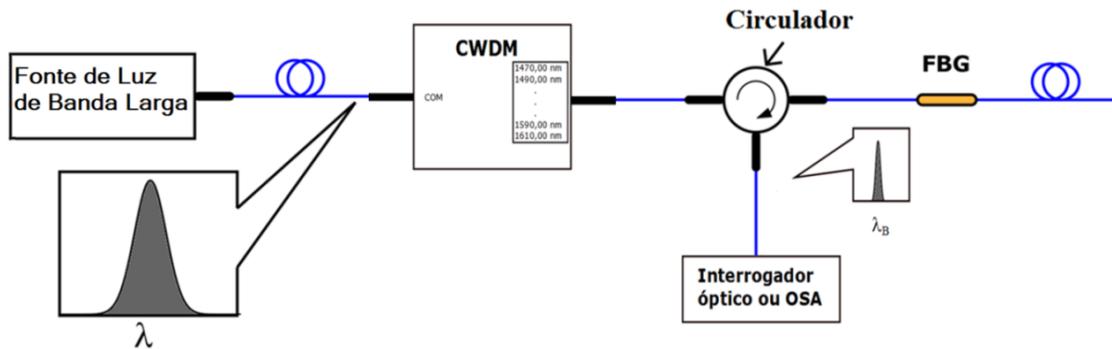


Figura 2.3.2 – Diagrama óptico utilizado para obter o sinal refletido pela FBG.

Quando uma força longitudinal é aplicada na fibra, sabemos que o λ_B irá deslocar de acordo com a Tabela 2.2.

Tabela 2.2 - Base de dados e resultados do experimento de deformação mecânica sobre a FBG.

Σ Peso (g)	λ_B (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)
0	1531,311	-
14,88	1531,531	$\Delta\lambda = 0,22$
29,73	1531,751	$\Delta\lambda = 0,22$
44,65	1532,021	$\Delta\lambda = 0,27$

A deformação mecânica sofrida pela FBG implica na variação do λ_B e, devido ao fato de que o seu espectro de reflexão é modulado pelo filtro de borda CWDM (o que caracteriza a convolução), a potência óptica refletida pelo sensor também varia. Desta forma, é possível determinar o λ_B da FBG através da medida da potência óptica refletida.

É importante mencionar que este conceito, de conversão de potência óptica em λ_B , somente é bem realizado desde que apenas uma medida física esteja influenciando o comportamento espectral da FBG ou seja para sistemas onde se mensura uma grandesa física e também existam variações de temperatura a técnica apresentará erros na medida.

CAPÍTULO 3

SISTEMA DE INTERROGAÇÃO

Neste capítulo são descritos e detalhados o projeto do *hardware*, a construção e a caracterização de um sistema de interrogação utilizando um filtro de borda CWDM.

3.1 Estrutura da Placa de Circuito Impresso (PCB)

O circuito foi projetado na ferramenta computacional Altium Designer[®] e sua estrutura foi dividida em dois blocos: o bloco analógico e o bloco digital, que serão apresentados e discutidos de forma detalhada neste capítulo. A Figura 3.1.1 mostra o *layout* do esquemático.

O bloco analógico engloba os sub-blocos “Aquisição e Amplificação de Sinal Óptico”, “*Charge-Pump*” (circuito integrado conversor dc-dc), “Regulador de Tensão” e “Alimentação 5V”. O Bloco Digital engloba os Sub-blocos “Processamento de Sinal Óptico” e “Comunicação com PC”.

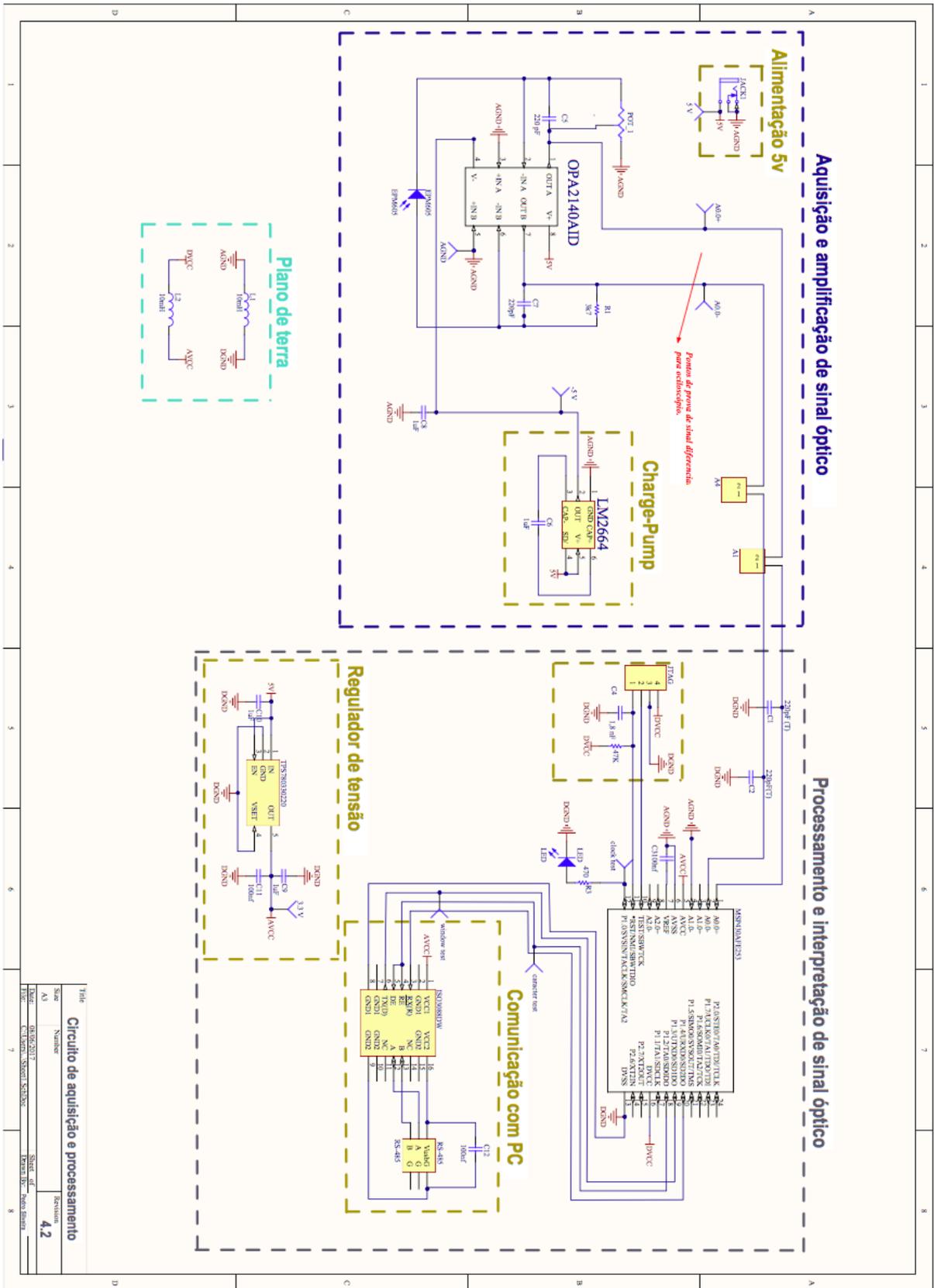


Figura 3.1.1 – Esquemático geral do circuito de aquisição e processamento do sistema de interrogação.

Título		Circuito de aquisição e processamento	
Size	Number	Revision	
A1		4.2	
DocId	04002012	Sheet of	Four Sheets
File	C:\Users\Smart\Documents	Project File	Smart_SchDoc

3.2 Plano de Terra

Todos os sistemas de aquisição, condicionamento e processamento de sinais requerem dispositivos de sinais mistos, como um conversor analógico-digital (AD) e/ou conversor digital-analógico (DA).

Um grande problema encontrado em sistemas de sinais mistos está presente nos pontos de aterramento digital e analógico. Nestes sistemas a referência (GND) dos sinais, se torna um meio de retorno de corrente para fonte de alimentação. Uma estratégia falha de aterramento pode ser fonte de erros de medida em um sistema de medida que requer precisão. Um problema de se utilizar a mesma referência de um sinal digital (DGND) para um analógico (AGND) é que chaveamento de alta frequência na parte digital pode gerar ruído na parte analógica.

Usualmente, os fabricantes de CIs recomendam se dividir o plano de terra da placa em um plano analógico e um digital e fazer com que os planos sejam conectados no mesmo ponto como mostrado na Figura 3.2.1 [16], [17].

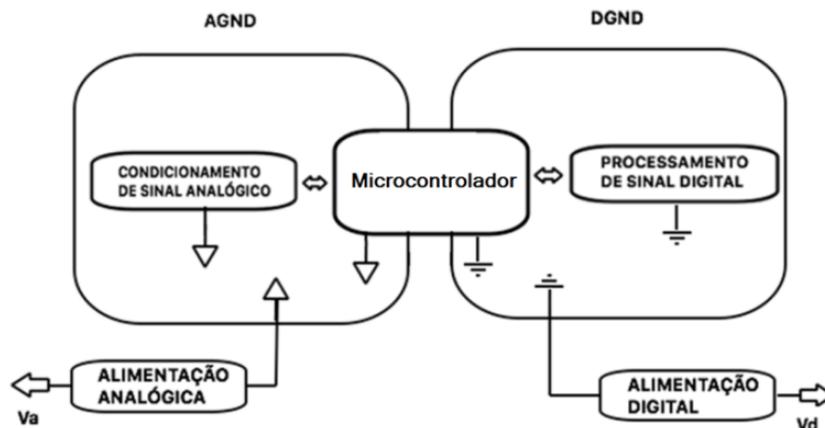


Figura 3.2.1 – Terra de sinais mistos em uma placa de circuito impresso.

Todos os ruídos de corrente proveniente de sinais digitais fluem pela fonte de alimentação digital para o plano DGND, sendo isolada da parte analógica.

Outro método de aterramento alternativo para um dispositivo de sinal misto se mostra viável na aplicação deste projeto. O método constitui em ligar AGND do dispositivo de sinal misto ao plano de terra analógico e fazer o DGND do dispositivo ligado ao plano de terra digital [16], [17]. Para que este método seja bem sucedido, os circuitos analógicos e digitais devem estar bem isolados. A Figura 3.2.2 mostra dois indutores de 10 mH interligando os planos de AGND e DGND e os AVCC e DVCC. Esses indutores funcionam como filtros minimizando ruído de alta frequência no plano de terra analógico.

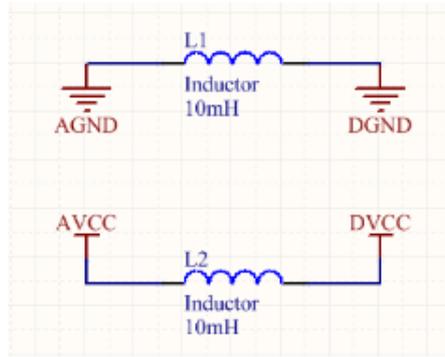


Figura 3.2.2 – Circuito de acoplamento.

3.3 Bloco Analógico

O bloco analógico comporta os seguintes sub-blocos descritos nas seções seguintes: alimentação 5 V; conversor dc-dc; aquisição e condicionamento do sinal óptico.

3.3.1 Sub-Bloco – Alimentação 5 V

A alimentação do circuito eletrônico é realizada através de um cabo USB, ligado a um conector do tipo *Jack* que fornece 5 Vdc, que pode ser proveniente da porta USB do PC ou da rede elétrica através de uma fonte chaveada do tipo utilizado em telefones móveis.

3.3.2 Sub-bloco – Conversor dc-dc (*Charge-Pump*)

A alimentação dos CIs que necessitam de -5 V é provida pelo conversor dc-dc LM2664 da Texas Instruments Inc., que é ligado juntamente a dois capacitores dimensionados no *datasheet* [18].

3.3.3 Sub-bloco - Aquisição e Condicionamento de Sinal Óptico

A aquisição e condicionamento dos sinais ópticos refletidos pela FBG e guiados por fibras ópticas ao módulo de interrogação são realizados pelo fotodiodo e circuitos amplificadores de transimpedância.

Um amplificador de transimpedância é utilizado quando se almeja transformar corrente de entrada no circuito em tensão de saída. O circuito utilizado neste projeto opera transformando fotocorrente proveniente do fotodiodo em tensão amplificada na saída.

Sua operação ocorre da seguinte forma: como pode ser observado na Figura 3.3.1, o fotodiodo é conectado entre terra (GND) e as entradas inversora e não inversora do amplificador operacional, ligada ao polo de entrada de corrente proveniente do fotodiodo. A alta impedância de entrada do amplificador operacional faz com que a corrente do fotodiodo passe através da resistência R_f , o que resulta em uma tensão na saída que é proporcional à corrente de entrada. Por este motivo é importante utilizar amplificadores operacionais com entradas JFET.

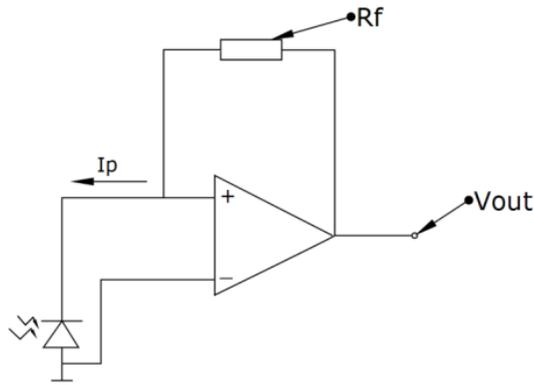


Figura 3.3.1 – Circuito amplificador de transimpedância.

Foi projetado um protótipo de receptor, com objetivo de ser feita a aquisição e o condicionamento de sinais ópticos. O sistema é composto de um fotodiodo e um amplificador de transimpedância. O fotodiodo é representado na Figura 3.3.2 por uma fonte de corrente, pois esta é justamente a sua função para este sistema. Foram utilizados neste trabalho fotodiodos PIN JDS do fabricante Uniphase[®] modelo EPM605, cuja responsividade é de aproximadamente 0,98 A/W na região de 1535,00 nm [19].

Visando a máxima relação sinal-ruído (SNR) na eletrônica do sistema de interrogação, foram utilizados no projeto dois amplificadores de transimpedância com amplificação diferencial, como mostrado na Figura 3.3.2. Uma característica desta técnica é o ganho transimpedância do sinal de entrada ser multiplicado por dois, porém o ruído introduzido pelos resistores das malhas de realimentação de cada amplificador operacional é multiplicado por $\sqrt{2}$, já que não estão correlacionados [20]. Além disso, a amplificação diferencial é menos susceptível a interferências externas. A lista de componentes utilizados na sua construção está disponível na Tabela 3.1.

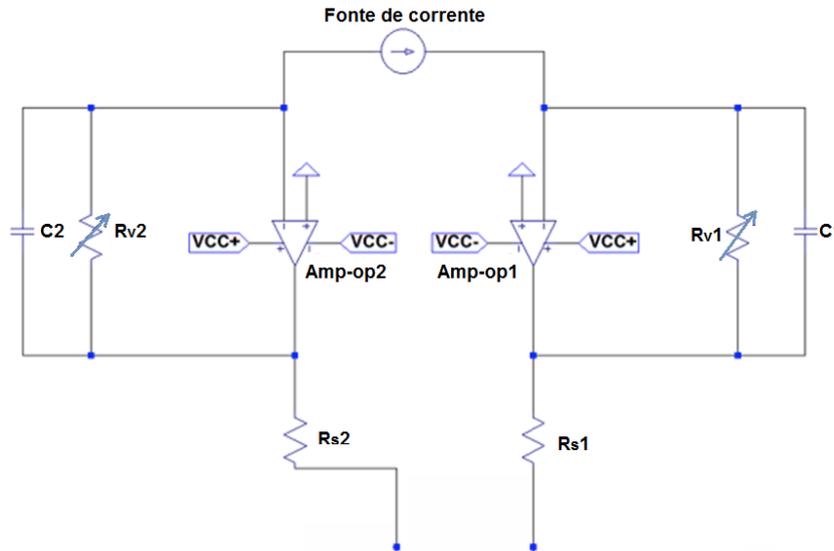


Figura 3.3.2 – Esquemático do sistema de amplificação de transimpedância desenvolvido no *software* LTspice© IV5.

Tabela 3.1 - Lista de componentes, bloco analógico.

Bloco Analógico	
Componente	Quantidade
Conector <i>Jack</i>	1
LM266A	1
OPA2140AID	1
Capacitor 1 μ F	2
EPM605	1
Capacitor 220 ρ F	2
Resistor 1 $k\Omega$	1
<i>Trimpot</i> 10 $M\Omega$	1

3.4 Bloco Digital

O bloco digital, comporta os seguintes sub-blocos descritos nas seções seguintes: processamento do sinal óptico; comunicação com PC.

3.4.1 Sub-bloco - Processamento do Sinal Óptico

Conforme descrito no seção 3.3.3, foi implementado um circuito de aquisição de sinal óptico e, para o processamento do sinal analógico foi utilizado o microcontrolador MSP430AFE253 do fabricante Texas Instruments Inc. cuja pinagem é mostrada na Figura 3.4.1.

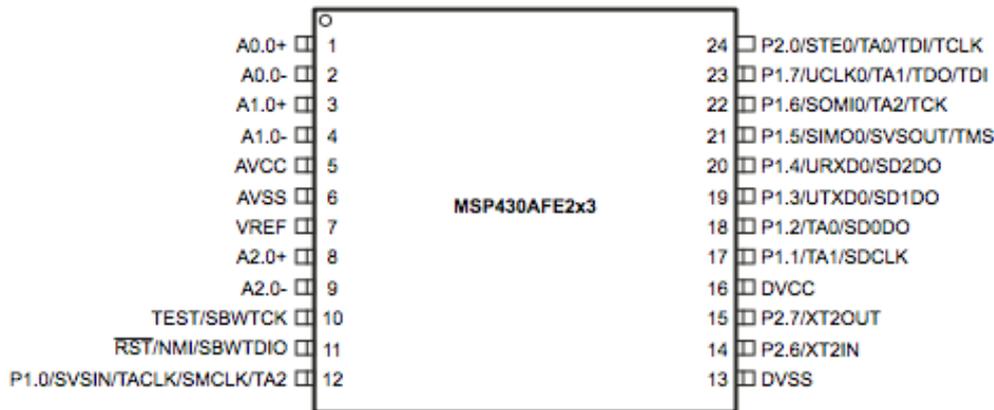


Figura 3.4.1 – Microcontrolador MSP430AFE253.

Algumas especificações relevantes para este projeto são:

- I. Memória flash interna de 16 KB;
- II. Memória RAM de 512 bytes;
- III. Clock da CPU de até 16 MHz com cristal oscilador externo de 7,68 MHz;
- IV. Um periférico de comunicação serial universal síncrono/assíncrono de recepção e transmissão de dados (UART) e SPI;
- V. Três conversores A/D de arquitetura sigma-delta cujas principais características são:
 - 24 bits de resolução máxima;
 - Entradas analógicas diferenciais e independentes;
 - Referência interna de tensão de 1,2 V;

O sistema de processamento do sinal analógico é aqui customizado objetivando uma resposta precisa do λ_B característico.

A taxa de sobreamostragem (OSR) do sinal adquirido pelo sistema, pode ser de: 32, 64, 128, 256, 512 ou 1024, programável via *firmware*, e a frequência de sobreamostragem (f_s) do sinal analógico é a frequência real com que o conversor sigma-delta amostra o sinal.

Utilizando o oscilador interno ao microcontrolador de 8 MHz como fonte de *clock* (CK) e dividindo esta frequência por 8 via *firmware* é possível obter uma frequência de sobreamostragem (f_s) igual a 1 MHz. Escolhendo OSR = 1024, foi possível obter uma taxa de amostragem $f_a = 976,5625$ Hz.

O microcontrolador usado possui também quatro módulos de comunicação serial, dos quais foram utilizados um deles neste projeto:

➤ Modo UART: utilizado para comunicação serial com o PC, através de uma interface RS-485 isolada;

❖ Configurações :

Para realizar toda a configuração necessária deste microcontrolador, foi utilizada uma interface de programação com o compilador IAR Systems Software Inc., programado utilizando a linguagem C.

❖ Configuração do *Offset*

É importante mencionar que como iremos trabalhar com sinais analógico convertido para digital pelo conversor A/D, a nossa escala será apresentada neste experimento em *counts*, unidade digital cujo valor é relativo a tensão de entrada no conversor A/D. Desta forma, o número de *counts* é dado por $2^{16} = 65535$ e, uma vez que o conversor A/D é diferencial, trabalham com uma referência interna de 1,2 V, teremos uma escala com limite de 600 mV para o terminal de entrada diferencial positiva (A0+) e -600 mV para o terminal de entrada diferencial negativa (A0-). Programado para trabalhar no modo “*Bipolar Offset Binary*” a escala é alterada de forma a colocar o ponto 0 V no meio da escala de forma positiva como pode ser observado na Figura 3.4.2.

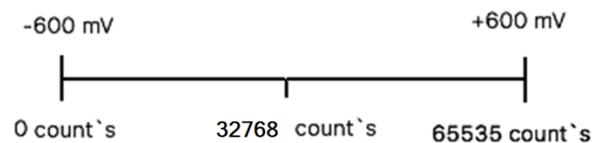


Figura 3.4.2 – Escala de conversão tensão x *counts*.

Uma forma auto explicativa para demonstrar esta escala pode ser visualizada no gráfico apresentado na Figura 3.4.3, mostrando os valores de volts na escala horizontal e os valores binários equivalentes na escala vertical.

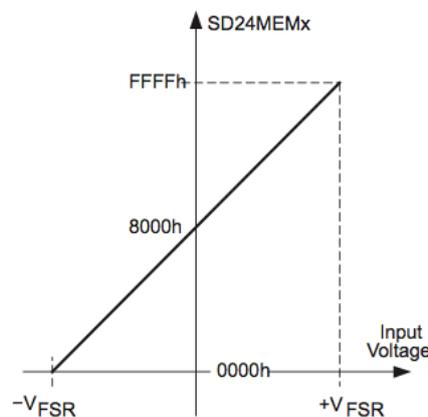


Figura 3.4.3 – Gráfico para o modo “*Bipolar Offset Binary*”.

3.4.2 Sub-bloco – Comunicação com PC

O bloco digital comunica-se com o computador através de um conversor RS-485/USB (Figura 3.4.4). A interface RS-485 *half-duplex* isolada é implementada através do CI isolador ADM2483 da fabricante Analog Devices, que faz a comunicação serial (UART) com o microcontrolador. Para a conversão RS-485/USB utilizou-se um CI conversor FT-232RL do fabricante FTDI. Desta forma, minimiza-se a influência de ruído eletrônico proveniente da porta USB do PC na eletrônica do sistema de interrogação.

Providos de isolamento galvânica, os dados são transmitidos por um cabo, da placa de aquisição até ao isolador RS-485. Este sistema é responsável pela comunicação com o computador através de uma porta USB. O projeto desta interface de comunicação está disponível em [21].



Figura 3.4.4 – PCB da interface isolada RS-485/USB para comunicação com o computador.

3.5 Placa de Circuito Impresso (PCB)

A placa de circuito impresso incorpora toda a eletrônica de interrogação do sistema, que foi inteiramente confeccionada no Laboratório de Instrumentação e Fotônica da COPPE (LIF – COPPE/UFRJ), pelo método de transferência por papel transfer, prensa e corrosão por processo químico com percloroeto de ferro.

Para desenhar o *layout* do PCB, que foi projetado em dupla face, utilizou-se o *software* Altium Designer[®]. O esquemático elétrico dessa PCB é mostrado na Figura 3.1.1 e seu *layout* é mostrado na Figura 3.5.1.

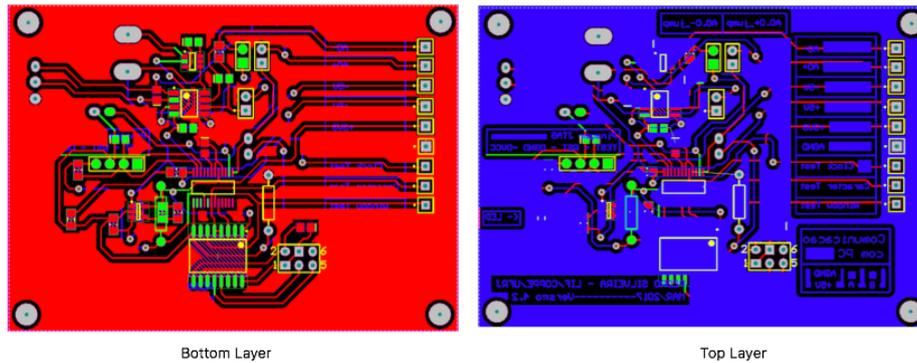


Figura 3.5.1 – *Layout* desenvolvido no *software* Altium Designer®.

A Figura 3.5.2 mostra fotos de algumas etapas do processo de fabricação da PCB, que é mostrada na foto da Figura 3.5.3 após confeccionada e montada.



Figura 3.5.2 – Processo de fabricação da PCB.

Para confecção da PCB foi realizado o seguinte passo a passo:

1. O primeiro passo foi cortar e limpar a superfície do cobre;
2. O segundo passo consistiu em imprimir o circuito no papel transfer, ajustá-lo na superfície da placa pré-preparada e aplicar a prensa a 200 °C durante 45 segundos para que o desenho do circuito seja transferido sobre a placa;
3. O terceiro passo consistiu no processo de corrosão química da placa com o ácido perclorato de ferro. Este processo tem duração de 7 minutos aproximadamente;
4. O quarto passo foi a verificação da PCB quanto a imperfeições e identificação de problemas durante o processo de corrosão, tais como curto circuito ou trilhas em aberto.
5. A quinta e última etapa consistiu na furação da PCB e na soldagem dos componentes e vias de comunicação.

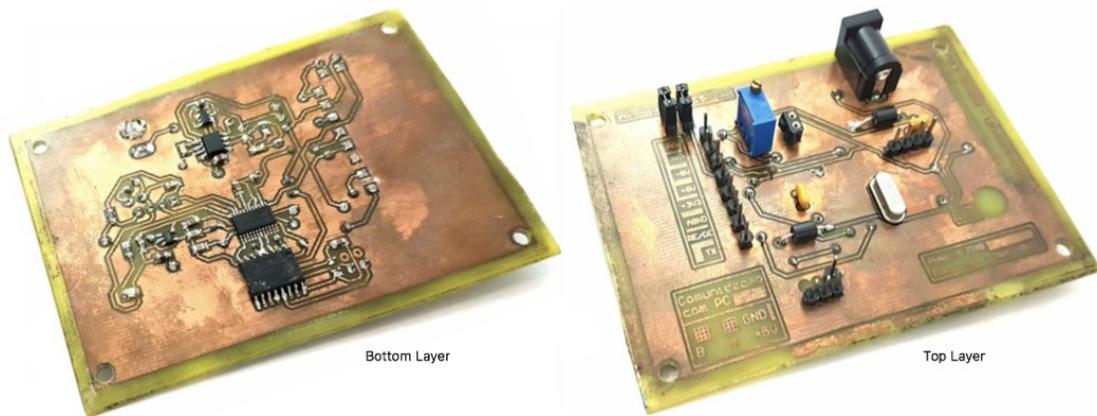


Figura 3.5.3 – PCB concluído.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são identificadas e analisadas as fontes de ruído do sistema eletrônico construído e, em seguida, são mostrados os resultados experimentais de calibração do sistema eletrônico de interrogação.

4.1 Análise de Ruído na Aquisição

Toda medida experimental tem um grau de incerteza associado a erros inerentes ao processo de medida. Em eletrônica, os erros experimentais são caracterizados, dentre outros fatores, pelo ruído eletrônico presente no sistema de aquisição. O ruído em eletrônica pode ser de origem externa, pela interferência da rede elétrica, ou interna ao sistema, presente no próprio circuito eletrônico devido às características físicas de seus componentes.

Não há meios de se eliminar totalmente o ruído, porém existem técnicas e cuidados que atenuam seu nível de perturbação, mantendo-o dentro de uma faixa de aceitável ao projeto. O ruído externo pode ser reduzido através do uso de técnicas adequadas de aterramento e blindagem do circuito eletrônico.

Tratando-se dos componentes eletrônicos, existem técnicas de atenuação do ruído intrínseco da eletrônica e seu resultado na medida final, a escolha adequada dos componentes, assim como a melhor otimização do circuito eletrônico também colaboram com a atenuação do ruído na eletrônica.

4.2 Ruído do Fotodiodo

O fotodiodo é um semicondutor que possui a característica de gerar corrente elétrica (fotocorrente) quando excitado por luz. De acordo com [22], na análise do modelo de ruído do fotodiodo, deve ser considerada a resistência equivalente em paralelo R_p com a junção PN, a capacitância paralela C_p , e o ruído *shot* de corrente, conforme a Figura 4.2.1.

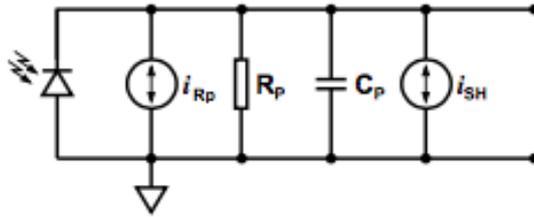


Figura 4.2.1 – Modelo do fotodiodo.

A flutuação randômica da corrente elétrica no instante em que as cargas atravessam uma barreira de potencial, é o causador do ruído *shot*. A corrente elétrica resultante é somatório dos pequenos pulsos de corrente devido ao movimento das cargas elementares individuais ao longo da barreira. O ruído *shot* tem densidade espectral uniforme (ruído branco) [23]. O fotodiodo possui uma resistência em paralelo equivalente que contribui com ruído térmico, que também possui densidade espectral uniforme (ruído branco).

4.3 Ruído no Amplificador Operacional

O ruído presente no amplificador operacional (Figura 4.3.1) utilizado tem origem em duas fontes de ruído: uma fonte de ruído de corrente de entrada, I_n e uma fonte de ruído de tensão de entrada, V_n . Foi escolhido para a implementação do sistema de amplificação de transimpedância o OPA2140 da Texas Instruments Inc., um amplificador operacional *dual* [24].

Circuitos integrados apresentam ruído branco predominante em alta frequência. Porém, quando trabalhamos em baixas frequências, a potência do ruído aumenta inversamente com a frequência (também chamado de “ruído $1/f$ ”).

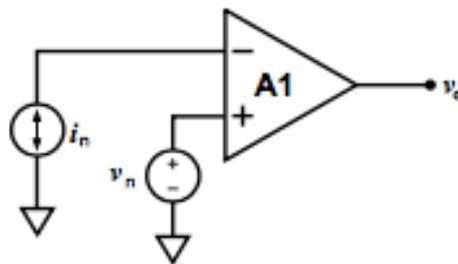


Figura 4.3.1 – Modelo do amplificador para análise de ruído.

4.4 Ruído do Amplificador de Transimpedância

A análise de ruído no amplificador de transimpedância inclui perturbações provenientes dos modelos citados nas Seções 4.2 e 4.3. O modelo de ruído do

amplificador de transimpedância, assim como para o fotodiodo e amplificador operacional já apresentados, são ilustrados na Figura 4.4.1 com os valores de $R_F = 240 \text{ k}\Omega$ e $R_{T1} = R_{T2} = 47 \text{ k}\Omega$, que são valores reais dos componentes utilizados no circuito.

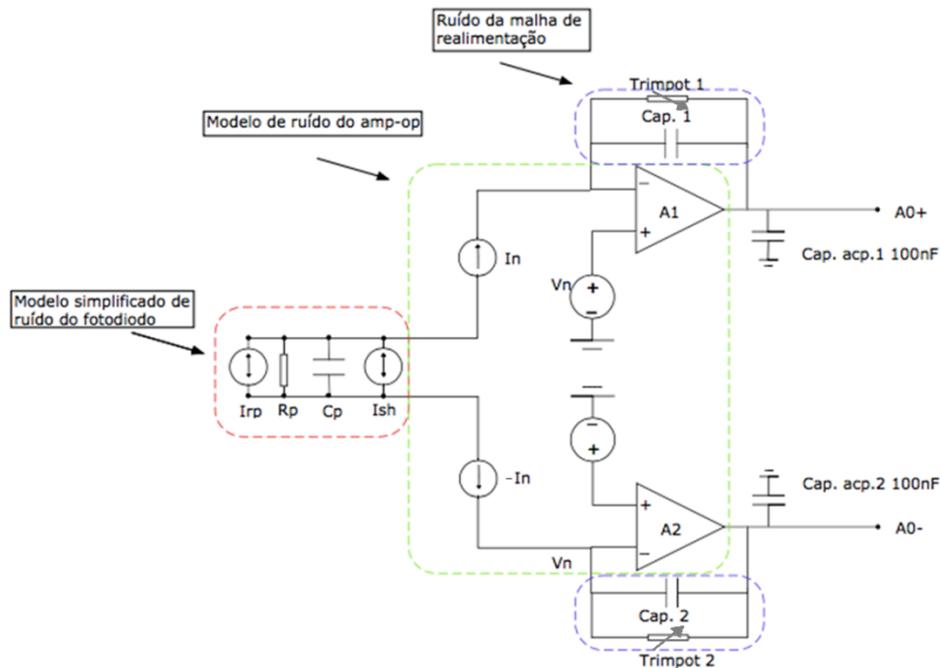


Figura 4.4.1 – Diagrama para análise de ruído do amplificador de transimpedância.

Foram feitos experimentos em bancada para análise do ruído nas saídas diferenciais A0+ e A0- do amplificador de transimpedância. Inicialmente para emular a fotocorrente gerada pelo fotodiodo, utilizou-se um gerador de sinais do fabricante Rigol, modelo *DGI022A*, em série com uma resistência de valor fixo ($10 \text{ k}\Omega$) com uma tensão de saída de 100 mV_{p-p} . Neste caso, foi emulada uma corrente de $10 \mu\text{A}$, que está dentro da ordem de grandeza da fotocorrente gerada no fotodiodo.

Para realização das medidas, os *trimpots* foram ajustados com valores aproximados de $100 \text{ k}\Omega$, visando o ganho máximo. Em seguida, seus valores foram diminuídos para que não houvesse saturação do amplificador operacional.

Este experimento foi dividido em duas etapas, sendo elas: a primeira etapa constituiu em fazer uma análise com sinais senoidais, trabalhando em frequências ac. Na segunda etapa, utilizou-se um sinal contínuo, assim como é o sinal de fotocorrente proveniente do fotodiodo quando o sensor FBG estiver sob variações muito lentas de temperatura ou estresse mecânico. O objetivo principal deste experimento foi ligar as saídas do amplificador de transimpedância a um osciloscópio e averiguar a suscetibilidade do circuito a ruídos externos.

Quando o amplificador de transimpedância foi testado já com o fotodiodo e com a fonte de luz de banda larga, o ruído verificado de flutuações da potência luminosa da própria fonte de luz.

Os resultados obtidos neste experimento realizado são referentes aos canais A0+ e A0-.

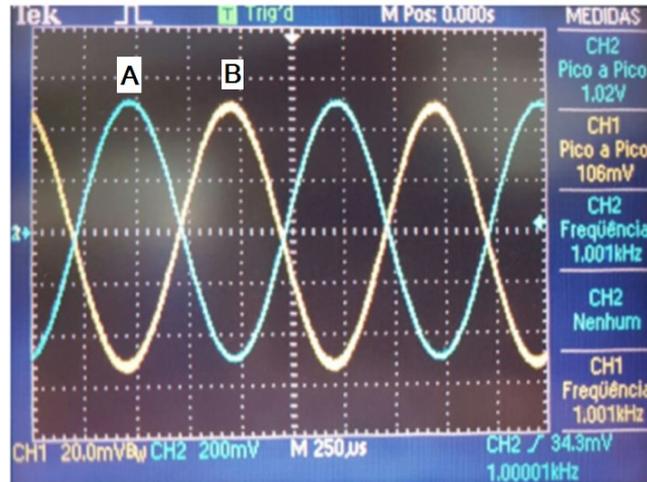


Figura 4.4.2 – Sinal amplificado (A) com frequência de 1 kHz do canal A0+ e sinal do gerador de sinais (B) (Escala do sinal B 20 mV e do sinal A 200 mV).

As Figura 4.4.2 e Figura 4.4.3 mostram os resultados obtidos para o sinal amplificado de 1,02 V e 1 kHz na saída do canal A0+. Para analisar o ruído do sinal de saída, foi realizada a FFT dos canais diferenciais, com e sem presença do capacitor de poliéster de 100 nF, utilizado entre a saída A0+ e A0- e o terra do circuito analógico. Observa-se que o sinal sem o capacitor, apresenta distorção de harmônicas indesejáveis. Os resultados obtidos para o canal inversor A0- obtiveram os mesmos resultados, como pode ser visto nas Figura 4.4.4 e Figura 4.4.5.

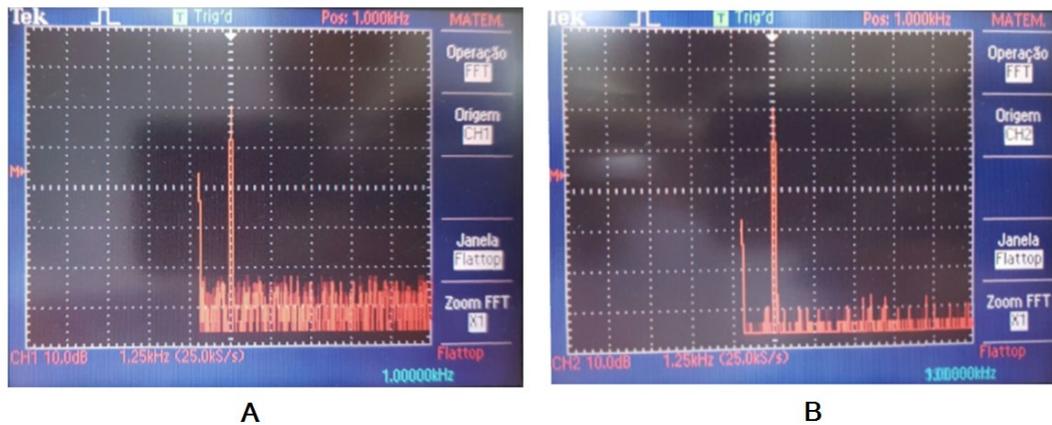


Figura 4.4.3 – A transformada rápida de Fourier FFT do sinal sem capacitor imagem A e com capacitor imagem B com frequência de 1 kHz do canal A0+ (Escala 10 dB).

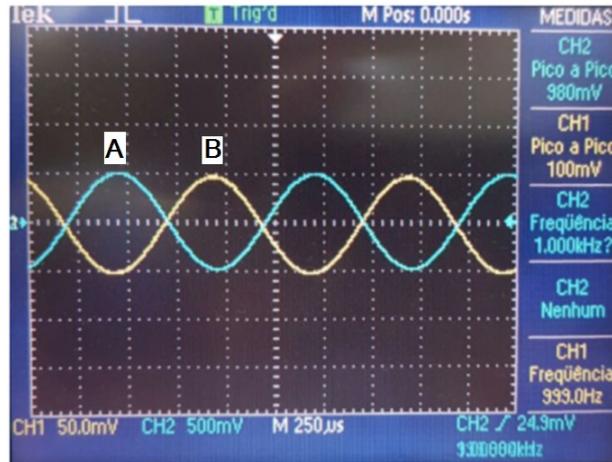


Figura 4.4.4 – Sinal amplificado (A) com frequência de 1 kHz do canal A0- e sinal do gerador de sinais (B) (Escala do sinal B 50 mV e do sinal A 500 mV).

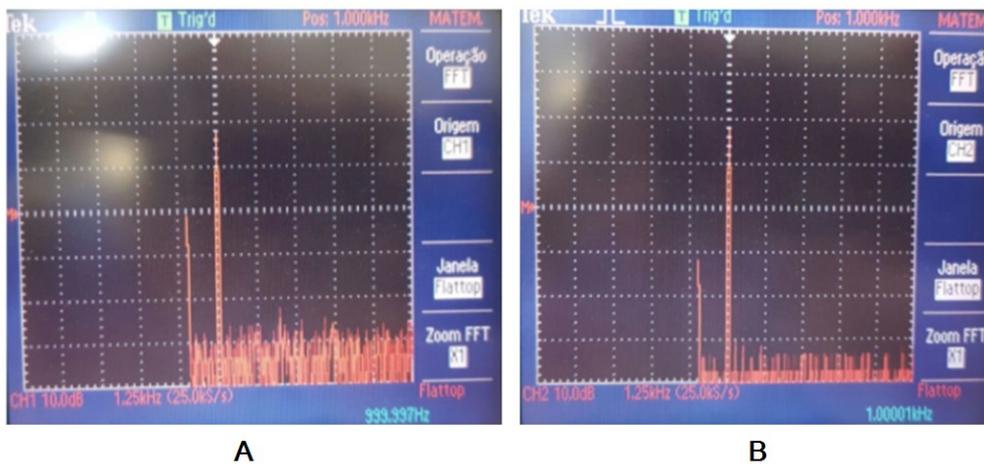


Figura 4.4.5 – FFT do sinal sem capacitor imagem A e com capacitor imagem B com frequência de 1 kHz do canal A0- (Escala 10 dB).

A Figura 4.4.6 mostra o sinal de saída dos canais A0+ e A0- do amplificador de transimpedância para um mesmo sinal de alimentação. O sinal azul corresponde a A0+ e o amarelo corresponde a A0-, e pode-se observar que ambos fornecem a mesma tensão de saída amplificada.

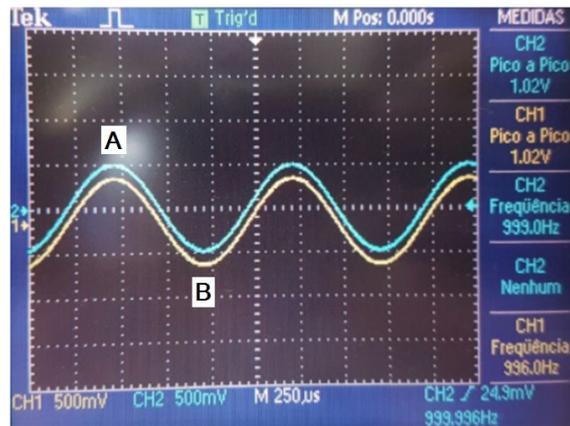


Figura 4.4.6 – Saídas de saída A0+ (A) e A0- (B) amplificadas com frequência de 1 kHz e mesmo sinal de entrada (Escala 500 mV).

O mesmo procedimento foi feito utilizando a frequência de 10 kHz. Foi constatado a presença dos seguintes ocorridos: atenuação e defasagem do sinal (Figura 4.4.8 e Figura 4.4.9). Para sanar estes acontecimentos, foi implementado um filtro RC na malha de realimentação do circuito de transimpedância.

Portando, para um sinal de 100 mV na entrada a uma frequência de 10 kHz o circuito de primeira ordem tem como resposta uma curva com decaimento na amplitude na ordem de -20 dB/década, mostrada na Figura 4.4.7.

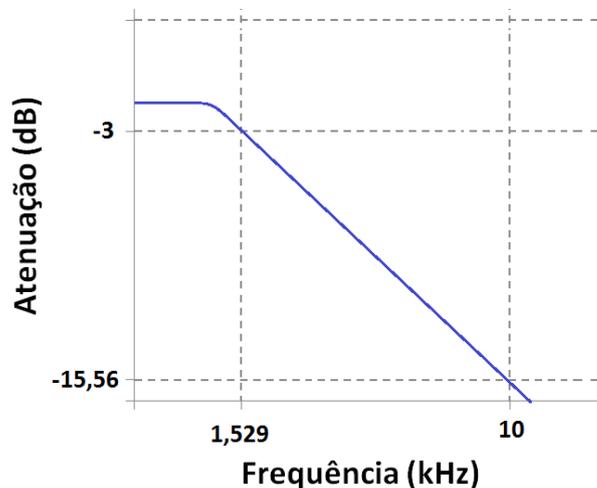


Figura 4.4.8 – Gráfico filtro RC de primeira ordem.

Sabendo que a frequência de corte representa uma atenuação de -3 dB, o que equivale à $\frac{Potência}{\sqrt{2}}$, é possível determinar que a atenuação para a frequência de 10 kHz é igual a 15,56 dB. Os resultados para os canais A0+ e A0-, deste experimento estão nas Figura 4.10, Figura 4.11 respectivamente.

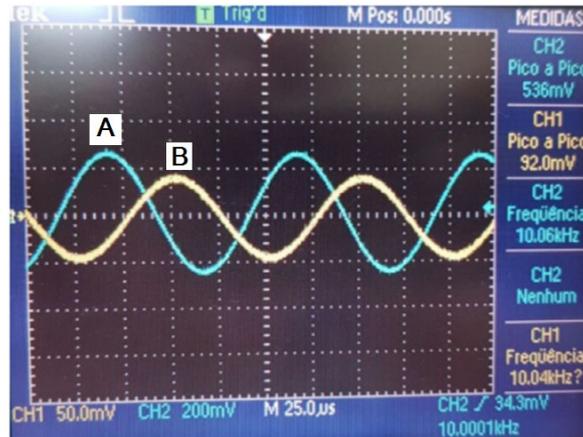


Figura 4.4.8 – Sinal A0- (A), defasado e atenuado em relação ao sinal de entrada (B) do circuito e atenuado em relação ao obtido com menor frequência (Escala do sinal de entrada 50 mV e do sinal de saída 200 mV).

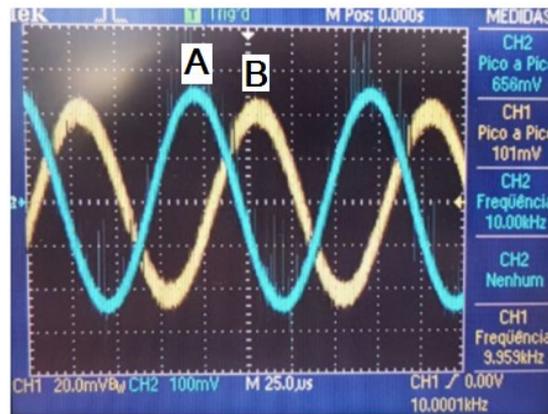


Figura 4.4.9 – Sinal A0+ (A), defasado e atenuado em relação ao sinal de entrada (B) do circuito e atenuado em relação ao obtido com menor frequência (Escala do sinal de entrada 20 mV e do sinal de saída 100 mV).

Para a segunda etapa foi utilizado um gerador de sinais e um resistor de 10 k Ω em série para emular a fotocorrente do fotodiodo. Diferentemente da primeira etapa, o gerador de sinais foi ajustado para sinais dc. A Figura 4.4.10 mostra as duas saídas A0+ em azul e A0- em amarelo do circuito de amplificação de transimpedância, em que o ganho foi ajustado para que não houvesse saturação do amplificador. A presença de *spikes* (gráfico azul - saída) de alta frequência sugere interferência que pode ser proveniente de fontes externas ruidosas como, por exemplo, lâmpadas fluorescentes. Para filtrar esse ruído, foi utilizado um capacitor de poliéster de 100 nF, entre as saídas A0+ e A0- e o terra do circuito. O sinal filtrado pode ser observado na Figura 4.4.11.

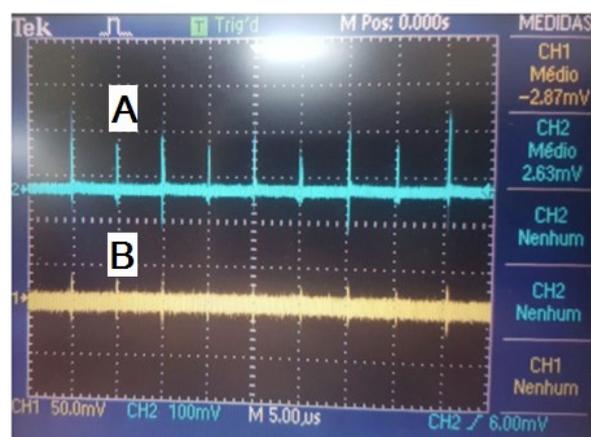


Figura 4.4.10 – Análise DC, saída (A) $A0+ = 2,63 \text{ mV}$ (escala de 100 mV) e saída (B) $A0- = -2,87 \text{ mV}$ (escala de 50 mV).

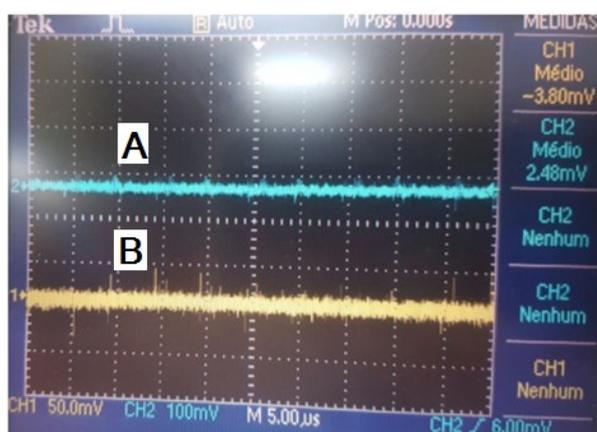


Figura 4.4.11 – Análise DC, saída (A) $A0+ = 2,48 \text{ mV}$ (escala de 100 mV) e saída (B) $A0- = -3,8 \text{ mV}$ (escala 50 mV) com capacitor de 100 nF implementado nas saídas diferenciais.

4.13 Calibração do Fotodetector Projetado

Este procedimento experimental consistiu em fazer a calibração do circuito amplificador de transimpedância através do sensor óptico utilizando o fotodetector PDA 10CS do fabricante ThorLabs. Os resultados obtidos foram bastante satisfatórios levando-se em consideração que, para estas medidas, ainda não havia compensação de flutuações de potência luminosa da fonte de luz. É possível observar que a curva de calibração realizada com o fotodetector ThorLabs (Figura 4.5.1), apresenta resultados semelhantes aos do fotodetector projetado (Figura 4.5.2), o que indica que o sistema eletrônico de interrogação construído pode substituir o fotodetector comercial.

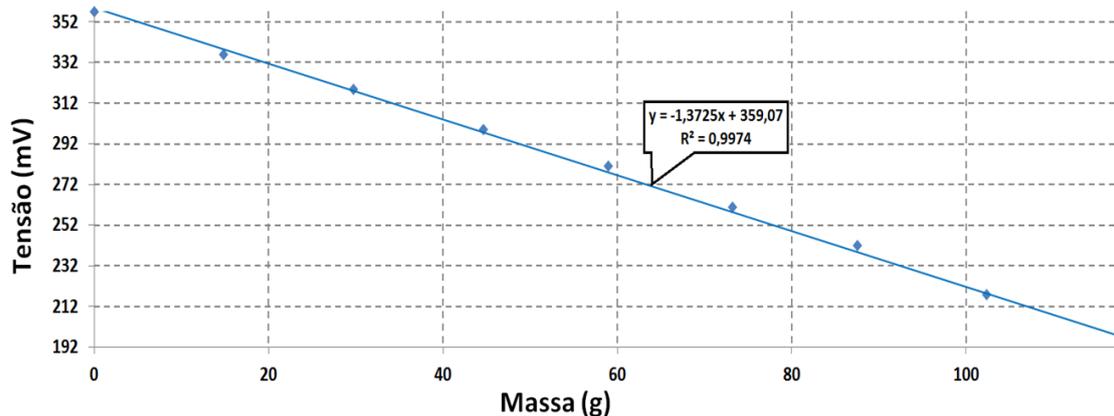


Figura 4.5.1 – Gráfico de calibração por deformação mecânica utilizando fotodetector da fabricante ThorLabs.

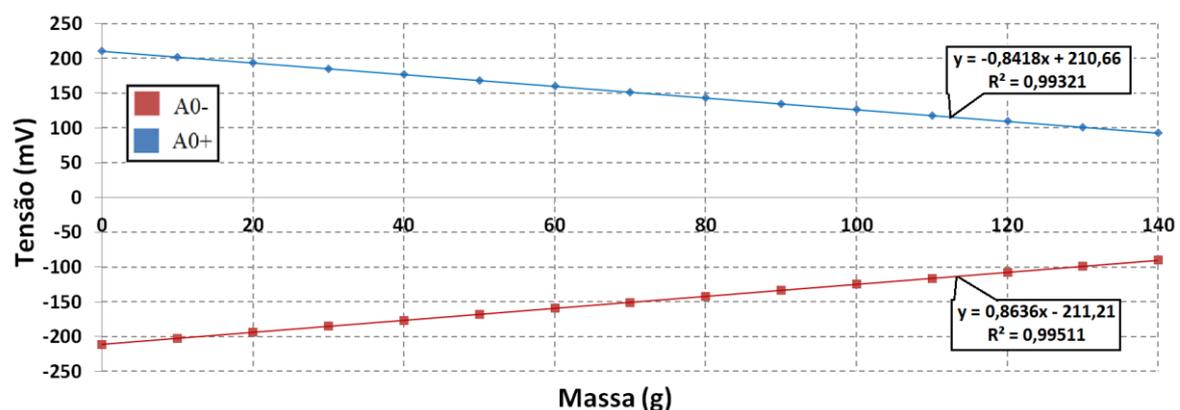


Figura 4.5.2 – Gráfico de calibração por deformação mecânica utilizando fotodetector projetado.

Os resultados obtidos são satisfatórios, pois como o sinal de tensão de saída será tratado de forma diferencial, a sua variação em função da massa aplicada quando utilizamos o fotodetector projetado será o somatório das tensões nas saídas A0+ e A0-, o que nos fornece uma sensibilidade duas vezes maior do que a obtida com o modelo comercial citado. Além disso, a leitura do sinal analógico proveniente do fotodetector comercial deve ser realizada com um osciloscópio, o que limita sua resolução.

4.14 Análise do Ruído no Microcontrolador com Canais A0+ e A0- do Conversor A/D Curto-Circuitados

Para analisar o ruído nos canais diferenciais A0+ e A0- do conversor A/D do microcontrolador, a configuração inicial utilizada foi curto-circuitar seus terminais, de forma a se evitar a influência de qualquer sinal externo. Observou-se que o valor lido pelo microcontrolador flutua em torno de um valor, por este motivo foram coletadas amostras em diferentes momentos e armazenadas em um vetor (inicialmente com

tamanho 5), onde a média dos resultados coletados foi de 32749 counts equivalentes a 301,288 mV, conforme a Tabela 4.1

Tabela 4.1 - Resultado das médias do vetores de aquisição com canal de conversão A/D diferencial curto circuitado.

Número de Amostras	Média dos Somatórios	Volts (mV)
5	32749 <i>counts</i>	301,288
10	32750 <i>counts</i>	301,297
100	32759 <i>counts</i>	301,38
1000	32750 <i>counts</i>	301,297

As operações no *software* IAR apresentadas na Figura 4.6.1 mostram os resultados do procedimento. Adotando o valor médio obtido é constatado um offset de -19 counts em relação à referência (o valor a ser observado na Figura 4.6.1, respectivo à análise é o “offset_0”). Levando em consideração um fundo de escala de 65535 counts, que corresponde a 16 bits de resolução, o valor de 19 counts representa um erro de 0,0289 %.

The figure displays four screenshots of the IAR Watch window, each showing the state of variables 'contador', 'resultado', 'soma_result', 'soma_result_med', and 'offset_0' for a specific number of samples. The values are as follows:

Sample Count	contador	resultado	soma_result	soma_result_med	offset_0
5	5	32749	163754	32750	32749
10	10	32750	327506	32750	32750
1000	1000	32750	32750631	32750	32749
100	100	32749	3274891	32748	32750

Figura 4.6.1 – Aquisições no *software* IAR com entradas A0+ e A0- curto circuitadas.

Os testes realizados sobre a resolução do microcontrolador usam como parâmetro de medida o osciloscópio TBS1000B 1/2, do fabricante Tektronix, que possui uma resolução vertical de 8 bits com fundo de escala ajustável. O microcontrolador

possui uma resolução vertical de 16 bits com fundo de escala de 600 mV.

Comparando os dois sistemas operando com 600 mV de fundo de escala, teremos: resolução do osciloscópio = $\frac{600 \text{ mV}}{2^8} = 2,34 \text{ mV}$ de precisão de leitura, enquanto a placa de interrogação desenvolvida = $\frac{600 \text{ mV}}{2^{16}} = 9,15 \mu\text{V}$, o que mostra que o sistema de interrogação tem uma resolução muito maior e possibilita medidas mais precisas.

O resultado deste experimento é mostrado na Figura 4.6.2, em que é possível observar a oscilação do sinal em 4 *counts* (valor de 32764 a 32768) no eixo vertical principal e em volts visto no eixo vertical secundário, mostrando o sistema ser estável em relação a ruídos na eletrônica e comunicação.

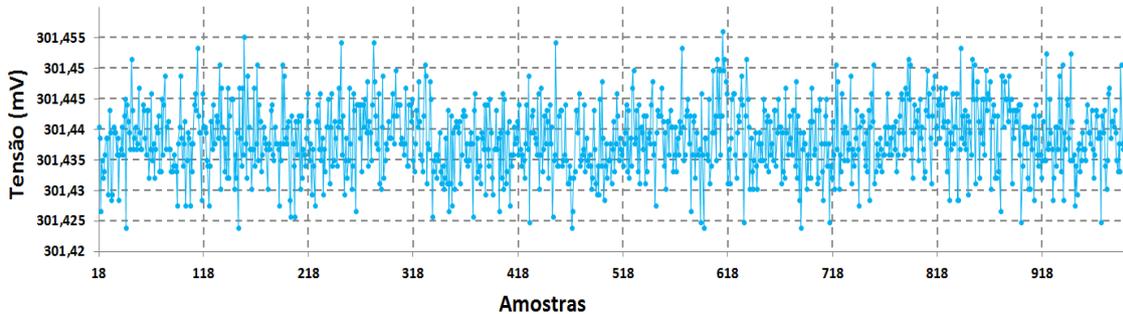


Figura 4.6.2 – Gráfico de ruído com canais A/D curto circuitados do microcontrolador, dados retirados do *software* desenvolvido.

4.15 Análise do Ruído no Microcontrolador com Canal A/D do Microcontrolador com Sinal Analógico

O próximo experimento consistiu na aplicação de um sinal diferencial com amplitude de 298 mVdc proveniente do gerador de sinais, que possui dois canais de saída, diretamente nas entradas diferenciais A0+ e A0- do conversor A/D do microcontrolador.

O valor desejado a se obter é 596 Vdc, que é representado por 32768 *counts* na saída digital do conversor A/D do microcontrolador. Este experimento foi realizado utilizando uma média de 100 amostras, cujo resultado é mostrado na Figura 4.7.1 (o valor a ser observado na Figura 4.7.1 é o “soma_result_med”).

Expression	Value
contador	100
resultado	32919
soma_result	3292198
soma_result_med	32921
offset_0	32749
<click to add>	

Figura 4.7.1 – Aquisições no *software* IAR com sinal diferencial de 298 mVdc nas portas A0+ e A0- .

O último teste preliminar tem como objetivo mensurar o ganho de uma das portas diferenciais do canal A/D. Para isso, a porta A0- foi ligada ao AGND da placa de circuito impresso. Na porta A0+, foi aplicado o mesmo sinal de 290 mVdc do gerador de sinais. O resultado obtido é mostrado na Figura 4.7.2 (o valor a ser observado na Figura 4.7.2 é o “soma_result_med”).

Expression	Value
contador	100
resultado	48659
soma_result	4866901
soma_result_med	48669
offset_0	32749
<click to add>	

Figura 4.7.2 – Aquisições no *software* IAR com sinal diferencial de 290 mVdc na portas A0+ e porta A0- curto circuitada.

Levando em consideração um fundo de escala de 65535, o valor obtido de 63 counts representa um erro de 0,0961 %.

4.16 Análise do Ruído no Microcontrolador com Canal A/D do Microcontrolador com Sinal Óptico

O mesmo teste foi realizado utilizando o sensor óptico em conjunto com fonte de luz de banda larga. Os dados coletados através do *software* desenvolvido em LabVIEW[®] são mostrados na Figura 4.8.1.

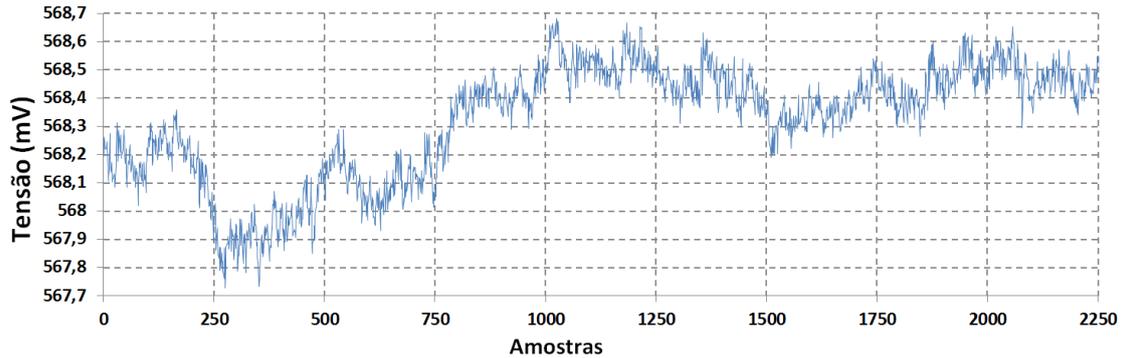


Figura 4.8.1 – Curva de ruído de aquisição de sinal óptico.

Com base nos resultados apresentados, é possível observar que a o ruído de tensão é muito maior do que no experimento anterior que era da ordem de $20 \mu\text{V}$ (ver Figura 4.6.2), se alterou para um valor próximo a $200 \mu\text{V}$, o que podemos creditar a flutuações na potência óptica da fonte de luz, flutuações do circuito de condicionamento de sinais assim como flutuações térmicas da própria FBG. Com o objetivo de verificar a influência das flutuações observadas no sinal devido à fonte de luz, este procedimento foi realizado até a estabilização do sinal de luz emitido a partir do momento em que a fonte óptica é ligada.

4.17 Comunicação com PC Via Canal UART

A comunicação entre o sistema de interrogação e o computador foi implementada através de uma interface isolada RS-485/USB, que tem como objetivo principal evitar que as medidas realizadas pelo sistema de interrogação sejam lidas por um osciloscópio, possibilitando que a resolução da eletrônica seja transmitida digitalmente e lida via *software* em um PC. A comunicação serial com o microcontrolador utiliza dois pinos de alimentação e dois de comunicação, sendo eles: RX, para recepção, TX para transmissão e uma porta interna ao microcontrolador, ENABLE, para habilitação de transmissão ou recebimento dos dados. Os dados são transmitidos por um cabo do PCB até a interface RS-485/USB, responsável pela comunicação com o computador, como mostrado na Figura 4.9.1.

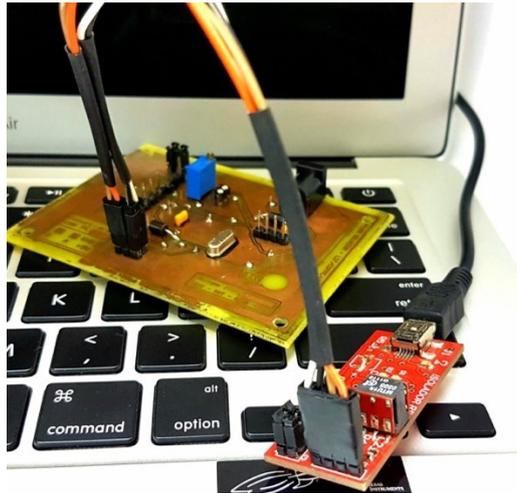


Figura 4.9.1 - Interface isolada RS-485/USB de comunicação com o computador em configuração operante.

➤ Taxa de comunicação serial

A taxa de transmissão de dados entre o sistema de interrogação e o PC foi escolhida como 115200 bps (*Baud Rate*), que é configurada no *firmware* do microcontrolador.

Para testar a comunicação, foi escrito um código em *firmware* que faz o envio de um caractere específico da tabela ASCII. Foi escolhida a letra “U” (01010101_B) devido à sua fácil visualização no osciloscópio que foi utilizado para aquisição do sinal transmitido, como mostrado na Figura 4.9.2.

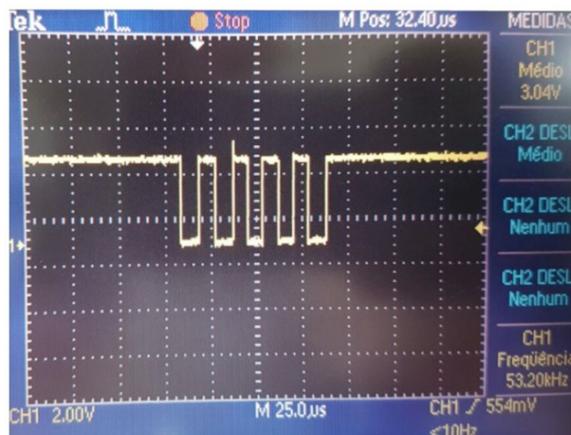


Figura 4.9.2 – Aquisição do carácter “U” (tabela ASCII) pelo osciloscópio.

Para haver confirmação do sinal transmitido foi realizado um experimento utilizando a placa interface isolada RS-485/USB.

4.18 Aquisição do Sinal Óptico e Calibração da FBG

Estando pronto o sistema de interrogação com capacidade de interpretação dos sinais analógicos e comunicação com computador, foi realizado um ensaio com um sensor óptico onde a luz refletida pelo mesmo é convertida em comprimento de onda. Para visualização destas medidas foi desenvolvido um *software* na plataforma LabVIEW[®], com intuito de disponibilizar apenas informações necessárias, como comprimento de onda e tensão lidos pelo canal A/D e média de ruído como é mostrado na Figura 4.10.1.

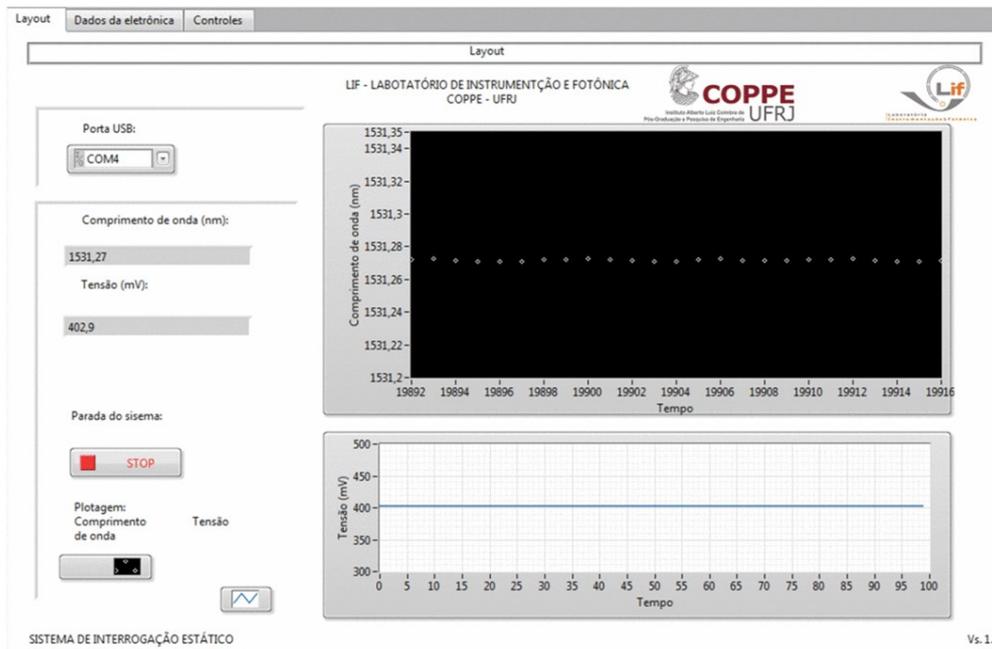


Figura 4.10.1 – *Layout* desenvolvido em LabVIEW[®] para visualização dos dados do microcontrolador.

O sistema desenvolvido tem como interatividade a possibilidade de se alterar alguns parâmetros de calibração, como corrigir o *offset* proveniente de um erro de medida, por exemplo.

4.18.1 Calibração por Tração Mecânica e Temperetura

Neste trabalho, propomos um interrogador optoeletrônico de baixo custo para medições do λ_B com base na potência óptica refletida pelo sensor, são propostas duas abordagens para a recuperação da posição espectral do λ_B do sensor FBG. Na primeira abordagem, o espectro de reflexão da FBG sensora é modulado diretamente pelo espectro de transmissão da fonte de luz, sem a necessidade do demultiplexador CWDM,

reduzindo ainda mais o custo e a complexidade do sistema. Na segunda abordagem proposta, o espectro de reflexão do FBG sensora é modulado pelo espectro de transmissão do demultiplexador CWDM, que atua como um filtro de borda. Uma vez que o padrão CWDM permite a demultiplexação de até 18 canais [10], [11], a técnica proposta permite a multiplexação de “N” sensores FBG em apenas um cabo óptico, compartilhando a mesma fonte de luz de banda larga e eletrônica de interrogação, reduzindo o custo por canal do sistema.

Nas próximas subseções são detalhados os experimentos realizados em cada uma das abordagens supracitadas e os resultados são mostrados e discutidos.

4.11 Primeira Abordagem

Na primeira abordagem foi montado em bancada um experimento conforme mostra o diagrama da Figura 4.11.1. Foi projetado um sistema que prevê a variação do λ_B por tração mecânica do sensor óptico. Para o experimento de calibração da FBG e do sistema eletrônico, foram amostrados 100 pontos de curta variação no λ_B com objetivo de se analisar a curva da fonte de luz na região onde varia o comprimento de onda.

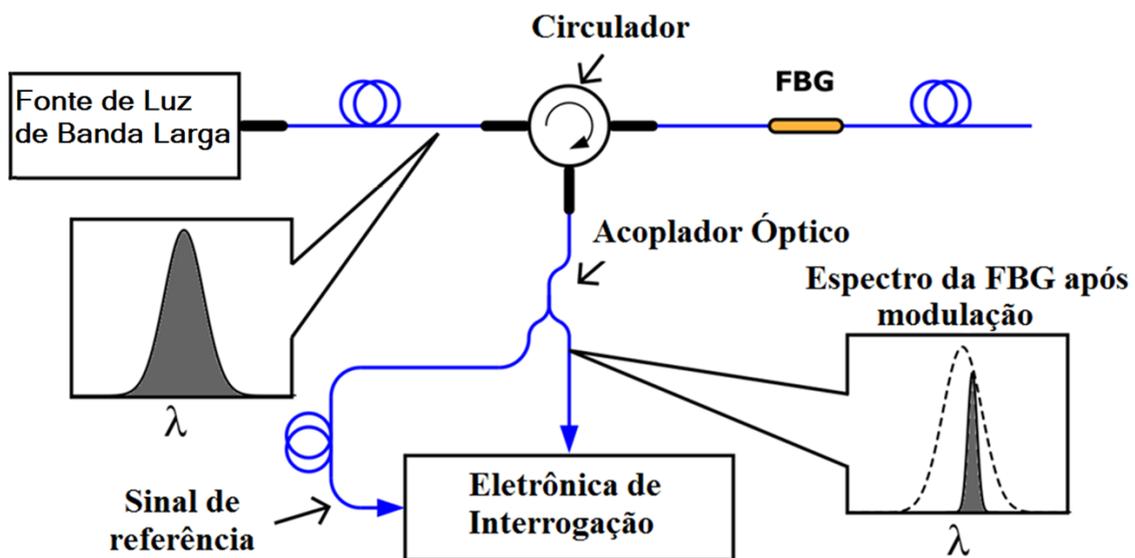


Figura 4.11.1 –Diagrama do arranjo montado para realizar a calibração por deformação mecânica.

A calibração realizada mostrou que a região em que a FBG opera quando estática em uma temperatura controlada a 24°C é de 1531,27 nm. A região onde começa a aparecer maior atenuação do sinal de luz tem início em aproximadamente 1534,00 nm.

A calibração feita com o OSA, foi realizada variando-se 2,16 nm no λ_B da FBG para obtenção da sua curva de caracterização. Após este processo, onde se obteve a relação de λ_B refletido em função do peso aplicado, o mesmo processo foi refeito, desta vez utilizando o sistema eletrônico de interrogação desenvolvido. Nesta segunda etapa, obtivemos uma relação de peso aplicado em função da tensão lida pelo conversor A/D, que é enviado para o PC e mostrado no *software* em LabVIEW[®]. Após a aquisição dos dados, foi obtida a função que converte tensão em λ_B . O gráfico mostrado na Figura 4.11.2 apresenta a função gerada por regressão linear em primeiro grau a partir dos dados coletados.

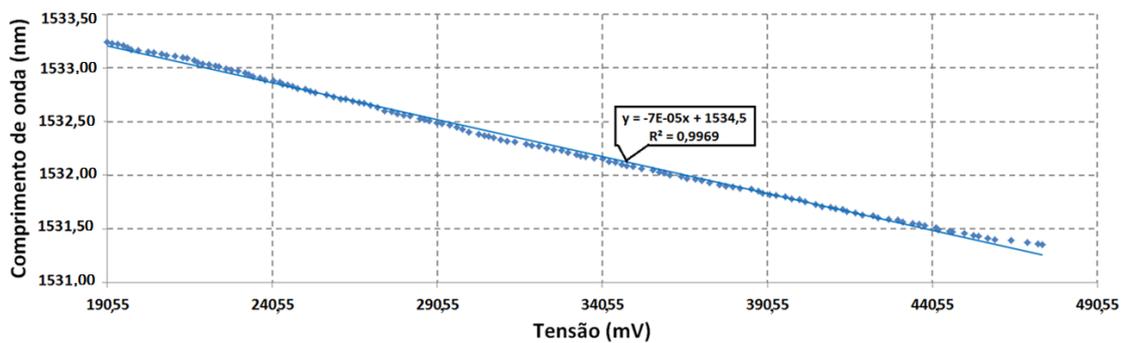


Figura 4.11.2 – Gráfico de calibração por deformação mecânica - λ_B x tensão.

Para mostrar a repetibilidade da curva de modulação do sensor, o mesmo teste foi refeito utilizando variação de temperatura. Foi montado o arranjo como mostrado na Figura 4.11.3, onde a variação de temperatura é realizada por um atuador termoelétrico de efeito Peltier. Os resultados obtidos com o sistema de interrogação desenvolvido foram comparados com os coletados no OSA, em cujos testes a fibra foi submetida a uma variação em um intervalo de 0 °C a 50 °C.

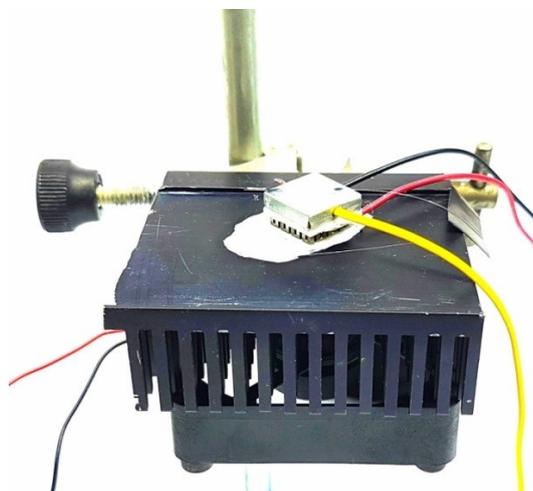


Figura 4.11.3 – Arranjo utilizado para realizar a calibração por temperatura via peltier.

A Figura 4.11.4 mostra o resultado deste experimento. Pode-se observar que a curva de calibração apresentou o mesmo coeficiente angular verificado no experimento anterior, o que comprova a repetibilidade da curva de modulação da potência óptica refletida pela FBG sensora pelo espectro de transmissão da fonte de luz de banda larga.

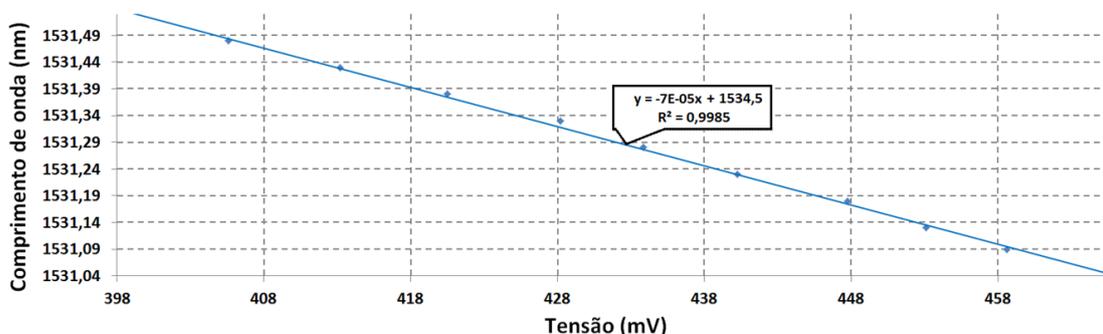


Figura 4.11.4 – Gráfico de calibração por temperatura – tensão $\times \lambda_B$.

A Figura 4.11.5 mostra uma comparação entre duas curvas e suas respectivas linhas de tendência obtidas com o OSA (em preto) e com o sistema de eletrônico de interrogação construído (em vermelho) neste experimento em que a FBG foi submetida a variações de temperatura. É possível verificar uma variação de apenas 0,004 no seu coeficiente angular. A sensibilidade apresentada pelo sensor neste experimento foi de -133,462 mV/nm, que apresenta seu valor negativo devido à faixa espectral utilizada ser uma zona de descida.

Durante este experimento, o ruído máximo observado foi de 278 μ Vrms, o que dá uma resolução de 2,08 pm para um sensor de deformação de propósito geral ou 0,15 $^{\circ}$ C para um sensor de temperatura.

Portanto, os resultados mostram que o interrogador eletrônico de baixo custo pode ser aplicado para medições de temperatura ou tensão com resolução e repetibilidade muito boas, substituindo interrogadores interferométricos de alto custo específicos para FBGs, como o Interrogator Static Optical Sensing sm125 (Micron Optics Inc.) por exemplo.

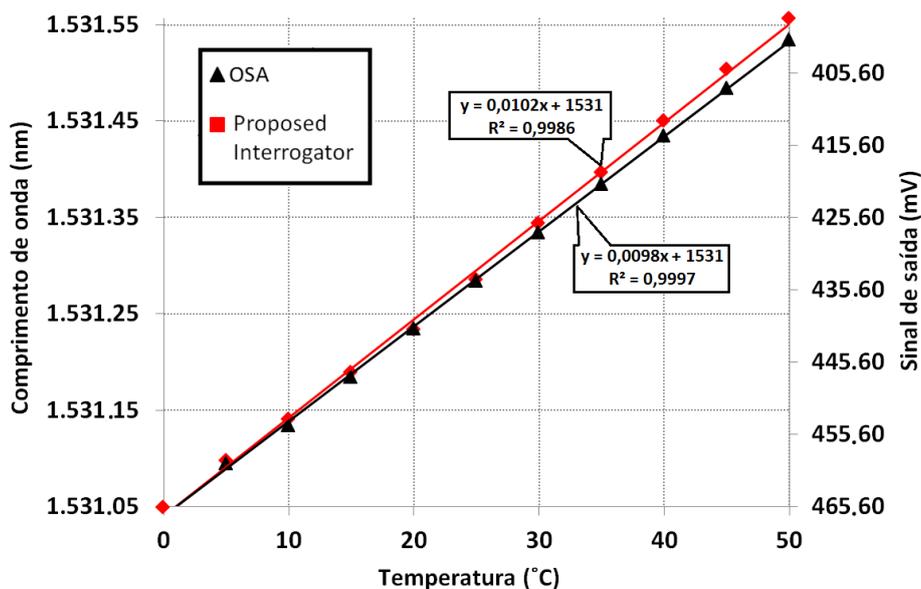


Figura 4.11.5 – Gráfico do experimento no OSA e no sistema de interrogação desenvolvido.

Embora o intervalo de temperatura testado tenha sido de apenas 50 °C, o sistema de interrogação proposto é capaz de recuperar o λ_B da FBG para uma faixa de temperatura superior a 350 °C, uma vez que a porção útil do espectro da fonte de luz tem cerca de 5 nm de largura (1530 - 1535 nm) e uma sensibilidade de 14 pm/°C é esperada para uma FBG centrada em $\lambda_B \approx 1530$ nm. Além disso, as temperaturas mais baixas e mais altas que podem ser medidas também dependem da largura de banda particular da fonte de luz e do λ_B da FBG à temperatura ambiente (25 °C). No nosso caso, com o $\lambda_B = 1531,27$ nm, esses limites correspondem a $T_{MIN} \approx -65$ °C e $T_{MÁX} \approx 291$ °C.

4.11.1 Análise ac em Alta Tensão

Uma vez que os sensores FBG também podem ser aplicados a variações dinâmicas induzidas por deformação de $\Delta\lambda_B$, também foi realizado um experimento preliminar para testar a técnica de interrogação proposta em medidas de sinais de tensão ac (60 Hz), o que é de interesse de vários grupos de pesquisa atualmente [25]. A mesma FBG utilizada anteriormente foi ligada a um anel piezoelétrico (PZT) de 8 mm de espessura (tipo PZT SP-4, Sparkler Ceramics Pvt. Ltd.) com coeficiente piezoelétrico $d_{33} = 550$ pm/V, o que significa que para uma tensão de 2 kV aplicada aos seus eletrodos, o anel PZT aumenta sua espessura em aproximadamente 1,1 μ m. Assim, se um sinal de tensão ac foi aplicado, é possível recuperar o sinal de tensão medindo o

sinal de saída do interrogador desenvolvido. A Figura 4.11.6 mostra o diagrama deste experimento.

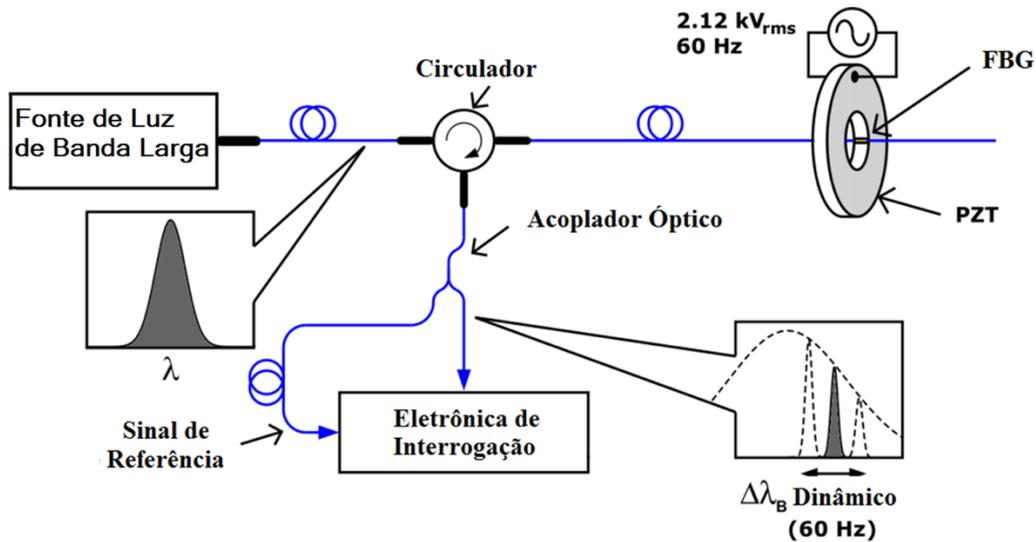


Figura 4.11.6 – *Layout* experimental para medições de $\Delta\lambda_B$ induzido por deformação dinâmica de um protótipo de sensor de alta tensão.

Neste experimento, aplicamos um sinal de entrada da rede (115 V_{rms}, 60 Hz) a um transformador variável, que foi conectado a outro transformador de tensão para aumentar o nível de tensão, cuja saída de 2,12 kV_{rms} foi conectada aos eletrodos do anel PZT. O sinal de entrada de alta tensão foi medido com uma sonda de 1: 1000 conectada a um osciloscópio digital e o sinal de saída do interrogador eletrônico foi observado na interface LabVIEW[®] (Figura 4.11.7). Para este experimento, a frequência da CPU do microcontrolador foi ajustada para 8 MHz e foi dividida por 8 para a frequência do conversor A/D sigma-delta. O índice de OSR foi ajustado para 1024, portanto a taxa de amostragem real dos sinais analógicos foi de 976,5625 Hz, o que permitiu uma taxa de aquisição de mais de 16 amostras (destaque em vermelho na Figura 4.11.7) por ciclo do sinal de entrada (60 Hz).

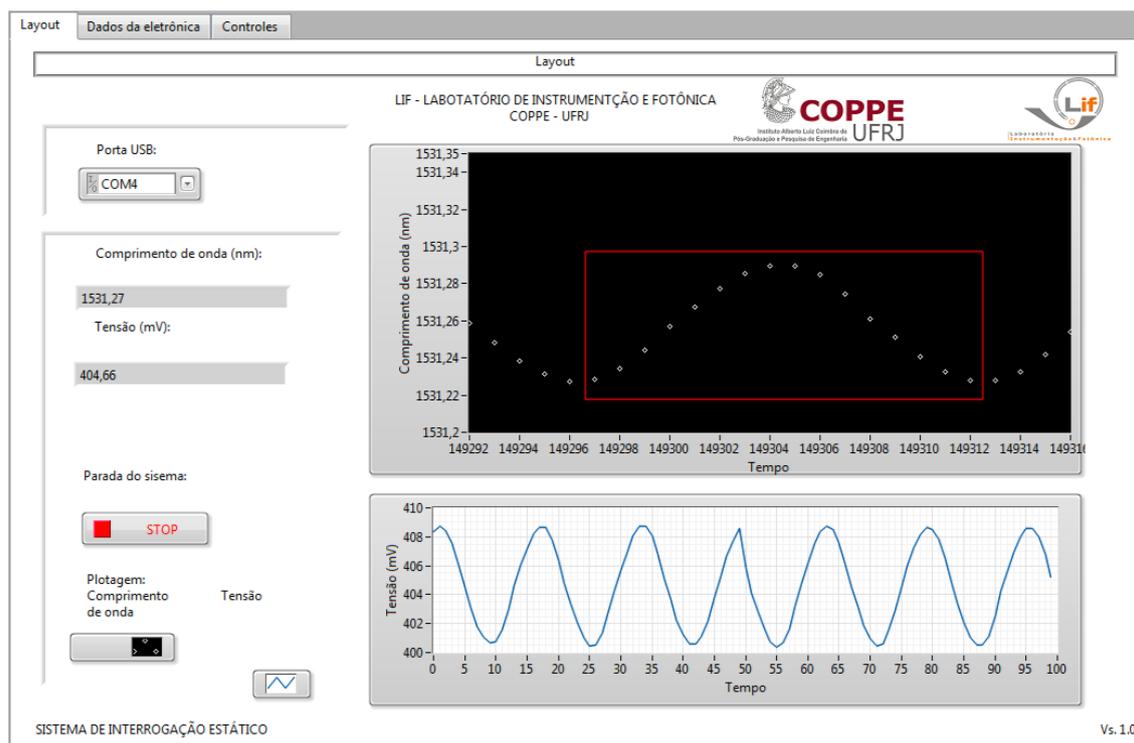


Figura 4.11.7 – *Layout* da interface LabVIEW[®], operando testes com tensão ac 2,12 kVrms.

A Figura 4.11.8 mostra o sinal de entrada de alta tensão em comparação com a tensão de saída adquirida pelo interrogador eletrônico. É possível ver que o sinal de saída adquirido pelo interrogador eletrônico desenvolvido coincide tanto em fase, quanto em amplitude com o sinal de entrada. É importante mencionar que este experimento foi realizado apenas para fins de prova de conceito e não está dentro do escopo deste trabalho analisar o desempenho de um sensor de tensão óptica incluindo todas as suas características de domínio do tempo e de domínio de frequência, como precisão, repetibilidade, resposta ao impulso, distorção, etc., que ainda está em desenvolvimento.

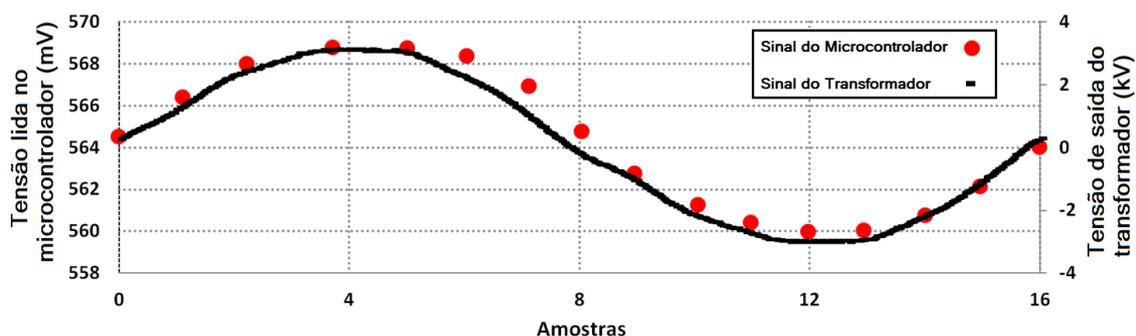


Figura 4.11.8 – Gráfico da relação do sinal de aquisição pelo interrogador e osciloscópio.

4.12 Segunda Abordagem

Para casos onde há necessidade de implementar “N” sensores viabiliza-se o uso do filtro CWDM. Como este equipamento possui até 18 canais de filtro, isto permite que se implemente 36 novos sensores centrados nos canais dos fitros. O digrama óptico desta abordagem é mostrado na Figura 4.12.1.

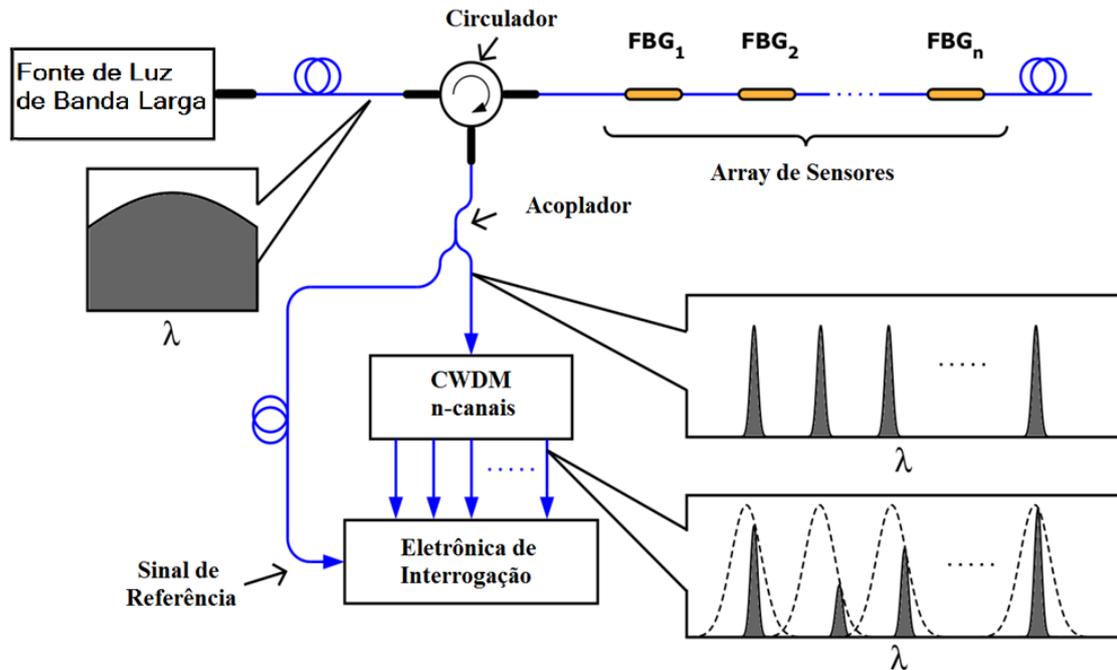


Figura 4.12.1 – Diagrama de blocos do arranjo montado para realizar os testes com CWDM.

Os teste foram realizados com o filtro CWDM centrado em 1550,00 nm, pois como é possível observar na Figura 2.2.3 a região de 1550 ,00nm do espectro da fonte de luz de espectro largo, possui perfil plano em relação a de máxima potência em 1530,00 nm, mostrando-se melhor para operar com filtros de borda.

Para utilizar o canal de 1550 nm do CWDM, houve necessidade de fabricar uma nova FBG com $\lambda_B = 1548,32$ nm. O método utilizado na fabricação desta FBG foi através do laser de pulso de argônio Nd: YAG.

O processo de fabricação segue os seguintes passos: alinhar todos os dispositivos necessários conforme a Figura 4.12.2. Após o ajuste, foi posicionada a fibra de sílica, junto à máscara de fase, o próximo passo foi monitorar os disparos do laser, para que estabilizasse sua potência entre 20 mJ e 25 mJ.

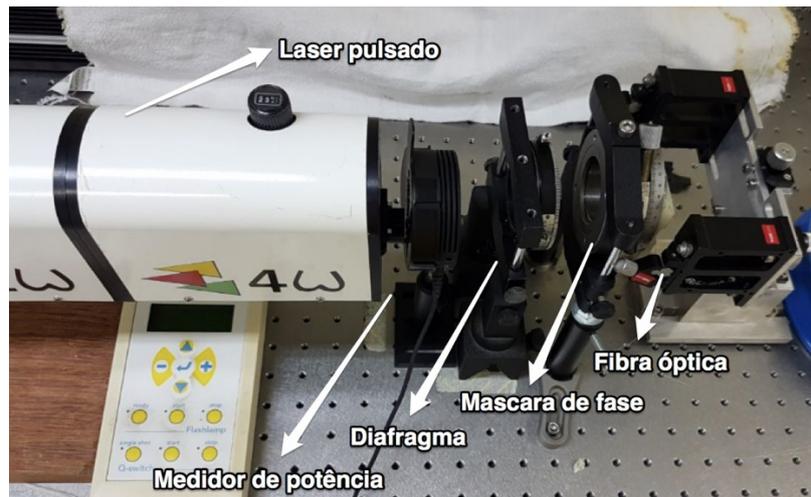


Figura 4.12.2 – Estrutura utilizada para fabricação de FBG via laser de pulso de argônio Nd: YAG

Durante a gravação, o *software Thorlabs OSA* mostra em tempo real o gráfico da densidade de potência versus λ_B , o momento de encerramento da inscrição ocorre quando o pico de potência não aumenta mais, ou sofre uma ligeira atenuação. Este processo demora em torno de 4 minutos sendo que pode ter sua duração alterada em relação as variações de potência do laser [26]. O espectro da de reflexão da FBG modulada pelo filtro CWDM é mostrado na Figura 4.12.3.

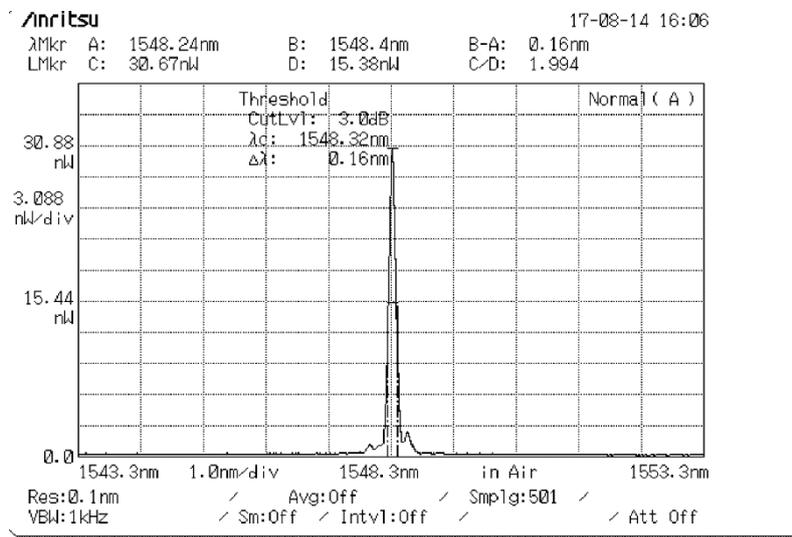


Figura 4.12.3 – Espectro de convolução entre CWDM e a FBG fabricada com $\lambda_B = 1548,32$ nm pelo laser de pulso de argônio Nd: YAG.

Para calibração foi utilizada a deformação mecânica, a Figura 4.12.4 mostra os resultados do procedimento realizado com o interrogador desenvolvido. Devido a baixa potência luminosa na região de 1550 nm a 1560 nm no espectro da de luz de banda larga, ocorreram incertezas nas medidas.

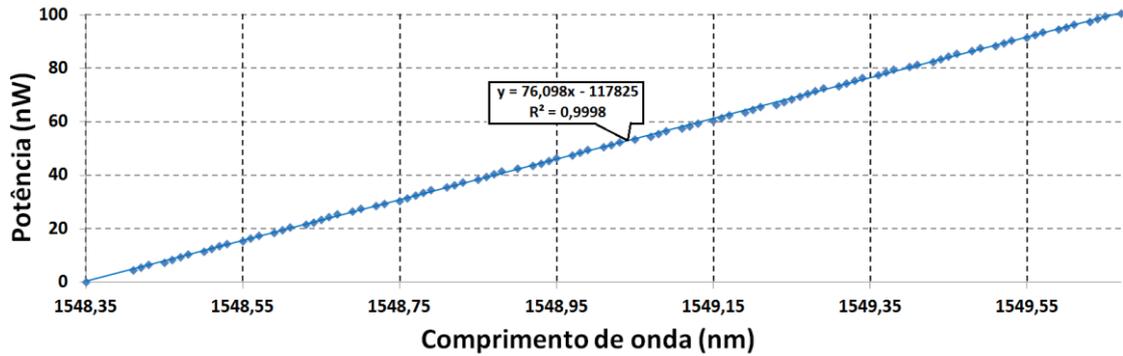


Figura 4.12.4 – Curva de calibração para a FBG centrada em 1548,35 nm, modulada pelo filtro de borda CWDM.

4.12.1 Teste com SLED e CWDM Centrado em 1510 nm

Com objetivo de obter o λ_B refletido pela FBG modulada pelo filtro de borda sem incertezas, foi substituída a fonte de luz utilizada anteriormente, pela fonte de luz de espectro largo do tipo SLED modelo DL-BX9-CS5403A, Denselight Semiconductors Pte Ltd.. A Figura 4.12.5 mostra a comparação entre o espectro das diferentes fontes luminosas, utilizadas neste experimento e a resposta do filtro de borda CWDM, iluminado pelo SLED.

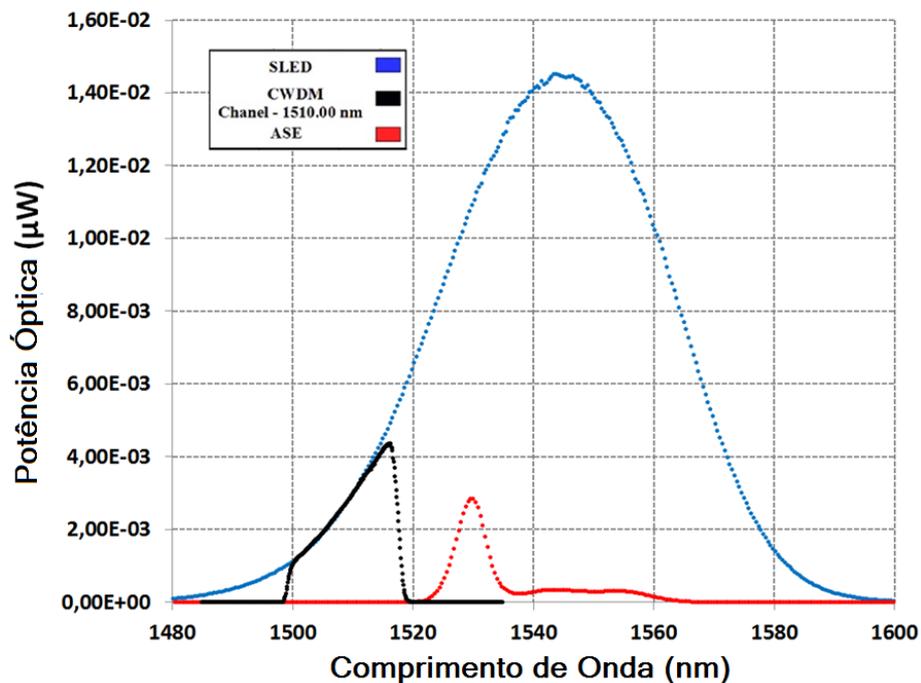


Figura 4.12.5 – Comparação entre os espectros de transmissão da fonte de luz de espectro largo e SLED, mostrando o uso do filtro de borda CWDM, utilizado em conjunto com SLED.

O canal do filtro utilizado tem seu centro fixado aproximadamente em 1517,00 nm, que se encontra fora da faixa de operação da FBG empregada nos experimentos anteriores, portanto para este teste foi utilizada uma FBG com $\lambda_B = 1516,60$ nm. Os testes foram realizados através da deformação mecânica da FBG, e a curva de calibração obtida a partir do sistema desenvolvido é apresentada na Figura 4.12.6.

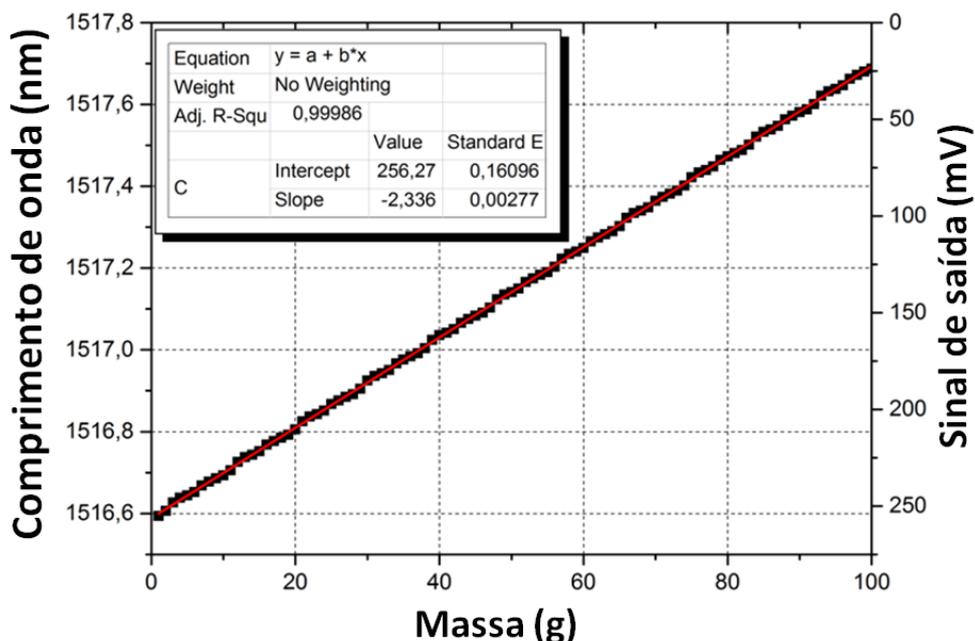


Figura 4.12.6 – Curva de calibração para a FBG centrada em 1516,6 nm, modulada pelo filtro de borda CWDM.

Os resultados mostraram que a sensibilidade do sensor neste experimento foi de -218,340 mV/nm, que é maior que a sensibilidade apresentada pelo sensor quando o mesmo foi modulado diretamente pela curva da fonte de luz de espectro largo. Mais uma vez observa-se que a sensibilidade apresentou um valor negativo devido a utilização da borda de caída do filtro CWDM.

O λ_B da FBG em questão aumenta de acordo com o estresse mecânico. Desta forma constatou-se que a mesma margem de ruído foi mensurada neste experimento, a resolução foi de 1,26 pm para deformação mecânica do sensor ou equivalente a 0,09 °C para o sensor de temperatura. Como esperado, a sensibilidade dos sensores é dependente do espectro de transmissão do CWDM e da fonte de luz utilizada.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este capítulo é dedicado às conclusões desta dissertação de mestrado e são dadas algumas sugestões de trabalhos futuros.

5.1 Conclusões

Neste trabalho foi desenvolvido um protótipo de sistema eletrônico de interrogação de baixo custo para sensores FBG aplicados tanto em medidas de variações lentas, como temperatura e estresse mecânico em determinadas aplicações, como também em medidas de variáveis dinâmicas, como em vibração mecânica. O sistema desenvolvido é capaz de interrogar o comprimento de onda refletido por uma FBG, através da medida da sua potência óptica que é modulada (por convolução de sinais ópticos) diretamente pelo espectro de transmissão de uma fonte de luz, ou por um filtro estático implementado com um demultiplexador CWDM, utilizado em telecomunicações. Foram apresentadas duas técnicas para a implementação do sistema de interrogação de baixo custo desenvolvido. Na primeira, a potência óptica refletida por uma única FBG sensora é modulada diretamente pelo espectro de transmissão da fonte de luz empregada, permitindo medidas de variações de temperatura ou tensão mecânica (estática ou dinâmica) com uma sensibilidade de 133,462 mV/nm e uma resolução de 2,08 pm. Na segunda abordagem, o uso de um demultiplexador CWDM de n canais, permite a interrogação simultânea de várias FBGs em um única fibra óptica, cada um aplicado à medida de uma variável física diferente, como a temperatura ou a tensão mecânica com uma sensibilidade de -218,340 mV/nm e uma resolução de 1,26 pm.

Os resultados experimentais demonstraram a repetibilidade das duas técnicas de interrogação, permitindo uma medição precisa do λ_B dos sensores. Uma vez que geralmente o parâmetro mais importante na maioria das aplicações é a posição do λ_B de um determinado sensor FBG, as técnicas propostas permitem a implementação de um interrogador optoeletrônico de baixo custo para recuperar apenas esta informação com

base em curvas de calibração prévias. Este recurso permite uma solução econômica em comparação com as técnicas de interrogação interferométricas empregadas em interrogadores FBG comerciais sofisticados e de propósito geral disponíveis.

No que diz respeito ao custo de implementação das técnicas propostas, a montagem apresentada na Figura 4.11.1 (primeira abordagem) teve um custo de cerca de USD 2.500, enquanto a montagem apresentada na Figura 4.12.1 (segunda abordagem) teve um custo de cerca de USD 2.000. Para uma comparação, um interrogador eletrônico, como o Micron Optics si155-04-ST, que é capaz de interrogar dezenas de sensores FBG simultaneamente em uma configuração paralela de quatro canais, tem um custo de cerca de USD 25.000. Portanto, as técnicas propostas podem ser aplicadas ao desenvolvimento de interrogadores simples e a um custo de uma ordem de magnitude inferior aos interrogadores comerciais quando o objetivo é monitorar apenas o λ_B de múltiplos sensores FBG, ou o λ_B de um único sensor FBG.

5.2 Trabalhos Futuros

O projeto descrito apresenta os primeiros passos para a criação de um protótipo de um interrogador do λ_B de redes de Bragg. Porém, existem pontos a serem melhorados, que são discutidos a seguir.

Quanto ao circuito óptico, uma melhoria importante no sistema desenvolvido é a implementação de uma fonte de luz de espectro amplo interna ao circuito eletrônico do interrogador com controle preciso de potência óptica de saída para minimização de flutuações de potência óptica. Como vantagem adicional, seria possível a montagem de todos os componentes ópticos em um protótipo compacto, leve e prático para uso em laboratório e em campo.

Em relação à eletrônica, faz-se necessária uma análise mais profunda quanto ao ruído durante a aquisição de sinal proveniente da fonte de luz.

Em relação à aplicação das técnicas propostas neste trabalho a um sensor de alta tensão AC, faz-se necessária uma análise mais detalhada das suas características de domínio do tempo e de domínio de frequência, precisão e repetibilidade.

O *software* desenvolvido em LabVIEW[®] também pode ser melhorado, por exemplo com a implementação de um *trigger* para a adequada visualização de sinais alternados na tela, como em um osciloscópio.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] – YIN, S., RUFFIN, P.B., YU, F.T., Fiber optic sensors. 2 ed. Boca Raton, CRC Press, 2008.
- [2] – INOVA.JOR, Como-a-fibra-óptica-pode-funcionar-como-sensor. Disponível em:<www.optolink.com.br>>
- [3] – LOBO RIBEIRO, A. B. et al. Analysis of the reflective-matched fiber Bragg grating sensing interrogation scheme. Applied Optics, v. 36, n. 4, p. 934-939, Fevereiro 1997
- [4] – JHON E. ALFONSO, LUIS G. CARDENAS, CRISTIAN A. TRIANA AND MARGARITA VARON DURAN, Design-of-na-Optical-Sensing-Interrogator-using-na-Edge-Filter-Scheme - High Frequency Electronics and Communications (CMUN) Research Group, Universidad Nacional de Colombia
- [5] – BARROS, RODRIGO EMANOEL 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.
- [6] – GARÇÃO, LEANDRO ALVES, Compensação de Temperatura para Sensores de Corrente Elétrica Baseados em Redes de Bragg em Fibras Ópticas/ Leandro Alves Garção. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2017.
- [7] – HILL, K. O. et al. Photosensitivity in optical fiber waveguides: Application to reflection filter fabrication. Appl. Phys. Letters, v. 32, p. 647, 1978.
- [8] – DANTE, ALEX, Uma nova técnica para caracterização de grades de Bragg em fibra óptica utilizando um método de deconvolução / Alex Dante. – Campinas, SP: [s.n.], 2012.
- [9] – OTHONOS, A. . K. K. Fiber Bragg Gratings: Fundamentals and Applications in Telecommunications and Sensing. London: Artech House, 1999.
- [10] – ITU-T STUDY GROUP 15 (1997-2000). ITU-T Recommendation G.694.2 – Spectral grids for WDM applications: CWDM wavelength grid. International Telecommunication Union. [S.l.], p. 24. 2001.
- [11] – ITU-T STUDY GROUP 15 (1997-2000). ITU-T Recommendation G.695 – Optical interfaces for coarse wavelength division multiplexing applications. International Telecommunication Union. [S.l.], p. 24. 2001.

- [12] – OPTOLINK, Produtos-Instrumentação óptica –Fonte de banda larga (ASE)-Dados técnicos. Disponível em:<www.optolink.com.br>
- [13] – ANRITSU CORPORATION, MS9710C Optical Spectrum Analyzer Operation Manual, 11th Edition, Número do document: M-W1579AE-11.0. Disponível em:<www.anritsu.com>
- [14] – OPTOLINK, Produtos-Instrumentação óptica – Circulador óptico - Dados técnicos. Disponível em:<www.optolink.com.br>
- [15] – ARFKEN, G. B. Essential Mathematical Methods for Physicists. 1 ed. London Academic Press, 2013. 932 p.
- [16] – Copyright © 2013 Texas Instruments Incorporated - Sanjay Pithadia, Shridhar More,Grounding in mixed-signal systems demystified, Part 1/Part 2 - Analog Applications Journal 1Q 2013 www.ti.com/aaj
- [17] – Copyright © 2013 Texas Instruments Incorporated - Sanjay Pithadia, Shridhar More,Grounding in mixed-signal systems demystified, Part 2/Part 2 - Analog Applications Journal 1Q 2013 www.ti.com/aaj
- [18] – Copyright© 2013 Texas Instruments Incorporated - Design for a Discrete Charge Pump. Disponível em: < <http://www.ti.com> >
- [19] – JDS Uniphase, Co. JDS Uniphase Product Bulletin - EPM 6xx Series PIN Photodiodes. [S.l.], 2011. 7
- [20] – Texas Instruments, Inc. Datasheet: MANCINI, R. Op Amps for Everyone - Design Reference. Dallas, TX: Texas Instruments, Inc., 2002. 464 p. ISSN 0750677015. ISBN 978-0750677011.
- [21] – PFRIMER, F. W. D. Temperature measurement technique in fiber Bragg. 107p — Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, 2013.
- [22] – FERREIRA, E. C. Nova técnica de processamento de sinais de girômetros a fibra óptica para sistemas de navegação inercial. 95 p. Tese (Tese de Livre Docência) — Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, 2001.
- [23] – FRANCO, S. Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits. 3. ed. New York: McGraw-Hill, 2001. 658 p.
- [24] – Texas Instruments, Inc. OPA140, OPA2140, OPA4140 - High-Precision, Low-Noise, Rail-to-Rail Output, 11MHz JFET Op Amp. [S.l.], 2010. 32 p.
- [25]– DANTE ALEX, BACURAU RODRIGO MOREIRA, SPENGLER ANDERSON WEDDERHOFF , FERREIRA ELNATAN CHAGAS, and DIAS JOSÉ ANTÔNIO

SIQUEIRA A Temperature-Independent Interrogation Technique for FBG Sensors Using Monolithic Multilayer Piezoelectric Actuators
[26] – VAZ, TALITHA T., DA CUNHA, NATALIE N., RIBEIRO, BRUNO C. R., WERNECK, MARCELO M., ALLIL, REGINA CÉLIA S. B. Recording and characterization of Fiber Bragg Gratings with pulsed Nd:YAG Laser, XL Brazilian Meeting on Condensed Matter Physics, 2017 gratings networks using optical feedback.