



UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE

ESCOLA DE ENGENHARIA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE  
TELECOMUNICAÇÕES

**WEBER DE SOUZA GAIA FILHO**

**Emulação Ótica para Interrogação de Sensores  
Baseados em LPGs pela Técnica da Análise  
Harmônica no Domínio do Tempo**

NITERÓI

2023

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE  
TELECOMUNICAÇÕES

**WEBER DE SOUZA GAIA FILHO**

# **Emulação Ótica para Interrogação de Sensores Baseados em LPGs pela Técnica da Análise Harmônica no Domínio do Tempo**

Dissertação de Mestrado apresentada ao  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica e de Telecomunicações da  
Universidade Federal Fluminense, como  
requisito parcial para obtenção do título de  
Mestre em Engenharia Elétrica e de  
Telecomunicações.

Orientador:

Prof. Dr. Andrés Pablo Lopez Barbero

NITERÓI

2023

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE Gerada com  
informações fornecidas pelo autor

G137e Gaia Filho, Weber de Souza  
Emulação Ótica para Interrogação de Sensores Baseados em  
LPGs pela Técnica da Análise Harmônica no Domínio do Tempo  
/ Weber de Souza Gaia Filho. - 2023.  
141 f.: il.

Orientador: Andrés Pablo López Barbero.  
Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense,  
Escola de Engenharia, Niterói, 2023.

1. Técnica de interrogação. 2. Sensores óticos. 3. LPG.  
4. FBG. 5. Produção intelectual. I. López Barbero, Andrés  
Pablo, orientador. II. Universidade Federal Fluminense. Escola  
de Engenharia.III. Título.

CDD - XXX

# WEBER DE SOUZA GAIA FILHO

Emulação Ótica para Interrogação de Sensores Baseados em LPGs pela Técnica da Análise Harmônica no Domínio do Tempo

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.

## BANCA EXAMINADORA

Niterói, 14 de fevereiro de 2023.



**Prof. Dr. Andrés Pablo Lopez Barbero - Orientador**  
Universidade Federal Fluminense – UFF



**Profa. Dra. Claudia Barucke Marcondes**  
Centro Federal de Educação Tecnológica – CEFET



**Prof. Dr. Vicente Alves de Oliveira**  
Universidade Federal Fluminense - UFF



**Prof. Dr. Alexander Cascardo Carneiro**  
Universidade Federal Fluminense - UFF

Dedico este trabalho à minha família, amigos e colegas de LaCOP, aos professores do Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da UFF e, também, a você, caro leitor.

*“O que sabemos é uma gota, o que ignoramos, é um oceano.”*

*(Isaac Newton)*

# Agradecimentos

Meu primeiro agradecimento será direcionado a Deus. Veio d'Ele toda força e sabedoria nos momentos mais difíceis para o desenvolvimento desta pesquisa. Momentos estes que me fizeram pensar em desistir por não me sentir capacitado em finalizar este ciclo. Obrigado por TUDO.

Aos meus pais, Artur e Cristina, que nunca faltaram com esforços para que eu tivesse uma boa educação e formação, tanto como profissional quanto como ser humano. Sem as vossas orientações e amor, eu não teria chegado até aqui. Dedico, também, aos meus pais biológicos que não se encontram mais em vida, Weber e Geysel, por terem feito tudo por mim enquanto estiveram comigo. Dedico este trabalho com muito carinho a vocês.

Aos meus irmãos, Pedro, Alyne e Evelyn, por compreenderem todos os momentos de ausência e, principalmente por terem paciência em estarem comigo nos momentos tristes e de desânimo. Dedico este trabalho e que fique como exemplo de que estudar vale a pena, às minhas sobrinhas e afilhadas Emily, Iris e Sophie.

À minha namorada, Alessandra Esteves, por todo carinho, amor e paciência para caminhar junto a mim para realizar mais esse sonho. Nunca deixando de acreditar no meu potencial e utilizando palavras de conforto e sabedoria. Dedico este trabalho a você, meu grande amor.

À Universidade Federal Fluminense, pela oportunidade de fazer parte de um dos laboratórios (LaCOP) do Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações com os melhores professores do país em suas áreas. À CAPES, pela concessão da bolsa de estudos de auxílio financeiro, na qual, tornou possível a realização desta pesquisa.

Em especial ao meu orientador, amigo e mentor, Prof. Dr. Andrés Pablo Lopez Barbero, por ter acreditado no meu trabalho e, principalmente, no meu potencial, para tornar-me um profissional muito melhor do que eu entrei na UFF. Sempre disposto a contribuir, com conhecimentos e paciência, para a obtenção de êxito no desenvolvimento deste trabalho.

Em especial ao meu amigo acadêmico, pessoal e mentor, Prof. M.Sc. Márcio Alexandre Dias Garrido, por ser o meu mentor tanto na minha vida pessoal quanto na profissional. Um ser humano fora de série e que me guiou rumo ao meu sucesso profissional, orientando-me sobre as diversas tecnologias e dando-me suporte para soluções de problemas.

Ao meu amigo e professor, Prof. Dr. Vinicius Nunes Henrique Silva, por contribuir com o fornecimento de equipamentos que foram de extrema importância para a continuidade deste trabalho no período pandêmico e por ter me dado a oportunidade de evoluir profissionalmente, sendo o encarregado de sua impressora 3D.

Ao meu amigo e professor, Prof. Dr. Wagner Zanco, por desde a graduação acreditar no meu trabalho, por ter me indicado para este curso e estar sempre de prontidão para solucionar os desafios impostos a mim.

Ao meu amigo, Prof. Dr. Vicente Oliveira, pelo incentivo e ajuda, do início ao fim, para obtermos êxito no desenvolvimento deste trabalho e por ser um grande profissional que contribuiu bastante para o meu desenvolvimento profissional.

Aos funcionários do Departamento de Mestrado de Engenharia Elétrica e de Telecomunicação da Universidade Federal Fluminense. Por fim, um especial agradecimento aos meus amigos, pelos seus incentivos nos momentos mais difíceis do curso.

# Resumo

As grades de período longo (*LPG – Long Period Grating*) têm se destacado no meio científico como elemento de sensoriamento nos últimos anos. Este dispositivo é amplamente usado em razão de sua alta sensibilidade à temperatura, tração, deformação mecânica e índice de refração. Além de atuar como elemento sensor, atua, também, como filtro de rejeição de banda, equalizadores de ganho a fibra dopada com érbio entre outros.

Com o amadurecimento dos procedimentos matemáticos utilizados pelo nosso grupo de pesquisadores, houve a necessidade de desenvolver um protótipo funcional que permite a interrogação de um sensor baseado em *LPG* através da análise harmônica no domínio elétrico. Para esse propósito, uma portadora ótica modulada em comprimento de onda é transmitida para uma *LPG*, ocorrendo a conversão da variação em comprimento de onda em uma variação de amplitude. Este sinal ótico, após ser transmitido para a *LPG*, é, então, detectado pelo fotodetector que o converte para o domínio elétrico. Este sinal elétrico apresenta componentes harmônicas devido a não linearidade da banda de atenuação da *LPG* que dependem de todos os parâmetros espectrais da *LPG*, tais como a largura de banda, comprimento de onda de ressonância e a profundidade de atenuação. Desse modo, obtendo as equações das componentes harmônicas e comparando-as com o valor medido experimentalmente, pode-se, então, obter o parâmetro de mérito desta pesquisa, que é o comprimento de onda de ressonância da *LPG*.

Toda a configuração experimental de bancada foi substituída por procedimentos numéricos, tais como a geração do sinal elétrico na saída do fotodetector, conversão analógica-digital e o emprego da técnica de interrogação aqui utilizada. A substituição dos experimentos de bancada pelos procedimentos numéricos deu origem ao processo de emulação de toda configuração experimental. Devido a isso, criou-se mais uma alternativa para utilizar a técnica de interrogação aqui apresentada, validando, a partir de resultados experimentais, a consistência e o uso da técnica.

**Palavras-chaves:** sensores óticos, técnica de interrogação, *LPG*, *FBG*, modulador de comprimento de onda.

# Abstract

*Long Period Grating (LPG – Long Period Grating) has stood out in the scientific community as a sensing element in recent years. This device is widely used due to its high sensitivity to temperature, behavior, mechanical deformation and refractive index. In addition to acting as a sensor element, it also acts as a band rejection filter, erbium-doped fiber gain equalizers, among others.*

*With the maturation of the mathematical procedures used by our research group, there was a need to develop a functional prototype that would allow the interrogation of a sensor based on LPG through harmonic analysis in the electrical domain. For this purpose, a wavelength modulated optical carrier is transmitted to an LPG, converting the wavelength change into an amplitude change. This optical signal, after being transmitted to the LPG, is then detected by the photodetector, which converts it to the electrical domain. This electrical signal has harmonic components due to the non-linearity of the LPG attenuation band which depends on all the LPG spectral parameters, such as bandwidth, resonance wavelength and attenuation depth. Thus, obtaining the harmonic components and comparing them with the value measured experimentally, one can then obtain the parameter of merit for this research, which is the resonance wavelength of the LPG.*

*The entire experimental bench configuration was replaced by numerical procedures, such as the generation of the electrical signal at the photodetector output, analogue-to-digital conversion and the use of the interrogation technique used here. The replacement of bench experiments by numerical procedures gave rise to the process of emulating the entire experimental configuration. Due to this, another alternative was created to use the interrogation technique presented here, validating, based on experimental results, the consistency and use of the technique.*

**Keywords:** *optical sensors, interrogation technique, LPG, FBG, wavelength modulator.*

# Lista de Figuras

Figura 1.1 - Luz modulada fora da fibra (a) e luz modulada dentro da fibra(b)[20].....	22
Figura 2.1 - Configuração experimental do sistema de interrogação de sensor baseado em LPG .....	27
Figura 2.2 - Fibras óticas monomodo(a) e Fibras óticas multimodo(b)[37] .....	29
Figura 2.3 - Parâmetros básicos em uma grade de difração[40]. .....	31
Figura 2.4 - Esquemático de funcionamento de uma FBG[41].....	33
Figura 2.5 - Gráfico linear entre tração e comprimento de onda[47].....	34
Figura 2.6 - Gráfico linear entre o comprimento de onda e temperatura[47]. .....	35
Figura 2.7 - Diagrama de propagação de um sinal em uma fibra ótica com uma rede LPG. ..	36
Figura 2.8 - Espectro de transmissão de uma LPG fabricada com a fibra ótica padrão modelo Corning SMF-28 com período de $320\mu\text{m}$ [53].....	39
Figura 2.9 - Deslocamento do comprimento de onda de ressonância da LPG com a temperatura. As medições foram aproximadas por uma reta linear[55] .....	40
Figura 2.10 - Mudança nos vales de comprimento de onda de ressonância em função da tração exercida sobre uma LPG para várias bandas de ressonância da LPG[56]. .....	41
Figura 2.11 - Princípio de operação do sensor de nível:(a) e o esquemático das bandas de atenuação divididas (b)[18]. .....	42
Figura 2.12 - Imagem frontal de uma fonte utilizada na configuração experimental. ....	43
Figura 2.13 - Espectro da fonte ASE utilizada na configuração experimental. ....	43
Figura 2.14 - Circulador para banda S, C e L utilizado na configuração experimental. ....	44
Figura 2.15 - Modelo de analisador de espectro ótico utilizado nas configurações experimentais. .....	45
Figura 2.16 - Microposicionador de disco duplo modelo P-289.20.....	45
Figura 2.17 - Filtro sintonizável utilizando baseado em um interferômetro <i>Fabry-Pérot</i> . .....	46
Figura 2.18 - Vista frontal do gerador de funções utilizado no experimento.....	47
Figura 2.19 - Fotodetector <i>InGaAs</i> PDA10CS.....	47
Figura 2.20 - Placa de aquisição da <i>National Instruments</i> modelo NI USB – 6216.....	48
Figura 3.1 - Espectro ótico de banda de atenuação da LPG [27]. .....	49
Figura 3.2- Curva de aproximação gaussiana com largura espectral de $0,01\text{nm} - 2$ .....	51
Figura 3.3 - Curva de aproximação gaussiana com largura espectral de $0,006\text{nm} - 2$ .....	51
Figura 3.4 - Representação do comprimento de onda instantâneo da portadora óptica após passar pelo modulador de comprimento de onda, para frequência de modulação de 400Hz. ....	53

Figura 3.5 - Representação do comprimento de onda instantâneo da portadora óptica após passar pelo modulador de comprimento de onda, para frequência de modulação de 1800Hz. ....	53
Figura 3.6 – Representação do processo de demodulação do comprimento de onda central do modulador de comprimento de onda. ....	55
Figura 3.7 - (a) Sinal elétrico demodulado no domínio do tempo e (b) na frequência na saída do fotodetector para 400Hz. ....	56
Figura 3.8 - (a) Sinal elétrico demodulado no domínio do tempo e (b) na frequência na saída do fotodetector para 1800Hz. ....	57
Figura 3.9 – (a) Sinal elétrico detectado $Vt$ sem aproximação conforme Equação 3.5. (b) Sinal elétrico detectado $Vt$ com aproximação de Série de Taylor conforme Equação 3.10. (c) Erro relativo entre $Vt$ e $Vt$ .....	62
Figura 3.10 - (a) Sinal elétrico detectado sem aproximação conforme Equação 3.18. (b) Sinal elétrico detectado com aproximação conforme Equação 3.29. (c) Erro relativo entre $Vdt$ e $Vd(t)$ .....	66
Figura 3.11 - Erro relativo do nível DC e de $H1d$ , $H2d$ e $H3d$ . ....	67
Figura 3.12 - Gráfico da amplitude das componentes elétricas do sinal demodulado, $DC$ , $H1$ , $H2$ e $H3$ considerando o modulador de comprimento de onda perfeitamente linear. ....	70
Figura 3.13 - Gráfico comportamental das componentes $DC$ , $H1$ , $H2$ e $H3$ em escala logarítmica.....	71
Figura 3.14 - Influência de $Am$ na amplitude, em escala logarítmica, das componentes harmônicas. ....	72
Figura 3.15 - Relação logarítmica para $H1/ H2$ para diversos valores de $Am$ . ....	74
Figura 3.16 – Representação das curvas da banda de atenuação da LPG para diferentes valores de $a$ . ....	75
Figura 3.17 - Comportamento da amplitude das componentes harmônicas, em escala logarítmica, em função da variação da largura de banda de atenuação da LPG. ....	76
Figura 3.18 - Relação logarítmica para $H1/ H2$ para diversos valores da largura espectral da LPG. ....	77
Figura 3.19 – Influência da distorção harmônica do modulador de comprimento de onda nas componentes $DC$ , $H1d$ , $H2d$ e $H3d$ .....	78
Figura 3.20 – Influência da distorção harmônica do modulador de comprimento de onda na relação logarítmica entre $H1d$ e $H2d$ . ....	79
Figura 3.21 - Amplitude dos harmônicos em função de $m$ . ....	80

Figura 3.22 - Fluxograma de uso da técnica de interrogação baseado no sensor LPG para determinar o valor do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ).....	86
Figura 4.1 - (a) Sinal elétrico sem considerar a expansão em Série de Taylor para 400Hz e (b) espectro do sinal elétrico sem considerar a expansão em Série de Taylor.....	88
Figura 4.2 - (a) Sinal elétrico sem considerar a expansão em Série de Taylor para 1800Hz e (b) espectro do sinal elétrico sem considerar a expansão em Série de Taylor.....	89
Figura 4.3 - (a) Sinal elétrico aproximado no domínio do tempo para 400Hz e (b) sinal elétrico aproximado no domínio da frequência.....	90
Figura 4.4 - (a) Sinal elétrico aproximado no domínio do tempo para 1800Hz e (b) sinal elétrico aproximado no domínio da frequência.....	91
Figura 4.5 - Diferença entre o sinal elétrico $Vdt$ e o sinal elétrico aproximado $Vdt$ por Série de Taylor.....	92
Figura 4.6 – Comportamento do erro relativo da amplitude do sinal elétrico ( $Vdt$ e $Vdt$ ) em função do aumento da amplitude de modulação ( $Am$ ).....	93
Figura 4.7 - Espectro da portadora ótica na saída do modulador de comprimento de onda[33]. .....	95
Figura 4.8 - Variação da amplitude de modulação de comprimento de onda em função da tensão do sinal modulante aplicada[33]. .....	96
Figura 4.9 – (a)Setup experimental para interrogação do sensor ótico baseado em LPG. (b) Fluxo para a emulação da técnica de interrogação. Note que a Etapa1 de emulação tem por objetivo gerar o sinal elétrico semelhante ao obtido na <i>Etapa 1 experimental</i> .....	98
Figura 4.10 - Novo modelo de configuração experimental para aquisição de dados da técnica de interrogação do sensor baseado em LPG.....	99
Figura 4.11 - Gerador de funções de ondas arbitrárias utilizado no experimento. ....	100
Figura 4.12 - Configuração experimental para teste de soluções de misturas de etileno glicol em água destilada [33]. .....	102
Figura 4.13 - Espectro de transmissão da banda de atenuação de uma LPG quando submersa em diferentes concentrações de etileno glicol em água destilada[33]. As diferentes soluções são descritas na Tabela 2. ....	103
Figura 4.14 - Sinal elétrico gerado pelo AWG, após a inserção do arquivo CSV para uma frequência de modulação de 400Hz. ....	105
Figura 4.15 - Código-fonte do gerador do sinal elétrico emulado para 400Hz.....	106
Figura 4.16 - Sinal elétrico gerado pelo AWG, após a inserção do arquivo CSV para uma frequência de modulação de 1800Hz. ....	107

Figura 4.17 - (a) Sinal elétrico emulado após ser quantizado pelo conversor analógico-digital para uma frequência de 400Hz; (b) Sinal elétrico emulado após ser quantizado pelo conversor analógico-digital para uma frequência de 1800Hz.....	109
Figura 4.18 – Transformada Rápida de Fourier do sinal elétrico emulado considerando frequência de modulação de (a) 400Hz e (b) 1800Hz.....	110
Figura 4.19 – Código-fonte para calcular a FFT, fase e obtenção dos valores de amplitude das componentes harmônicas. ....	111
Figura 4.20 – Algoritmo de inserção de dados externos e cálculo dos termos polinomiais e coeficientes.....	112
Figura 4.21 – Algoritmo para a escolha da solução física da interrogação do sensor e determinação do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ).....	113
Figura 4.22 - Aplicativo desenvolvido para interrogar o sinal elétrico emulado.....	114
Figura 5.1 – Interrogação do sinal elétrico emulado para uma frequência de modulação de 400Hz variando a porcentagem do nível de distorção de 1% a 3.35% e considerando $S > 0nm$ . ....	118
Figura 5.2 – Espectro ótico na saída da LPG, do setup da Figura 2.1, com a inserção do espectro de reflexão do comprimento de onda do modulador considerando $\lambda_r = 1535nm$ .....	119
Figura 5.3 – Interrogação e análise espectral do sinal elétrico emulado para uma frequência de modulação de 400Hz variando a porcentagem do nível de distorção de 1% a 3.35% e considerando $S < 0nm$ . ....	120
Figura 5.4 – Espectro ótico na saída da LPG com a inserção do espectro de reflexão do comprimento de onda do modulador considerando $\lambda_r = 1545nm$ .....	121
Figura 5.5 - Interrogação e análise espectral do sinal elétrico emulado para uma frequência de modulação de 1800Hz variando a porcentagem do nível de distorção de 1% a 3.35% considerando $S < 0nm$ . ....	122
Figura 5.6 - Interrogação e análise espectral do sinal elétrico emulado para uma frequência de modulação de 1800Hz variando a porcentagem do nível de distorção de 1% a 3.35% considerando $S > 0nm$ . ....	123

## Lista de Tabelas

Tabela 1 - Caracterização do modulador de comprimento de onda. ....	96
Tabela 2 - Diferentes concentrações de etileno glicol em água destilada e seus respectivos índices de refração. ....	102
Tabela 3 – Resultados experimentais provenientes da emulação de 400Hz do sinal elétrico emulado e configuração do gerador de forma de onda arbitrária (AWG). ....	107
Tabela 4 - Resultados experimentais provenientes da emulação de 1800Hz do sinal elétrico emulado e configuração do gerador de forma de onda arbitrária (AWG) ....	108
Tabela 5 - Resultado experimentais obtidos utilizando uma frequência de modulação de 400Hz com valores de distorção de 1% e 2%. ....	116
Tabela 6 - Resultado experimentais obtidos utilizando uma frequência de modulação de 400Hz com valores de distorção de 3% e 3.35%. ....	117
Tabela 7 - Resultados experimentais obtidos utilizando uma frequência de modulação de 1800Hz com valores de distorção de 1% e 2%. ....	125
Tabela 8 - Resultado experimentais obtidos utilizando uma frequência de modulação de 1800Hz com valores de distorção de 3% e 3.35%. ....	126
Tabela 9 - Comparação entre os dados experimentais da relação sinal ruído obtidos a partir da interrogação do sinal elétrico emulado de 400Hz. ....	127
Tabela 10 - Comparação entre os dados experimentais da relação sinal ruído obtidos a partir da interrogação do sinal elétrico emulado de 1800Hz. ....	128

# Lista de Abreviaturas e Siglas

ASE – *Amplified Spontaneous Emission* – Emissão Espontânea Amplificada.

FBG – *Fiber Bragg Grating* – Grades de Bragg em Fibra.

FFT – *Fast Fourier Transform* – Transformada Rápida de Fourier.

LPG – *Long Period Grating* – Grades de Bragg de Período Longo.

OSA – *Optical Spectrum Analyser* - Analisador de espectro ótico.

PZT – Lead Zirconate Titanate – Titanato Zirconato de Chumbo- Piezoelétrico.

$\varepsilon$  - Tração longitudinal

$\rho_e$  - Coeficiente efetivo para o efeito fotoelástico

$\theta_i$  - Ângulo de incidência da luz

$\theta_d$  - Ângulo de difração

$\Lambda$  - Periodicidade da variação de estrutura do material

$\lambda_c$  - Comprimento de onda central de reflexão do modulador de comprimento de onda

UV – Ultravioleta.

Ar+ – Argônio.

$\Delta\lambda_c$  - Variação do comprimento de onda de reflexão

$\Delta T$  - Variação de temperatura

$\alpha$  - Coeficiente de expansão térmica

$\xi$  - Coeficiente do efeito termo ótico

$\beta_{cl}^n$  - Constante de propagação para os enésimos modos de casca

$\lambda_r^n$  - Comprimento de onda de ressonância discretos da LPG para os enésimos modos de casca

$n_{eff-co}$  - Índice de refração efetivo do modo fundamental do núcleo

$n_{eff-cl}^{(n)}$  - Índice de refração efetivo para os enésimos modos de casca

$L$  - Comprimento da LPG

$k^n$  - Coeficiente de acoplamento para o enésimo modo de casca

$\Delta n_{co}$  - Alteração fotoinduzida por uma luz ultravioleta no índice de refração do núcleo

$I$  - Integral de sobreposição entre os modos do núcleo e da casca

$\delta n_{eff}$  - Índice de refração efetivo diferencial

T - Temperatura

$\Delta\lambda_{LPG}$  - Largura espectral a meia altura

FWHM - (Full Width at Half Maximum) - Largura a meia altura

$P_0$  - Potência ótica

$\lambda$  - Comprimento de onda

$A_m$  - Amplitude de modulação

$\omega_0$  - Frequência angular de modulação

$S$  - Deslocamento (shift) relativo

$A_d$  - Amplitude da distorção harmônica

$H_n^d$  - Enésima componente harmônica teórica do sinal elétrico na saída do fotodetector considerando a distorção harmônica

$N_p$  - Quantidade de pontos

$N$  - Número de ciclos

$f$  - Frequência de modulação

$\Delta T$  - Intervalo de Amostragem

$T_{AWG}$  - Período de repetição

$f_{AWG}$  - Frequência de repetição

# Sumário

Capítulo 1 – Introdução e Motivação .....	15
1.1 Contextualização Histórica.....	15
1.2 Motivação .....	22
1.3 Estruturação do trabalho.....	25
Capítulo 2 – Fundamentação Teórica.....	27
2.1 Análise qualitativa da configuração experimental .....	27
2.2 Fibras óticas: conceituação básica.....	29
2.3 Redes de Bragg – FBG.....	30
2.4 Redes de Período Longo – LPG .....	36
2.4.1 Sensibilidade da LPG ao meio externo .....	37
2.4.2 Sensibilidade da LPG à Temperatura .....	39
2.4.3 Sensibilidade da LPG à tração.....	40
2.4.4 Sensibilidade da LPG ao índice de refração.....	41
2.5 Dispositivos de bancada utilizados.....	43
2.5.1 Fonte ASE .....	43
2.5.2 Circulador ótico .....	44
2.5.3 Analisador de Espectro ótico.....	44
2.5.4 Moduladores de comprimento de onda .....	45
2.5.5 Gerador de sinais .....	46
2.5.6 Fotodetector .....	47
2.5.7 Placa de aquisição.....	47
Capítulo 3 – Descrição do Modelo.....	49
3.1 Modelagem da curva de ajuste gaussiana.....	49
3.2 Representação matemática da portadora ótica .....	52

3.3	Representação matemática do sinal demodulado .....	54
3.4	Aproximação em Série de Taylor .....	58
3.5	Componentes harmônicas do sinal elétrico .....	60
3.6	Metodologia para o sistema de interrogação .....	67
3.6.1	Relação entre as componentes harmônicas .....	68
3.6.2	Análise das componentes harmônicas .....	69
3.6.3	Influência da Variação de $A_m$ .....	72
3.6.4	Influência da largura espectral nas componentes harmônicas.....	74
3.6.5	Influência da distorção nas componentes harmônicas.....	77
3.6.6	Influência da amplitude normalizada da LPG .....	80
3.7	Solução para o modelo de equações .....	81
3.8	Fluxo de processamento de instrumentação da técnica .....	84
Capítulo 4 – Validação teórica e experimental.....		87
4.1	Validação da expansão em Série de Taylor.....	87
4.2	Variação dos valores de $(A_m)$ e sua influência no erro relativo.....	92
4.3	Caracterização do modulador de comprimento de onda .....	94
4.4	Emulação do circuito ótico .....	97
4.4.1	Setup utilizado para o emulador .....	97
4.4.2	Gerador de formas de onda arbitrária.....	100
4.5	Experimentos de validação da técnica de interrogação .....	100
4.5.1	Caracterização da LPG .....	101
4.5.2	Rotina Matlab para emular o sinal elétrico demodulado.....	103
4.5.3	Quantização e análises espectrais do sinal elétrico emulado.....	108
4.5.4	Interrogação do sinal elétrico emulado.....	111
Capítulo 5 – Resultados e discussões .....		115
5.1	Medidas experimentais e análise de resultados .....	115
5.2	Relação sinal-ruído ( $SNR$ ) .....	126

Capítulo 6 - Conclusão .....	130
6.1 Trabalhos Futuros .....	131
Capítulo 7 - Referências Bibliográficas .....	133

# Capítulo 1 – Introdução e Motivação

## 1.1 Contextualização Histórica

Para realizar o processo de comunicação, o sol era a principal fonte de luz para que se pudesse gerar comunicações entre os seres humanos. Utilizando-se o sensor ótico disponível à época, ou seja, o olho humano, foi possível fazer a manipulação de fumaça, espelhos e/ou outros objetos intermediários para realizar o transporte de informações em tempo real de um ponto ao outro. À noite, o fogo era a origem da fonte luminosa e, com isso, possuindo um sistema que permitia realizar as comunicações a longas distâncias[1].

Em 1791, um novo sistema de sensoriamento para comunicações óticas foi criado pelo francês Claude Chappe, onde era chamado de *Semaphore*. Tal sistema tinha como seu princípio de funcionamento a movimentação dos braços de madeira fixados em torres altas para que se pudesse receber e transmitir informações, sendo manuseado por trabalhadores. À época, observou-se que esse era o sistema de telecomunicações mais rápido na história do homem, causando um grande impacto na Europa. O sistema desenvolvido transmitia mensagens a uma distância aproximada de 200km em apenas 15 minutos, porém, com a invenção do telégrafo de Morse (1838-1844), o sistema caiu em desuso[2].

Em 1887, ocorreu o primeiro registro do experimento utilizando fibras de vidro como sensor, fibras de vidro de quartzo afiado com uma espessura de aproximadamente de  $2,5\mu\text{m}$  para realizar a produção de um radiomicroscópio, sendo este experimento realizado por Charles Vernon Boys. Este dispositivo era composto por um termopar e uma bobina de baixa rotação, sendo envolvido apenas uma vez, ambos suspensos entre os polos de um ímã em forma de ferradura por uma fibra de quartzo. O princípio de funcionamento deste dispositivo era baseado na entrada da luz infravermelha, onde é focada no termopar, tendo um aquecimento produzindo uma leve corrente elétrica através das bobinas que interage com o campo magnético do ímã que começa a girar. A reflexão da luz é a base para se medir a rotação da bobina. Foi, então, que Boys decidiu fusionar as duas extremidades do quartzo, sendo uma fixada na flecha e a outra em um outro ponto. Utilizou para este procedimento uma chama de óxido de nitroso, onde foi aquecido o quartzo e efetuou o disparo da flecha a partir de uma besta[3].

Em 1910, foi realizada, pelos alemães Hondros e Debye, a primeira análise teórica completa sobre a propagação eletromagnética em cilindros dielétricos, ou seja, as fibras óticas. As fibras com revestimento foram idealizadas um pouco mais adiante para reduzir a perda de propagação causada pelo meio exterior, fazendo com que houvesse melhorias em aplicações práticas utilizando as fibras como transmissoras de imagens por pacotes de dados[4]. Contudo, somente em 1951, o holandês Heel e dos ingleses Hopkins e Kapany, que realizaram uma aplicação prática utilizando as fibras óticas através do *Fiberscope*, tendo aplicação na área da saúde, onde permitia a transmissão de imagens através de um feixe flexível de fibras de vidro[5].

Descoberto por ASHKIN *et al*, em 1966, o efeito fotorrefrativo tem como conceito a mudança do índice de refração utilizando a indução de feixe incidente com variação espacial de intensidade sobre os cristais. Essa mudança ocorreu quando trabalhavam em experimentos de geração de segundo harmônico utilizando cristais de LiNbO<sub>3</sub> (Niobato de Lítio) e LiRaO<sub>3</sub> (Tantalato de Lítio). O efeito fotorrefrativo, na fibra ótica, ocorre quando é realizada uma perturbação periódica no índice de refração, produzindo o que chamamos de grade. Essas grades são fabricadas através da mutação do índice de refração do núcleo em lapsos periódicos ao longo da fibra[6].

KAO *et al*, em 1966, publicaram um trabalho que indicaram o uso de fibras de vidro em sistemas de transmissão a longas distâncias. Contudo, devido à forte atenuação, o trabalho demonstrava que esta forte atenuação não era intrínseca ao material do núcleo da fibra (vidro), porém, oriunda da presença de impurezas. Devido a isso, era necessário realizar a purificação do material básico da fibra, sendo possível chegar a atenuações inferiores a 20 dB/km, limite de viabilização à época para o uso de fibras óticas em sistemas de telecomunicações[7].

KAPRON *et al*, em 1970, propuseram a fabricação de centenas de metros de fibra ótica de sílica do tipo monomodo com uma atenuação inferior a 20 dB/km[8]. No final da década de 1970, houve um pronunciamento, no Japão, sobre a fabricação de fibra monomodo com atenuação inferior a 0,20 dB/km para região espectral de 1550nm. Com esse marco, atingiam-se baixos níveis de perdas em fibras de silício, ocorrendo importantes resultados na concepção de sistemas de transmissão em longas distancias[9].

Em 1978, HILL *et al* propuseram a fabricação de uma fibra ótica com baixa perda de espalhamento e de potencial seletividade de altas frequências. Neste mesmo experimento, utilizaram o efeito fotorrefrativo para a gravação das grades em fibras óticas de sílicas dopadas com germânio, sendo estas expostas a um modelo de interferência produzido por um laser de argônio. Com o decorrer das experimentações, constatou-se que à medida em que as fibras ficavam expostas à radiação de Ar+(488nm), a intensidade da luz refletida aumentava, obtendo a cerca de 100% de refletividade. Isso significa que uma determinada quantidade de luz passava pelas grades e, no mesmo momento, ocorria um aumento na luz refletida. Tal efeito ficou conhecido como fotossensibilidade[10].

A magnitude da modulação fotoinduzida do índice de refração, realizada por LAN e GARSIDE, em 1981, aumentava com o quadrado da intensidade de potência da fonte de gravação, onde foi utilizado um laser argônio em 488nm e fibras com diâmetro reduzido de 2,2 $\mu$ m e com elevada taxa de concentração de germânio (>10% mol)[11]. Em 1987, STONE *et al*, através de experimentos, fundamentaram que a fotossensibilidade poderia ocorrer em diferentes estruturas de fibras óticas, desde que fosse observado a concentração de germânio, ou seja, maior que 8% mol[12].

O primeiro trabalho que utiliza as redes de Bragg como elemento sensor, após o evidente interesse do meio científico na fotossensibilidade, foi realizado por G. MELTZ, tendo sua publicação realizada em 1989. MELTZ *et al*[13], em 1989, realizaram uma demonstração que permitia uma nova técnica de gravação em fibras óticas, fazendo com que fosse rompida a limitação espectral que se possuía à época. Tal técnica consistia na interferência dos feixes de radiação de um laser ultravioleta, que operava próximo a 245nm e, com isto, proporcionando a formação de redes de reflexão com uma periodicidade tal que possibilitou a utilização de dispositivos operando em 647nm. As grades de Bragg são impressas diretamente no núcleo da fibra, sem a necessidade de remoção da casca, pois a mesma é transparente na luz ultravioleta. Foi, então, que observaram que a periodicidade dependia do ângulo entre os feixes de luz ultravioleta, sendo possível a construção de grades de período curto (~1 $\mu$ m) para atuar na janela de comprimentos de onda das comunicações óticas. Esta descoberta foi um marco revolucionário para o desenvolvimento de pesquisas de gravação de grades de Bragg em fibras óticas ou comumente chamadas de FBG (*Fiber Bragg Grating*), sendo esta a que trouxe a possibilidade de gravação de grades com sua

caracterização padronizada para aplicações na área de comunicações ópticas e de sensores baseados em fibra ópticas.

KASHIP *et al*[14], em 1990, decidiram imputar o efeito da fotossensibilidade na terceira janela das comunicações ópticas, ou seja, a banda C e, com isso, causou elevada repercussão na área de fotossensibilidade aplicada às comunicações ópticas.

LEMAIRE *et al*[15], em 1993, produziram uma técnica que crescia a taxa de fotossensibilidade nas fibras ópticas. Esta técnica, tem o objetivo de difundir moléculas de hidrogênio para o núcleo da fibra exposta à luz ultravioleta, ocorrendo o aumento da troca fotoinduzida do índice de refração do núcleo da fibra. Esta técnica possibilitou a gravação da rede de Bragg com maior variação do índice de refração. É importante a observação de que as redes que são gravadas em hidrogenadas, apresentam instabilidade em comprimento de onda e amplitude, sendo notado até a completa difusão do hidrogênio para o lado externo da fibra.

O desenvolvimento de pesquisas sobre grades de fibra tem levado a um patamar no que tange ao seu desenvolvimento em telecomunicações e o sensoriamento utilizando fibra ótica. Esses dispositivos possuem características intrínsecas como imunidade eletromagnética, alta sensibilidade, resistência a corrosão entre outras. Com isso, após o surgimento da FBG, surgiram as grades de período longo ou comumente chamadas de LPFG (*Long-Period Fiber Grating*).

VENGSAKAR *et al*[16] apresentaram, em 1996, um experimento utilizando fibra dopada com Germânio sensibilizada a uma atmosfera de hidrogênio, quando exposta a um laser de KrF (Fluoreto de criptônio) com comprimento de onda de 248nm. Assim, ganharam prestígios do meio científico, pois foram desenvolvidas para atuarem como filtro rejeita banda e como amplificadores a fibras dopadas com Érbio. Através dos primeiros experimentos, verificou-se que as LPGs seriam mais sensíveis à FBGs, tendo como base o sensoriamento de soluções com variados índices de refração, fazendo a observação de que o comprimento de onda da LPG possui elevada dependência do índice de refração das soluções à qual é exposta. Quanto à sua sensibilidade, foram obtidos valores de deformação longitudinal entre -0,7 e 1,5 pm/ $\mu\epsilon$  (picômetros por *microstrain*) e de 0,04 a 0,05 nm/ $^{\circ}\text{C}$  para temperatura, possuindo resultados de sensibilidade elevados quando comparados à FBG que

possui por volta de 1,2 pm/ $\mu\epsilon$  para deformação longitudinal e 0,0137 nm/ $^{\circ}\text{C}$  para a temperatura.

ZHAO *et al*[17], em 1998, realizaram experimentos utilizando os dois dispositivos sensores (FBG e LPG) para medição de temperatura e deformação observando o comportamento da demodulação em aplicações de sensoriamento. Observou-se que, a sensibilidade da temperatura era de 0,6 $^{\circ}\text{C}$  e a sensibilidade da deformação era de 100 $\mu\epsilon$ , levando em consideração o comprimento de onda da FBG fixado em 1531nm e a variação do período da LPG (260nm, 280nm, 340nm).

STEPHEN *et al*[18], em 2003, realizaram experimentos utilizando arco elétricos para gravação de grades em LPG. Esse método de fabricação depende da combinação de até quatro efeitos para gerar a modulação periódica. Cada LPG tem mostrado, sem alterações em suas propriedades, capacidade de operação de 800 $^{\circ}\text{C}$  e, se recozida apropriadamente, podem operar na faixa de 1190 $^{\circ}\text{C}$ . Comumente, os eletrodos da máquina de fusão são usados mostrando uma região da fibra com o comprimento da ordem de 100 $\mu\text{m}$  para o arco e, com isso, limitando o período mínimo no qual a LPG deve ser fabricada. Apesar da eficácia da técnica utilizando arco elétrica, outras técnicas também foram utilizadas para a gravação das grades nas fibras ópticas, dentre elas: A irradiação UV (ultravioleta), irradiação por infravermelho por pulsos de femtosegundos, irradiação utilizando lasers de CO<sub>2</sub>, difusão de dopantes no núcleo e descargas elétricas.

GAO *et al*[19], em 2004, fabricaram um novo sensor baseado em LPG incorporado com uma estrutura de diafragma de tensão. Verificou-se que com a alteração do valor de pressão (0 a 0,13MPa), o comprimento de onda de ressonância foi deslocado linearmente em aproximadamente 1.8nm e a amplitude normalizada da banda de atenuação da LPG reduziu cerca de 13 dB.

MAO *et al*[20], em 2007, apresentaram um novo sensor baseado em LPG para realizar medições de índice de refração na área de bioquímica. A estrutura da sonda foi projetada realizando o revestimento por alguns filmes, cuja espessura está no intervalo de dezenas a centenas de nanômetros no revestimento da fibra ótica. Foram realizados experimentos de monitoramento do processo de separação salina da albumina sérica bovina (BSA) e da imunoglobulina G de camundongo. Os resultados experimentais mostram que o

sensor bioquímico de fibra óptica baseado em LPG apresenta muitas vantagens como estrutura simples, alta sensibilidade e miniatura. Tem um futuro promissor em muitos campos de pesquisa e campos de aplicação.

WANG *et al*[21], em 2010, realizaram experimentos utilizando um sensor baseado em LPG para abordar a viscosidade de fluidos na fibra óptica. Um fluido pré-aquecido de 100 ml, neste caso em específico, o óleo foi utilizado para determinar o tempo necessário em que ocorre a descarga do fluido. Primeiramente, o sensor foi submetido ao ar quente e depois em um fluido, considerando que o tempo de descarga desse fluido é baseado na mudança de amplitude correspondente com a banda de atenuação em função da variação de temperatura.

YASIN *et al*[22], em 2012, realizaram um estudo de técnicas para a fabricação das redes LPGs, onde foi observado resultados de mudanças no índice de refração induzido por ultravioleta e que poderia apenas suportar baixas temperaturas, não sendo possível a utilização da técnica de fabricação em dispositivos que utilizariam altas temperaturas. A técnica de fabricação utilizando arco elétrico mostrou-se eficaz para a gravação em qualquer tipo de fibra de vidro, de acordo com novos experimentos. Possuindo custo relativamente baixo e baixa exposição à radiação laser, quando comparadas com as demais técnicas.

NIDHI *et al*[23], em 2013, apresentaram experimentos em que utilizavam a LPG com revestimento por uma substância de cloreto de cobalto, tendo como parâmetro os níveis de umidade, sendo realizado o seu monitoramento. A fim de validar os resultados, foi utilizado um sensor de umidade com um range de 35% a 90% com uma sensibilidade de 0.18nm/% e acurácia de 98.55%. Os resultados demonstraram que o deslocamento da banda de atenuação da LPG varia para menores valores de comprimento de onda conforme o valor da umidade relativa vai aumentando, fazendo com que o sensor tenha um erro de histerese de  $\pm 0.18\%$  e uma repetibilidade de 99,7%.

XUE *et al*[24], em 2015, utilizaram um sensor para realizar o monitoramento de nível de líquido baseado em um interferômetro de Michelson em fibra, sendo formada por uma LPG junto com espelho reflexivo ao final da fibra óptica na qual a rede estava gravada. O nível do líquido é medido monitorando o comprimento de onda de ressonância das franjas de interferências do interferômetro de Michelson na fibra. Observou-se que a distância entre a grade e o espelho influencia na interferência das franjas, ou seja, se os comprimentos de

onda induzidos pelo líquido forem iguais ao espaçamento das franjas de interferência, então, as franjas de ordem diferentes coincidirão no mesmo comprimento de onda.

DANDAPAT *et al*[25], em 2018, fabricaram um sensor baseado em LPG ultrasensível para detectar a quantidade de água dentro de um tanque de etanol, tendo este sensor de tamanho compacto, alta acurácia e de fácil fabricação o mais proveitoso que os sensores convencionais de ressonância plasmônica de superfície (SPR). A partir de experimentos, observou-se que o sensor possui um comportamento linear com a presença de água no etanol (V%), tendo uma sensibilidade de 696.34 pm/V%.

DONG *et al*[26], em 2020, realizaram estudos utilizando a LPG como sensor de índice de refração baseado em revestimento de óxido de grafeno (OG), sendo a LPG fabricada para dois modos (LPG-TMF) com uma estrutura espacial que permitia uma alta sensibilidade na região de transição e uma LPG monomodo (LPG-SMF), na qual se origina do acoplamento entre o modo do núcleo e o modo de casca. Experimentos realizados demonstraram que a LPG-TMF possui maior sensibilidade com valor máximo de 11605.79nm/RIU para um sensor de índice de refração com range de 1.4558 até 1.4577.

RANA *et al*[27], em 2021, realizaram um estudo que comparava o espectro ótico de reflexão com o espectro ótico de transmissão de uma LPG. Para isso, revestiram, a partir da aplicação de uma pasta metálica, a região onde estava localizada a grade da LPG com período de 280µm. Foi observado que o espectro de reflexão se assemelha com a banda de atenuação, tendo o fator de diferenciação entre os espectros, o valor da intensidade, sendo considerado que o espectro de reflexão passa duas vezes na grade. Após este experimento, obteve-se um fator de correlação, entre ambos os espectros, maior que 94%.

O sensoriamento baseado em fibra ótica pode afetar uma ou mais características da luz transmitida na fibra e correlacionar os parâmetros de interesse como temperatura, tração, pressão, composições químicas etc. Seu princípio de funcionamento é realizar a medição de parâmetros físicos externos considerando mudanças nas propriedades óticas da luz que se propaga dentro de uma fibra ótica. Após a realização dos experimentos e descobertas da fibra, dispositivos foram criados para a transmissão e recepção de pacotes de dados, tendo como características e principais vantagens: Controle de maneira remota, imunidade à interferência eletromagnética, tamanho pequeno e leve, alta precisão, transmissão de dados

segura etc. Estes sensores óticos são classificados como intrínsecos ou extrínsecos, ou seja, considerando se a modulação é realizada diretamente na fibra ou se a modulação é realizada externamente à fibra[28]. A Figura 1.1 mostra a diferenciação entre uma modulação intrínseca(a) e modulação extrínseca(b).

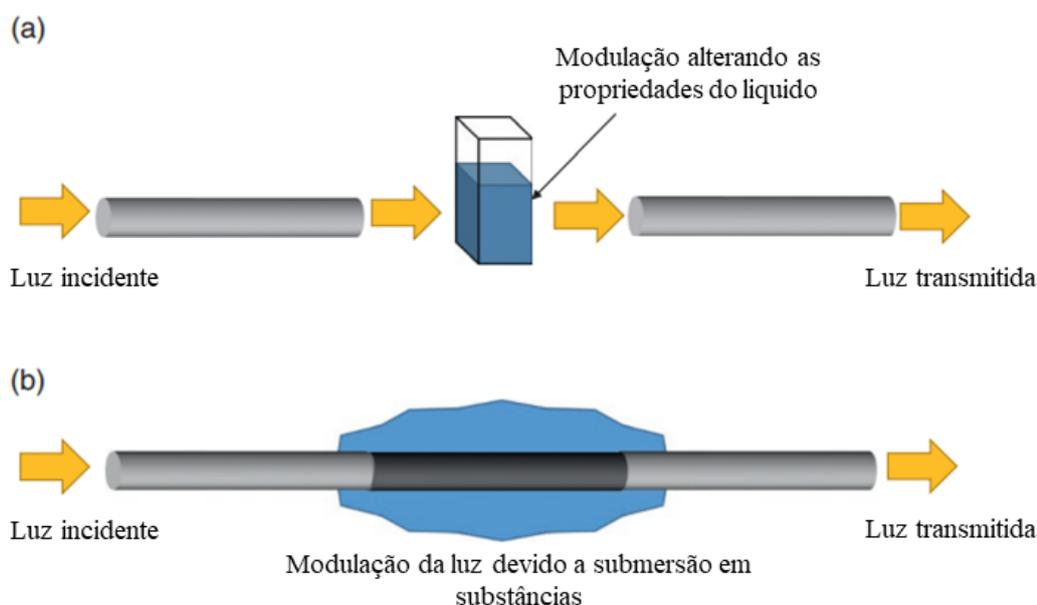


Figura 1.1 - Luz modulada fora da fibra (a) e luz modulada dentro da fibra(b)[20].

## 1.2 Motivação

É importante perceber que os sensores baseados no uso de LPGs, apesar das evidentes vantagens próprias dos sensores baseados em fibras óticas, tem como grande desafio a sua interrogação. Como será visto no Capítulo 2, as LPGs respondem ao estímulo de diversos parâmetros (aceleração, deformações mecânicas, pressão, temperatura, mudança no índice de refração) deslocando o espectro ótico de transmissão. Isso quer dizer que embora o componente sensor seja simples e de baixo custo, a técnica de interrogação é tradicionalmente cara, uma vez que envolve a medida da banda de atenuação do dispositivo usando um analisador de espectro ótico (OSA). Esta análise torna evidente que o uso de sensores óticos baseados em LPGs dependerá fortemente do desenvolvimento de técnicas de interrogação de menor custo, sem perder a precisão e sensibilidade esperadas deste tipo de dispositivos. Assim sendo, o desenvolvimento e o amadurecimento de uma técnica de

interrogação de sensores baseados em LPGs, cujo custo seja compatível às aplicações que este sensor se destina, é a principal motivação e o objetivo geral deste trabalho.

ALLSOP *et al*[29], em 2004, obtiveram resultados para a interrogação da LPG em conjunto com a FBG utilizando a técnica de espectroscopia derivativa, no qual tinha por objetivo a aproximação para detectar mudanças na banda de atenuação da LPG. Esta técnica permite a obter a relação entre as saídas do sistema de detecção e da curvatura da LPG, onde observou-se uma sensibilidade de 5.05 m e com uma resolução de curvatura média de  $2,9 \times 10^{-2} \text{ m}^{-1}$ . Este experimento teve por objetivo a monitoração do ambiente e remota em componentes químicos como o  $\text{NO}_2$  e o  $\text{CCl}_4$ .

XIAO *et al*[30], em 2009, demonstraram uma técnica de interrogação simultânea fundamentada na EDG(*Echelle Diffractive Grating*), sendo proposta e apresentada pela composição de dois elementos sensores óticos de medição: FBG e LPG. Foi observada a performance dos dispositivos quanto a discriminação do índice de refração e da temperatura, tendo sido notado que havia uma sintonia entre o comprimento de onda da EDG com as mudanças de temperatura do chip EDG.

SINGH *et al*[31], em 2014, realizaram experimentos realizando a interrogação da FBG usando duas LPGs com aplicações usando redes neurais artificiais. Após a realização de alguns treinamentos, três diferentes condições foram calculadas tendo uma variação da quantidade de deformação. Ficando evidente para que não ocorra um *overtraining*, o número de camadas precisa ser estabelecido de acordo com o erro necessário que, neste caso, possui um erro de 10% na saída.

CARNEIRO[32], em 2014, desenvolveu uma técnica capaz de monitorar uma FBG observando as vibrações e à variação de temperatura instantaneamente, utilizando a interrogação da FBG onde atua como filtro sintonizável autorreferenciado. A configuração experimental foi composta por uma cerâmica piezoelétrica que vibra em baixa frequência, além de um algoritmo computacional que efetua os cálculos da relação entre potências dos dois primeiros harmônicos do sinal proveniente da FBG. Após a realização dos cálculos e validando se este possui um valor acima do limiar, então é possível dizer que o espectro da FBG está operando na região linear da banda de atenuação da FBG interrogadora. Nota-se

que a relação entre as potências dos harmônicos independe da potência de entrada, então isto torna o mecanismo autorreferenciado.

NETO *et al*[33], em 2015, desenvolveram uma técnica amparada em um modelo matemático rígido e de validação experimental. As configurações experimentais fazem uso apenas de uma FBG, cujo espectro de modulação é modulado em comprimento de onda no tempo e transmitido para a LPG, onde ocorre a conversão de variação de comprimento de onda em variação de amplitude. Assim, devido a não linearidade da banda de atenuação da LPG, surgem componentes harmônicas do sinal demodulado e, com isso, fazendo com que a relação entre as componentes harmônicas permita que o comprimento de onda da LPG seja calculado e independente da potência da fonte ótica, tornando-a autorreferenciável.

OLIVEIRA[34], em 2017, apresentou uma nova técnica de interrogação de sensores utilizando as LPGs. Sendo esta técnica composta por um robusto modelo matemático, onde considera todas as características espectrais da LPG mais o aperfeiçoamento utilizando o princípio da espectroscopia derivativa. A partir do modelo matemático, é possível obter a Equação dos harmônicos quando ocorre a demodulação do sinal proveniente do modulador de FBG e passando pela LPG. Aqui, foram utilizadas substâncias de etileno glicol com água destilada, obtendo um erro máximo de 0,15% quando comparado com os valores dos índices de refração medidos diretamente com os calculados com a técnica.

RODRIGUES[35], em 2018, apresentou a evolução da técnica de interrogação de LPGs por análise harmônica, e com um modelo matemático atualizado, em que as equações das componentes harmônicas do sinal elétrico levam em consideração a variação da largura espectral da banda de atenuação da LPG em função da variação do comprimento de onda de ressonância. Adicionalmente, neste trabalho foi utilizado um filtro sintonizável, baseado em interferômetro Fabry-Pérot, como modulador de comprimento de onda da portadora ótica e que permite escolher facilmente o comprimento de onda central e o índice de modulação da portadora ótica.

SOARES[36], em 2019, apresentou uma técnica de caracterização que identifica as variáveis do modulador utilizado na interrogação de sensores, fornecendo uma aplicação prática em um modulador de FBG. A metodologia é amparada por um modelo analítico juntamente com um modelo numérico, onde é possível determinar os parâmetros do

modulador tais como largura espectral, comprimento de onda central, amplitude de modulação e distorção harmônica.

Os trabalhos anteriores [32]–[36] produzidos no Laboratório de Comunicações Óticas – LaCOP, mostram a evolução de uma técnica de interrogação, baseada na medida de harmônicos no domínio elétrico. Como citado anteriormente, a idealização da técnica de interrogação foi iniciada por CARNEIRO[32] em 2014. Em 2018, por meio do trabalho de RODRIGUES[35], a técnica de interrogação atingiu o estado de amadurecimento necessário para que pudesse, a partir daí, encapsulá-la na forma de um protótipo funcional. Assim, tendo em vista a motivação deste trabalho, coube como objetivo específico, o desenvolvimento de um protótipo funcional de um sensor ótico baseado em LPG, usando a técnica de interrogação pela medida de harmônicos no domínio elétrico.

### **1.3 Estruturação do trabalho**

O Capítulo 1 apresenta uma breve contextualização histórica sobre o surgimento dos meios de comunicação utilizando fibra ótica e os dispositivos de grades de Bragg utilizados, detalhando as características e aplicações da técnica de interrogação que compõe os resultados experimentais.

O Capítulo 2 apresenta os fundamentos teóricos que serão desenvolvidos por trás desta dissertação. Todos os dispositivos utilizados e uma análise qualitativa da técnica de interrogação serão descritos.

O Capítulo 3 apresenta a descrição da modelagem matemática por trás da técnica de interrogação baseada no sensor LPG. Aqui, será descrito como são demonstradas as curvas de ajustes da banda de atenuação da LPG, sinal ótico da portadora ótica e o sinal ótico demodulado após atravessar a banda de atenuação da LPG. Em seguida, será realizado procedimento matemático para determinar as equações das componentes harmônicas que compõe o sinal elétrico detectado.

O Capítulo 4 apresenta a validação teórica do modelo matemático utilizado no Capítulo 3 e o setup utilizado para emular o sinal elétrico na saída do fotodetector, utilizando a técnica de interrogação proposta nesta dissertação.

O Capítulo 5 apresenta os resultados e discussões do uso da técnica de interrogação, utilizando o erro relativo como parâmetro de validação dos resultados obtidos.

No Capítulo 6 é apresentada a conclusão deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

## Capítulo 2 – Fundamentação Teórica

Neste capítulo será apresentada a configuração experimental em conjunto com uma análise qualitativa do princípio de funcionamento da técnica de interrogação baseado no sensor de LPG para determinar o comprimento de onda de ressonância da LPG. Em seguida, serão explicados os fundamentos conceituais básicos de dois sensores óticos utilizados como objeto de estudos neste trabalho, sendo as redes de Bragg em fibras (FBG) e as redes de período longo (LPG). Dessa forma, é elaborado um estudo quanto às mudanças a partir de parâmetros intrínsecos e extrínsecos que alterem o comportamento dos dispositivos. Além disto, é realizada uma descrição dos demais dispositivos óticos e eletrônicos que compõem o sistema para interrogar o sensor LPG.

### 2.1 Análise qualitativa da configuração experimental

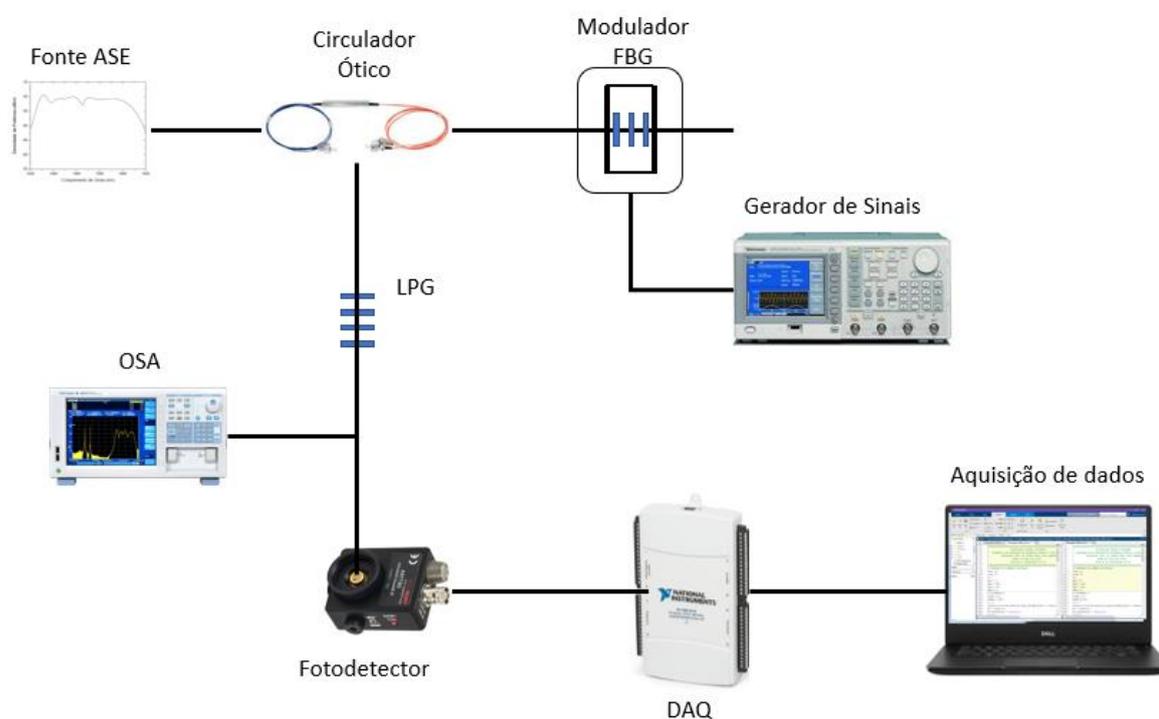


Figura 2.1 - Configuração experimental do sistema de interrogação de sensor baseado em LPG

Na Figura 2.1 é apresentada a configuração experimental que irá compor o sistema de interrogação de sensor baseado em LPG proposto ao longo deste trabalho. O modelo

utiliza uma portadora modulada em comprimento de onda que, ao ser demodulada por uma rede LPG, gerará componentes harmônicas no domínio do tempo cujas amplitudes são funções do comprimento de onda de ressonância da LPG.

Como pode ser observado a partir da Figura 2.1, uma fonte ASE (*Amplifier Spontaneous Emission*) com largura de banda entre 1530nm a 1610nm, é conectada ao circuito ótico por meio da porta 1 do circulador ótico. Por meio da porta 2 do circulador ótico, a fonte ASE é acoplada ao modulador de comprimento de onda. Este por sua vez, gera uma portadora ótica centrada em um comprimento de onda que é refletida para o circulador e emerge na porta 3. O modulador de comprimento de onda é composto por uma rede FBG presa a uma cerâmica piezoelétrica. Esta, sendo excitada por um sinal senoidal proveniente de um gerador de funções, deformará axialmente a rede FBG. Em razão desta deformação, haverá uma variação instantânea no comprimento de onda refletido pela rede FBG. Assim, o conjunto rede FBG e cerâmica piezoelétrica, gerará uma portadora ótica modulada em comprimento de onda, cujo comprimento de onda central ( $\lambda_c$ ) é o comprimento de onda de reflexão estático da FBG, com amplitude de modulação  $A_m$ . A  $A_m$  depende somente da amplitude do sinal elétrico aplicado à cerâmica piezoelétrica por meio do gerador de sinais.

A portadora ótica modulada em comprimento de onda é transmitida através da LPG depois detectada pelo fotodetector. A banda de atenuação da LPG possui uma banda de atenuação que se comporta como um filtro rejeita-banda, ou seja, atua como um conversor de variações de comprimento de onda da portadora ótica modulada em um sinal ótico modulado em amplitude. Contudo, em razão da não linearidade da banda de atenuação da LPG, essa transformação/demodulação gera uma distorção harmônica. A não linearidade da banda de atenuação da LPG, é função do comprimento de onda. Portanto, a distorção harmônica causada durante o processo de transformação/demodulação é também função do comprimento de onda.

Após atravessar a LPG, o sinal ótico, agora modulado em amplitude, é detectado pelo fotodetector, ocorrendo a sua conversão do domínio ótico para o domínio elétrico. Um conversor analógico-digital é utilizado na saída do fotodetector para que sejam realizadas as análises espectrais do sinal elétrico detectado. Essa análise espectral é feita através de um programa de computador. Obtendo as equações matemáticas das amplitudes das componentes harmônicas e comparando-as com as amplitudes das componentes harmônicas

na saída do fotodetector, então, é possível calcular o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), uma vez que como citado anteriormente, as não linearidades são funções do comprimento de onda. O analisador de espectro ótico permite caracterizar o espectro de absorção da LPG em diversas condições experimentais.

## 2.2 Fibras óticas: conceituação básica

A fibra ótica é um guia de onda dielétrico em formato cilíndrico que opera nas chamadas frequências óticas. A onda eletromagnética é confinada dentro do guia e propagada em uma direção paralela ao seu eixo. Esse confinamento, em função da estrutura do guia de onda, define maneiras diferentes de propagação. Essas diferentes maneiras de propagação são conhecidas formalmente como *modos de propagação*. Dependendo da dimensão do núcleo da fibra ótica e dos índices de refração envolvidos, podem surgir diferentes modos de propagação. Quando a estrutura da fibra ótica suporta somente um modo de propagação, referimo-nos a esta fibra ótica como fibra monomodo, e quando essa estrutura suporta diversos modos de propagação, dizemos que a fibra é multimodo. A Figura 2.2 a comparação entre as fibras monomodo e multimodo [29].

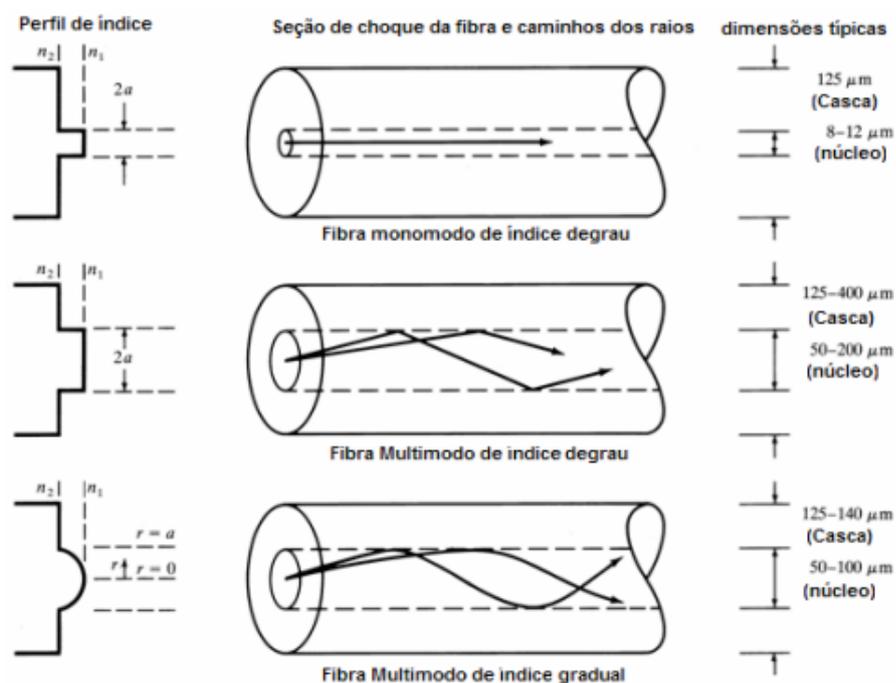


Figura 2.2 - Fibras óticas monomodo(a) e Fibras óticas multimodo(b)[37]

O núcleo da fibra ótica possui índice de refração denominado de  $n_1$  e raio  $r_1$  e a casca possui índice de refração  $n_2$  e raio  $r_2$ , observando que  $n_1 > n_2$  para que haja o confinamento e guiamento das ondas eletromagnéticas obedecendo o fenômeno da reflexão interna total. Estas duas características acima citadas, definem uma fibra ótica convencional. Para que haja proteção quanto a sua flexibilidade e rigidez mecânica, a fibra é revestida por uma camada adicional de acrilato para que não haja nenhum tipo de ruptura durante o processo de distribuição do dispositivo[27],[30]. Uma vez que a luz é uma onda eletromagnética, pode-se modelar a propagação por meio das equações de Maxwell e, após manipulações matemáticas, dão origem à Equação de onda. Após efetuar as manipulações matemáticas na Equação da onda, aplica-se as condições de contorno e, com isso, chegando a soluções particulares comumente chamadas de modos de propagação. [33], [39].

## 2.3 Redes de Bragg – FBG

Para sistemas que utilizam WDM (*Wavelength-division multiplexing*), as grades de Bragg (FBG) tornaram-se elementos importantes para a filtragem de comprimentos de onda possuindo um diversificado campo de aplicações. O comportamento das redes de Bragg pode ser explicado a partir de um conceito mais geral das conhecidas grades de difração. As grades de difração possuem alguns parâmetros que devem ser levados em consideração como:  $\theta_i$  é o ângulo de incidência da luz,  $\theta_d$  é o ângulo de difração e  $\Lambda$  é a periodicidade da variação de estrutura do material[40]. Através deste sistema, é possível controlar o comprimento de onda central por mudanças no período da grade, fazendo com que a largura de banda possa ser ajustada pela intensidade da grade ou pela inserção de um *chirp* no período da grade[38]. A Figura 2.3 mostra a seguir os parâmetros básicos em uma grade de difração.

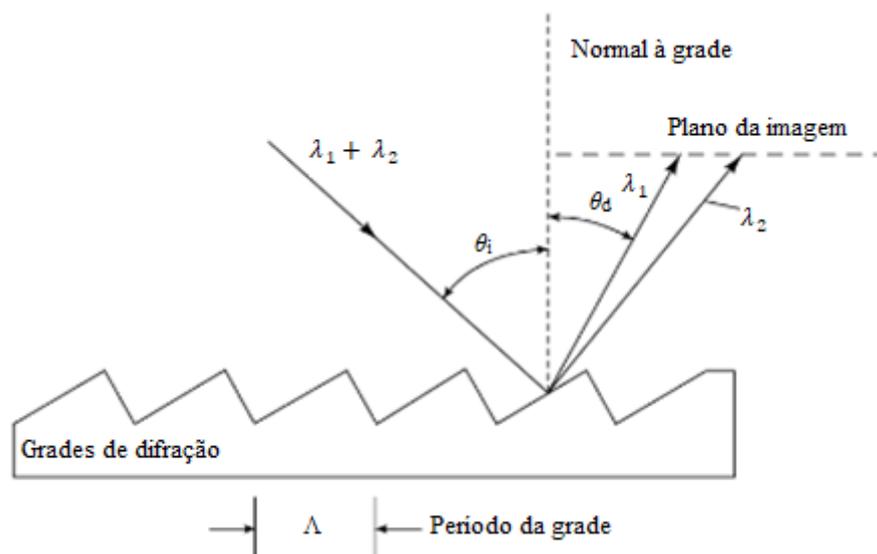


Figura 2.3 - Parâmetros básicos em uma grade de difração[40].

A partir das propriedades da fotossensibilidade de uma fibra ótica dopada de sílica e germânio, as propriedades de reflexão em função do comprimento de onda das redes de difração podem ser particularizadas, gerando estruturas conhecidas como redes de Bragg. A fotossensibilidade é um fenômeno não-linear, sendo observado o aumento na intensidade da luz refletida por uma fibra ótica, após a fibra ter sido exposta a elevada intensidade de radiação. A partir da interferência entre dois feixes na fibra ótica, através da exposição à luz Ultravioleta (UV), a FBG é fabricada[41]. A exposição à luz ultravioleta (UV) resulta no crescimento do valor do índice de refração de determinadas fibras dopadas e, com isso, passa-se a obter uma variação do índice de refração no núcleo da fibra ótica. Aqui, será considerado o estudo para fibras óticas monomodo, ou seja, a luz será transmitida no modo fundamental ao longo do eixo do núcleo da fibra. Quando uma luz é transmitida através da FBG, a reflexão ocorre em um comprimento de onda muito definido. O comprimento de onda da luz refletida satisfaz a condição de Bragg dada pela Equação 2.1[42],

$$\lambda_c = 2n_{\text{eff}}\Lambda \quad (2.1)$$

na qual  $\lambda_c$  é o comprimento de onda de reflexão, também conhecido como comprimento de onda de Bragg,  $n_{\text{eff}}$  é o índice de refração efetivo do modo fundamental da fibra ótica e  $\Lambda$  é o período da rede. A refletividade máxima ocorre no comprimento de onda ( $\lambda_c$ ), apontada

pela Equação 2.1. Considerando que as redes de Bragg sejam uniformes no núcleo de uma fibra ótica, o perfil de índice de refração pode ser expresso de acordo com a Equação 2.2,

$$n(z) = n_0 + \Delta n \cos\left(\frac{2\pi z}{\Lambda}\right) \quad (2.2)$$

$n_0$  é o índice de refração médio,  $\Delta n$  é a amplitude da perturbação do índice de refração induzido e  $z$  é a distancia longitudinal no eixo da fibra[43]. De acordo com a Equação 2.3, a refletividade da grade com uma amplitude de modulação constante em conjunto com o período, é dada por

$$R(l, \lambda) = \frac{\kappa^2 \sinh^2(sl)}{\Delta\beta^2 \sinh^2(sl) + s^2 \cosh^2(sl)} \quad (2.3)$$

onde  $R(l, \lambda)$  é a refletividade em função do comprimento da grade,  $\kappa$  é o coeficiente de acoplamento,  $\Delta\beta = \beta - \pi/\Lambda$  é o vetor de onda de sintonização,  $\beta = 2\pi n_0/\lambda$  é a constante de propagação e, por final,  $s^2 = \kappa^2 - \Delta\beta^2$ . Porém, para o comprimento de onda central da FBG, deve-se considerar  $\Delta\beta = 0$ . Assim, reescrevendo a expressão matemática que expressa a refletividade, obtém-se a Equação 2.4,

$$R(l, \lambda) = \tanh^2(\kappa l) \quad (2.4)$$

sendo conhecida como a refletividade máxima para o comprimento de onda de reflexão dado pela Equação 2.3 acima. A Figura 2.4 ilustra o comportamento espectral de uma FBG.

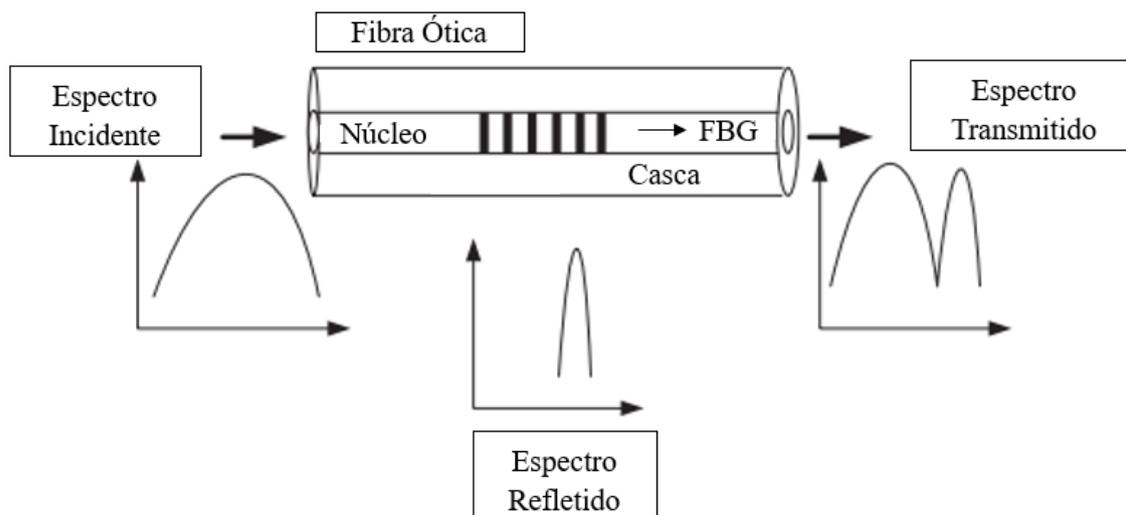


Figura 2.4 - Esquemático de funcionamento de uma FBG[41].

Significativamente, o comprimento de onda de reflexão de uma FBG é alterado desde que o período da grade e/ou o índice de refração do material da fibra ótica seja alterado. Essas alterações podem ocorrer com a variação da temperatura e deformação da rede (tração, torção e curvatura). A Equação 2.5 mostra o deslocamento da diferença no comprimento de onda de Bragg que sucede de alterações nos parâmetros externos anteriormente citados,

$$\Delta\lambda = 2 \left( \Lambda \frac{\partial n_{\text{eff}}}{\partial l} + n_{\text{eff}} \frac{\partial \Lambda}{\partial l} \right) \Delta l + 2 \left( \Lambda \frac{\partial n_{\text{eff}}}{\partial T} + n_{\text{eff}} \frac{\partial \Lambda}{\partial T} \right) \Delta T \quad (2.5)$$

onde  $\Delta l$  e  $\Delta T$  são as alterações estruturais no comprimento da grade devido a uma tração aplicada na fibra ótica e mudanças na temperatura, concomitantemente. A Equação 2.5 pode ser separada para um melhor detalhamento analítico das componentes que compõe a equação, ou seja, a influência da temperatura e da tração[14], [43].

O sensoriamento à tração utilizando uma FBG oferece benefícios sobre os sistemas elétricos convencionais, devido a sua adequação em aplicações que exigem recursos de longo alcance com relação às distâncias, assim como em aplicações que solicitam longos períodos de tempo sem deterioração. Esses sensores possuem indicações para que sejam utilizados em ambientes agressivos devido à sua imunidade e resistência à corrosão[44]. Ao realizar a tração e/ou compressão da FBG, a banda de atenuação sofre mudanças com um aumento ou diminuição no período da grade e, com isso, resultando em menores e maiores

comprimentos de onda[45]. A Equação 2.6 mostra a dependência do comprimento de onda de reflexão da FBG para uma tração aplicada

$$\frac{\Delta\lambda_c}{\lambda_c} = (1 - \rho_e)\varepsilon \quad (2.6)$$

onde  $\varepsilon$  é a tração longitudinal experimentada pela fibra ótica onde é gravada a FBG,  $\rho_e$  é o coeficiente efetivo para o efeito fotoelástico da fibra,  $\Delta\lambda_c$  é a variação do comprimento de onda de reflexão e  $\lambda_c$  é o comprimento de onda de reflexão da FBG. Lembrando que a tração realizada por uma FBG gravada no núcleo de uma fibra ótica, é utilizado o efeito fotoelástico, ou seja, este efeito é o que contribui para mudanças no comprimento de onda de reflexão da FBG[46]. A Figura 2.5 mostra a resposta típica da alteração do comprimento de onda de reflexão de uma rede FBG para tração.

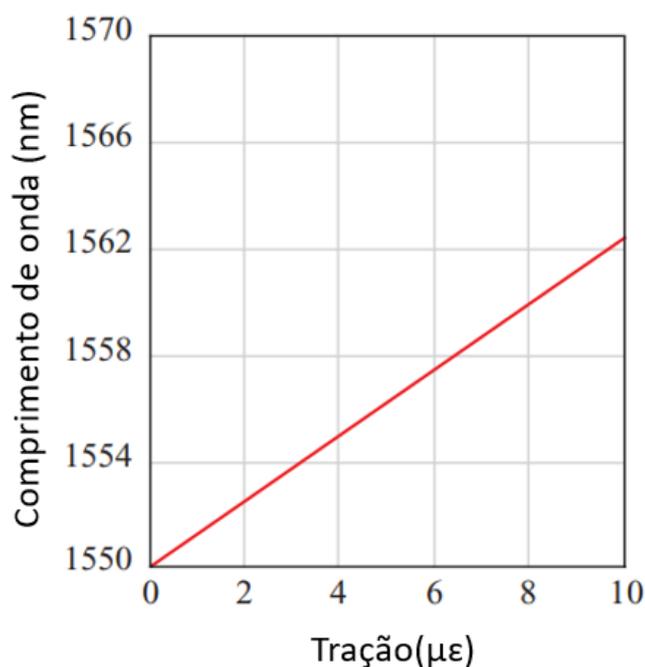


Figura 2.5 - Gráfico linear entre tração e comprimento de onda[47].

Outro parâmetro que ocasiona a alteração do comprimento de onda de reflexão da FBG é a temperatura. O sensor, quando submetido à variação de temperatura, sofre alterações no índice de refração do núcleo através do efeito termo ótico, ou seja, de maneira linear, tem-se maiores comprimentos de onda para elevados valores de temperatura. A

Equação 2.7 expressa a dependência do comprimento de onda de reflexão de Bragg com a temperatura,

$$\frac{\Delta\lambda_c}{\lambda_c} = (\alpha + \xi)\Delta T \quad (2.7)$$

onde  $\Delta T$  é a variação de temperatura,  $\alpha$  é o coeficiente de expansão térmica e  $\xi$  é o coeficiente do efeito termo ótico. A partir da Equação 2.7 mencionada acima, nota-se a variação do comprimento de onda de forma linear, do mesmo modo como ocorre com a tração. A Figura 2.6 mostra a mudança no comprimento de onda da FBG em razão da variação de temperatura.

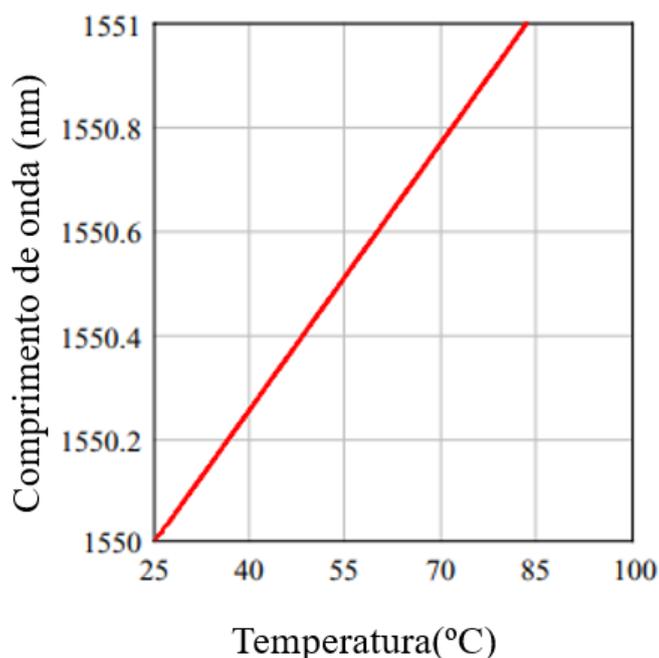


Figura 2.6 - Gráfico linear entre o comprimento de onda e temperatura[47].

Os sensores baseados em FBG não possuem sensibilidade quanto ao índice de refração do meio externo. O princípio de ressonância é baseado no índice de refração efetivo que, por outro lado, depende do índice de refração tanto do núcleo quanto da casca de uma fibra ótica convencional de 125 $\mu$ m de casca. Alguns trabalhos publicados detalharam que para tornar uma FBG sensível ao índice de refração do meio externo, é necessário reduzir o diâmetro da casca ao redor da localização exata onde a rede foi gravada e tornando o índice de refração efetivo dependente do índice de refração do meio externo. É importante ressaltar

que ao contrário dos parâmetros acima citados (tração e temperatura), este processo causa uma dependência do comprimento de onda de reflexão da FBG não linear[43], [48].

## 2.4 Redes de Período Longo – LPG

Se modificada periodicamente, surgirão na fibra ótica, acoplamentos intermodais que proporcionam mudanças na banda de atenuação do sinal transmitido. Devido à modulação periódica do índice de refração, pode-se modificar estruturalmente uma fibra ótica removendo o revestimento que envolve a casca e, com isso, permitindo o contato direto da casca com o meio externo proporcionando a caracterização de substâncias específicas[14], [16]. Uma rede de período longo (LPG) possui o período entre  $100\mu\text{m}$  e  $1\text{mm}$ , sendo importante para o sensoriamento de variáveis como: temperatura, tração, deformação, índice de refração e outros parâmetros que interferem no meio externo e na periodicidade da rede. Devido à periodicidade da rede ( $\Lambda$ ), ocorre que a potência ótica guiada no núcleo seja transferida em parte para a casca, na qual é espalhada na interface com o meio externo[49], conforme a Figura 2.7.

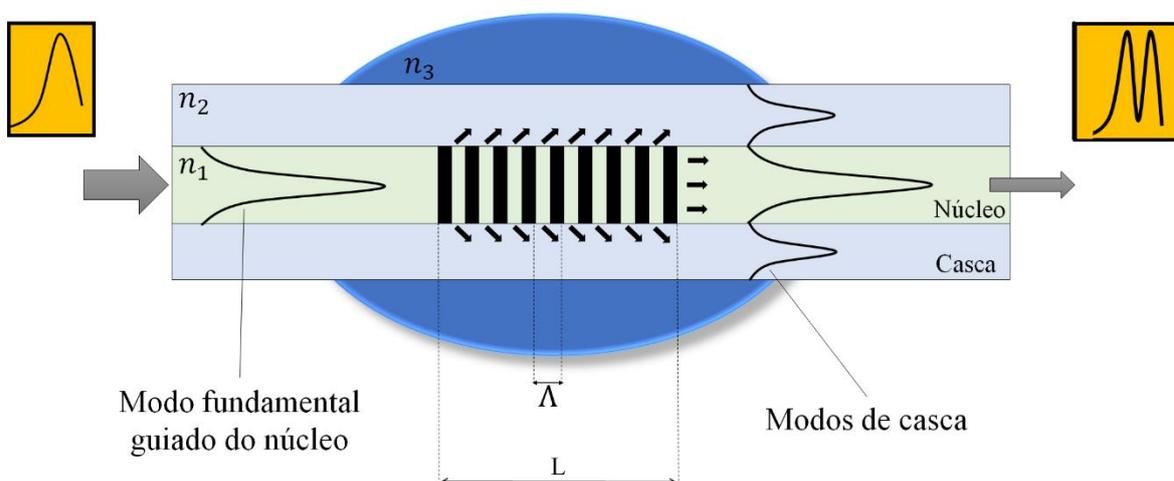


Figura 2.7 - Diagrama de propagação de um sinal em uma fibra ótica com uma rede LPG.

As LPGs possuem o princípio de funcionamento baseado no acoplamento entre os modos guiados propagantes do núcleo e os modos propagados na casca. Considerando uma fibra monomodo com constante de propagação do modo fundamental  $LP_{01}$ , denotada por  $\beta_{01}$  e as constantes de propagação dos modos de casca dadas por  $\beta_{cl}^n$ , onde esta representa a

constante de propagação para o  $n$ -ésimo modo de casca, através do qual o modo fundamental guiado no núcleo pode ser acoplado[16]. A Equação 2.8 é dada para a condição de ressonância ou casamento de fase entre o modo fundamental do núcleo e os modos de casca de uma LPG,

$$\Delta\beta = \beta_{01} - \beta_{cl}^n = \frac{2\pi}{\Lambda} \quad (2.8)$$

tem-se que  $\beta_{01} = \frac{2\pi}{\Lambda} n_{eff-co}$  é a constante de propagação do núcleo e  $\beta_{cl}^n$  é a constante de propagação para os  $n$ -ésimos modos de casca. Desenvolvendo a Equação 2.8, por meio das equações 2.9 e 2.10, obtém-se a Equação 2.11 que representa o comprimento de onda de ressonância da LPG.

$$\frac{2\pi}{\lambda} n_{eff-co} - \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff-cl}^{(n)} = \frac{2\pi}{\Lambda} \quad (2.9)$$

$$\frac{1}{\lambda} (n_{eff-co} - n_{eff-cl}^{(n)}) = \frac{1}{\Lambda} \quad (2.10)$$

$$\lambda_r^n = (n_{eff-co} - n_{eff-cl}^{(n)}) \Lambda \quad (2.11)$$

Na Equação 2.11,  $\lambda_r^n$  representa o comprimento de onda de ressonância discretos da LPG para os  $n$ -ésimos modos de casca,  $n_{eff-co}$  é o índice de refração efetivo do modo fundamental do núcleo e  $n_{eff-cl}^{(n)}$  são o índice de refração efetivo para os  $n$ -ésimos modos de casca. Para uma LPG típica, mais de um modo de casca pode satisfazer a condição de casamento de fase em diferentes comprimentos de onda e o modo guiado será acoplado a todos os modos de casca[50]. É importante notar, na Equação 2.11, que o casamento de fase pode ocorrer entre o modo fundamental e o  $n$ -ésimo modo de casca. Isso significa que cada uma dessas condições de casamento de fase, originará uma banda de atenuação independente.

### 2.4.1 Sensibilidade da LPG ao meio externo

A condição de casamento de fase em uma LPG dar-se-á pela influência do meio externo no qual o sensor será submerso. Considerando que alguns parâmetros extrínsecos

são responsáveis por alterar o índice de refração efetivo do modo do núcleo, o índice de refração efetivo dos modos de casca e o período da rede, então, o comprimento de onda de ressonância das diversas bandas de atenuação da LPG tem seus valores alterados em função dos parâmetros externos anteriormente citados. A Equação 2.12 relaciona o coeficiente de transmissão de potência do modo guiado no núcleo para um modo de casca,

$$T^n(L) = \text{sen}^2(k^n L) = \frac{2\pi\Delta n_{co}I}{\lambda_r} \quad (2.12)$$

onde  $L$  é o comprimento da LPG,  $k^n$  é o coeficiente de acoplamento para o  $n$ -ésimo modo de casca,  $\Delta n_{co}$  é a alteração fotoinduzida por uma luz ultravioleta no índice de refração do núcleo e  $I$  é a integral de sobreposição entre os modos do núcleo e da casca[12], [51]. A Equação 2.13 apresenta a transmissão espectral mínima entre o modo guiado e os  $n$ -ésimos modos de casca.

$$T^n(L) = 1 - \text{sen}^2(k^n L) \quad (2.13)$$

A casca, geralmente, possui um raio com diâmetro maior, então, suporta uma quantidade considerada de modos de casca. Fazendo uma análise teórica, é plausível notar que o acoplamento eficiente é possível apenas entre os modos guiados do núcleo e os modos de casca que possuem um valor elevado da integral de sobreposição, ou seja, modos que possuem perfis de campo elétrico semelhantes. A ordem dos modos de casca aumenta de acordo com o coeficiente de acoplamento. Desta maneira, os vales das bandas de atenuação da LPG, tornam-se mais profundos à medida que aumenta a ordem de acoplamento entre o modo guiado e os modos de casca[52]. A Figura 2.8 detalha a banda de atenuação de uma LPG e a variação de amplitude dos vales das bandas de atenuação.

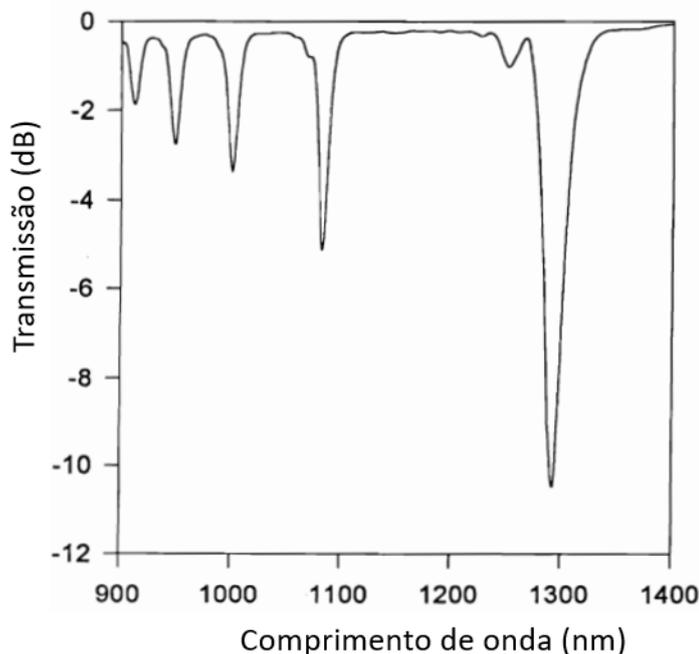


Figura 2.8 - Espectro de transmissão de uma LPG fabricada com a fibra ótica padrão modelo Corning SMF-28 com período de 320 $\mu$ m[53].

## 2.4.2 Sensibilidade da LPG à Temperatura

A variação de temperatura pode alterar a sensibilidade do sensor LPG. Este parâmetro pode afetar de maneira direta, através do efeito termo ótico, a medida do índice de refração efetivo do núcleo e da casca. Isso pode ser observado quando uma completa caracterização de variação da banda de atenuação resulta em uma mudança dos comprimentos de onda da banda de atenuação com uma possível intensidade nos picos[18], [51], [53]. A Equação 2.14 mostra a dependência do comprimento de onda de ressonância da LPG com a temperatura.

$$\frac{d\lambda_{\text{res}}}{dT} = \frac{d\lambda_{\text{res}}}{d(\delta n_{\text{eff}})} \left( \frac{dn_{\text{eff-co}}}{dT} - \frac{dn_{\text{eff-cl}}}{dT} \right) + \Lambda \frac{d\lambda_r}{d\Lambda} \frac{1}{L} \frac{dL}{dT} \quad (2.14)$$

Tem-se que  $\delta n_{\text{eff}} = n_{\text{eff-co}} - n_{\text{eff-cl}}$  é o índice de refração efetivo diferencial, L é o comprimento da rede e T é a temperatura. Fazendo uma análise matemática mais detalhada da Equação 2.14, nota-se que, o primeiro termo, logo após a igualdade, é a contribuição matemática que está relacionada para a mudança do índice de refração diferencial do núcleo e da casca devido ao efeito termo ótico. O termo seguinte representa a

contribuição da variação da expansão ou contração da periodicidade da LPG devido ao efeito térmico que compõe a fibra. O sinal do segundo termo depende da ordem dos modos de casca, ou seja, tendo-se modos de baixa ordem, então a curva é positiva, caso contrário, a curva é negativa[18], [54].

Fazendo uma escolha adequada do período da LPG, é possível o balanceamento das duas contribuições de maneira a fabricar uma LPG cuja banda de atenuação esteja com nível de sensibilidade elevada ou reduzida à temperatura. Devido ao efeito termo ótico, é considerada a alteração na composição do material que compõe a fibra, havendo o aumento ou a diminuição da sensibilidade da LPG. A Figura 2.9 mostra a dependência linear entre o comprimento de onda de ressonância da LPG e a temperatura.

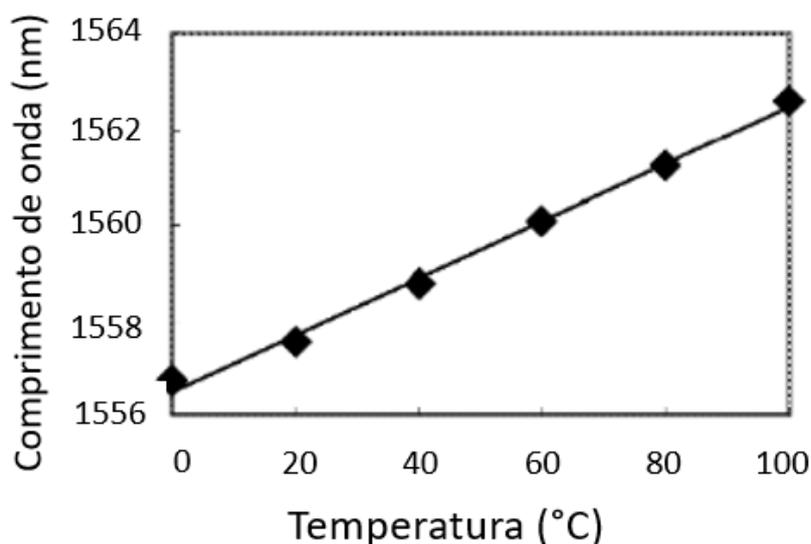


Figura 2.9 - Deslocamento do comprimento de onda de ressonância da LPG com a temperatura. As medições foram aproximadas por uma reta linear[55]

### 2.4.3 Sensibilidade da LPG à tração

Outro parâmetro que pode influenciar em mudanças do comprimento de onda de ressonância da LPG é a tensão axial e/ou tração. Este comportamento pode ser analisado pela Equação 2.15

$$\frac{d\lambda_r}{d\varepsilon} = \frac{d\lambda_r}{d(\delta n_{eff})} \left( \frac{dn_{eff_{Lco}}}{d\varepsilon} - \frac{dn_{eff_{cl}}}{d\varepsilon} \right) + \Lambda \frac{d\lambda_r}{d\Lambda} \quad (2.15)$$

onde  $\varepsilon$  representa a foto elasticidade do material que compõe a fibra. O primeiro termo representa a alteração induzida no índice de refração efetivo da fibra devido ao efeito elástico do material que compõe a fibra. Já o segundo termo, é o efeito de tração mecânica que representa o aumento do período da LPG quando esta encontra-se tracionada. A sensibilidade da LPG a tração depende destes dois fatores para mudanças no comprimento de onda de ressonância. Para LPGs com períodos de mais de  $100\mu\text{m}$ , a contribuição do material é negativa e a contribuição do guia de onda, positiva. Assim, pela escolha adequada dos períodos, pode-se obter sensibilidade positiva, negativa e até mesmo nula [18], [54]–[56]. A Figura 2.10 apresenta o deslocamento axial da tração induzida nas bandas de atenuação de uma LPG escrita em uma fibra padrão SMF-28 (com  $\Lambda = 280\mu\text{m}$ ). A localização das bandas A, B, C e D são respectivamente  $1607,8\text{ nm}$ ,  $1332,4\text{ nm}$ ,  $1219,3\text{ nm}$  e  $1159,3\text{ nm}$ . Nota-se um comportamento linear da LPG à tração.

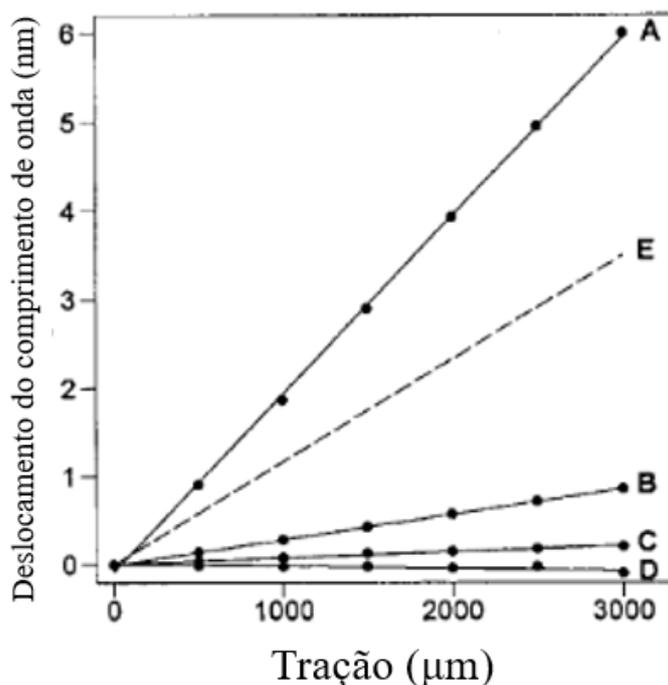


Figura 2.10 - Mudança nos vales de comprimento de onda de ressonância em função da tração exercida sobre uma LPG para várias bandas de ressonância da LPG [56].

#### 2.4.4 Sensibilidade da LPG ao índice de refração

Esta pesquisa tem como objetivo a caracterização da LPG quando submersa em uma substância com índice de refração  $n_3$  em volta da casca na região onde é gravada a rede de período longo. O índice de refração, neste caso, é um importante parâmetro para verificar as

mudanças no comprimento de onda de ressonância de uma LPG, sendo diretamente dependente do índice de refração efetivo[56]. A influência do índice de refração da substância que envolve a casca é dada pela Equação 2.16,

$$\frac{d\lambda}{dn_3} = \frac{d\lambda}{dn_{cl}} \frac{dn_{cl}}{dn_3} \quad (2.16)$$

sendo o termo  $\frac{dn_{cl}}{dn_3}$  distinto para cada modo de casca. Portanto, espera-se que a LPG tenha uma forte dependência com a ordem de acoplamento do modo de casca, ou seja, cada banda de atenuação da LPG espera-se que sofra uma mudança distinta[18], [56]. A LPG tem sido explorada para formar outros tipos de sensoriamento de meios físicos, principalmente no sensoriamento na monitoração de fluidos de resina de um sistema de compósito líquido. Quando exposta parcialmente em substâncias, resulta na duplicação da banda de atenuação da LPG, ou seja, um comprimento de onda de ressonância correspondente ao meio externo (1), enquanto a segunda banda de atenuação, corresponde ao comprimento de ressonância do meio externo (2). Como a transmissão mínima da banda de atenuação é dependente do comprimento da LPG, então a profundidade relativa das duas bandas de atenuação irá sofrer mudanças devido à mudança no nível do líquido[57], [58]. A Figura 2.11 mostra o esquemático da operação do sensoriamento de líquido utilizando a LPG como elemento sensor(a) e as bandas de atenuação resultantes a dois índices de refração distintos.

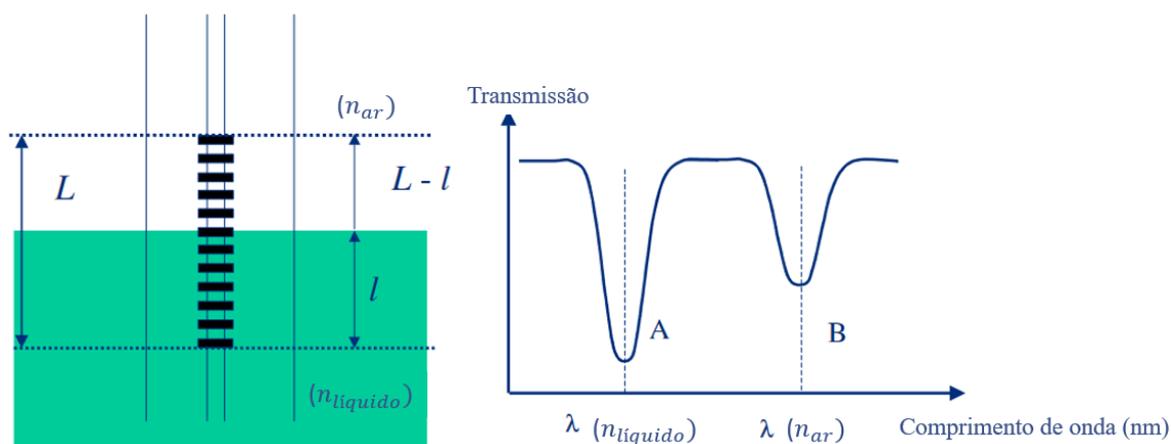


Figura 2.11 - Princípio de operação do sensor de nível:(a) e o esquemático das bandas de atenuação divididas (b)[18].

## 2.5 Dispositivos de bancada utilizados

### 2.5.1 Fonte ASE

A fonte ASE (*Amplifier Spontaneous Emission*) é um equipamento gerador de emissão de luz espontânea amplificada em banda larga. O modelo utilizado nesta pesquisa é o *Fiberlabs ASE -FL7006-15* que opera nos comprimentos de onda compreendidos entre 1530nm e 1610nm. Na configuração experimental, o equipamento irá emitir luz para o circulador ótico e, posteriormente, para o modulador de FBG que serão citados posteriormente. As figuras 2.12 e 2.13 mostra a imagem frontal da fonte de ASE e seu respectivo espectro ótico.



Figura 2.12 - Imagem frontal de uma fonte utilizada na configuração experimental.

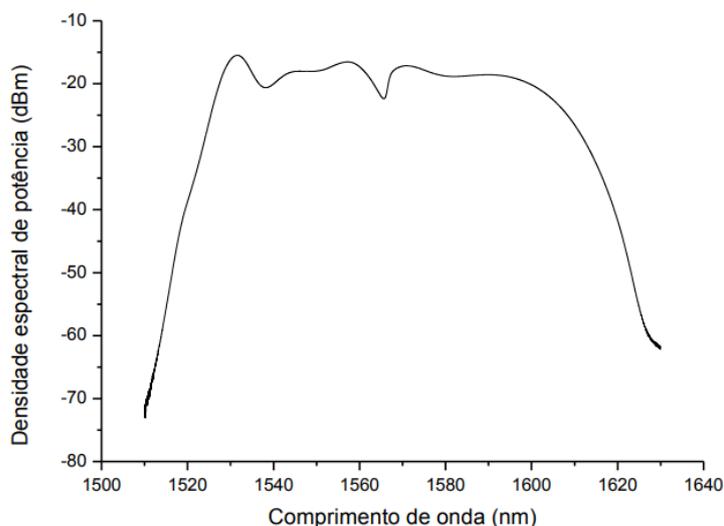


Figura 2.13 - Espectro da fonte ASE utilizada na configuração experimental.

## 2.5.2 Circulador óptico

O circulador óptico é um dispositivo passivo multiporta que direciona a luz sequencialmente de porta em porta em sentidos contrários. Para a presente pesquisa, este dispositivo irá funcionar em um sistema WDM para a separação do comprimento de onda oriundo da fonte ASE. A porta 1, representada pela cor vermelha, é conectada a fonte ASE e transmite o sinal para a porta 2, representada pela cor azul. Em seguida, o sinal que é refletido ou inserido para a porta 2, é transmitido para a porta 3 de cor branca, onde é conectada a uma rede LPG. O sinal A Figura 2.14 mostra o circulador óptico utilizado no experimento.

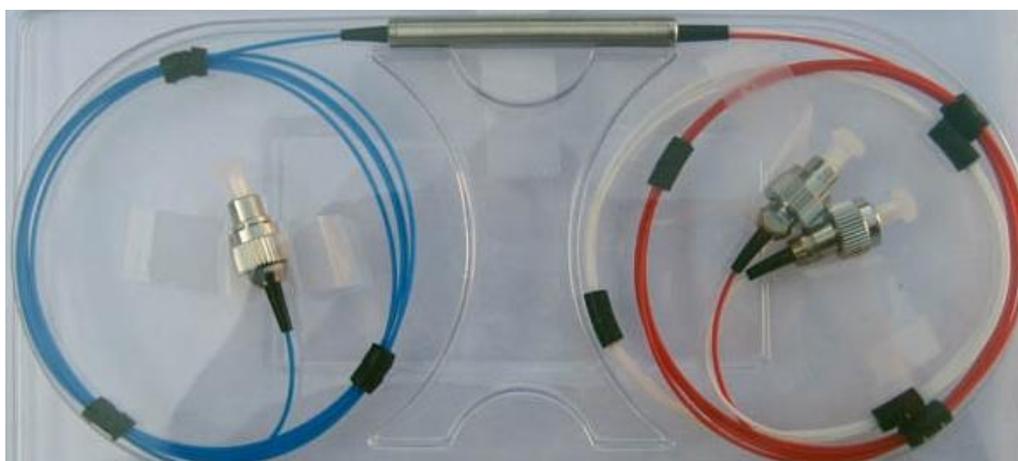


Figura 2.14 - Circulador para banda S, C e L utilizado na configuração experimental.

## 2.5.3 Analisador de Espectro óptico

Um analisador de espectro óptico (*OSA – Optical Spectrum Analyzer*) YOKOGAWA modelo AQ6370B com faixa dinâmica de 600 a 1700 nm e resolução de 0.02 nm, é utilizado para realizar os mais diversos tipos de análises de um sinal óptico. A Figura 2.15 ilustra o modelo utilizado na configuração experimental.

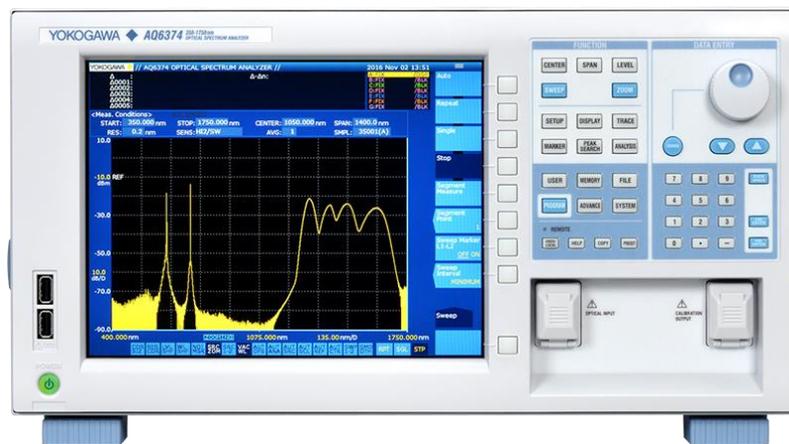


Figura 2.15 - Modelo de analisador de espectro ótico utilizado nas configurações experimentais.

## 2.5.4 Moduladores de comprimento de onda

Em trabalhos anteriores [33]–[35], é realizada a modulação do comprimento de onda da fonte ótica utilizando dois tipos de moduladores: o primeiro utilizando um disco duplo da *Physik Instrumente*® modelo P-289.20 como é mostrado na Figura 2.16.



Figura 2.16 - Microposicionador de disco duplo modelo P-289.20.

Quando uma excitação elétrica é aplicada a um dispositivo com propriedades piezoelétricas, há uma deformação geométrica no material. Composto por duas cerâmicas piezoelétricas do tipo PZT (Titanato Zirconato de Chumbo), cada uma em uma face lateral, fazendo com que haja a expansão e o relaxamento de acordo com a tensão elétrica senoidal aplicada nos terminais. Desta forma e a partir de seu princípio de funcionamento, a fibra ótica composta pela FBG é fixada entre os discos do microposicionador, alterando a periodicidade da rede e, portanto, o comprimento de onda de reflexão. Em seguida é

mostrado a partir da Figura 2.17, um filtro sintonizável baseado em um interferômetro *Fabry-Pérot*.



Figura 2.17 - Filtro sintonizável utilizando baseado em um interferômetro *Fabry-Pérot*.

O filtro sintonizável utilizado é baseado em um interferômetro *Fabry-Pérot*, da marca *Micron Optics* modelo FFP-TF que opera na faixa de 1520 a 1570nm, sintonizável por uma fonte de tensão.

## 2.5.5 Gerador de sinais

Para que a portadora ótica seja modulada em frequência e amplitude em torno do comprimento de onda central ( $\lambda_c$ ), é utilizado um gerador de sinais modelo *AFG-3101* da *Tektronix* capaz de gerar sinais de até 100MHz com 10 Volts pico a pico ( $V_{pp}$ ), conforme Figura 2.18. Possuindo conectores tipo BNC para saída de sinais com impedância de 50 Ohms. Este gerador de sinais é utilizado em conjunto com o modulador do tipo PZT da seção 2.5.4, sendo adotado um sinal senoidal de 1800Hz e *offset* de 5 Volts para evitar tensões negativas sobre o PZT.

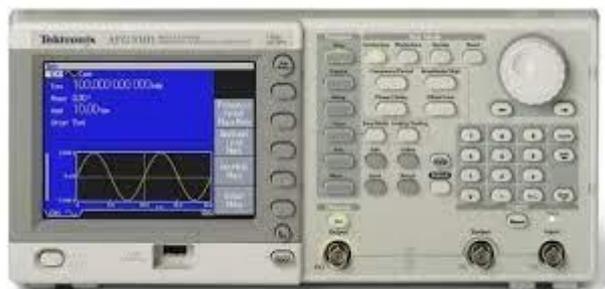


Figura 2.18 - Vista frontal do gerador de funções utilizado no experimento.

## 2.5.6 Fotodetector

Para realizar a conversão do sinal óptico demodulado da LPG para um sinal elétrico para que as análises espectrais sejam realizadas, foi utilizado um fotodetector da *ThorLabs* modelo *InGaAs* que possui um intervalo de operação entre 700nm a 1800nm com ajuste de ganho entre 0 a 70 dB. A Figura 2.19 mostra o equipamento utilizado para a conversão do sinal óptico em sinal elétrico.



Figura 2.19 - Fotodetector *InGaAs* PDA10CS.

## 2.5.7 Placa de aquisição

O sinal elétrico na saída do fotodetector precisa ser quantizado/digitalizado para que se possam realizar as análises espectrais das componentes harmônicas presentes no sinal e, para isso, utiliza-se um conversor analógico digital (conversor A/D) para que o sinal convertido para o ambiente digital seja tratado em um programa de modelagem numérica. A Figura 2.20 mostra a placa de aquisição, utilizada neste trabalho, foi o modelo *NI USB – 6216* da *National Instruments* com 400kS/s de taxa de amostragem, sendo suficiente para amostrar as frequências de 400Hz e 1800Hz do sinal demodulado.



Figura 2.20 - Placa de aquisição da *National Instruments* modelo NI USB – 6216.

Para realizar a leitura do sinal demodulado do sistema de interrogação, é utilizado uma rotina no *Matlab*<sup>®</sup> de maneira que este programa calcule a *FFT* (*Fast Fourier Transform*) do sinal demodulado e apresente na tela a amplitude das componentes harmônicas e, também, a razão entre elas.

## Capítulo 3 – Descrição do Modelo

Neste capítulo, será realizada uma abordagem matemática da técnica de interrogação proposta neste trabalho, de maneira a encontrar as equações das componentes harmônicas, a partir da expansão em Série de Taylor que modela a técnica de interrogação baseada no sensor LPG. O conhecimento destas equações permitirá o desenvolvimento de um programa de simulação que determina o valor do comprimento de onda de ressonância da LPG, sendo validada no Capítulo 4. Além disso, será realizado o estudo da influência dos parâmetros que compõem o sistema de interrogação sobre as componentes harmônicas e, por fim, o fluxo de processamento de instrumentação que compõe a técnica.

### 3.1 Modelagem da curva de ajuste gaussiana

Com o objetivo de desenvolver um modelo matemático do sistema de interrogação, é fundamental representar a banda de atenuação da LPG a partir de uma função matemática. Na Figura 3.1 é apresentada a banda de atenuação da LPG, na curva em vermelho, medida ao ar livre, como a primeira caracterização experimental do sensor com o comprimento de onda de ressonância da LPG em 1561nm.

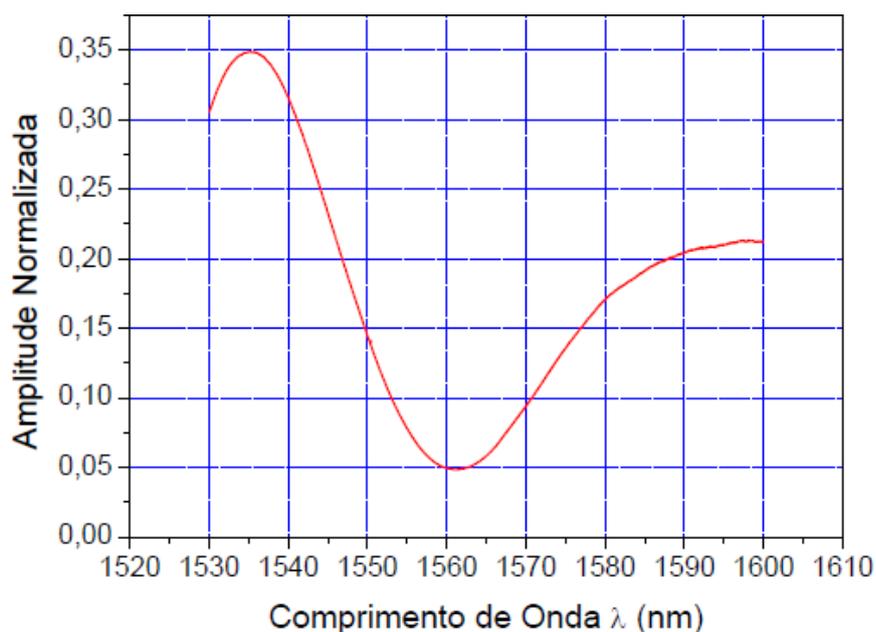


Figura 3.1 - Espectro óptico de banda de atenuação da LPG [27].

Tendo em vista os trabalhos mostrados em [33]–[35], optou-se pela utilização de um modelo gaussiano para representar a banda de atenuação da LPG. Esta banda de atenuação é a função de transferência do sistema de interrogação proposta neste trabalho. Atuando como um filtro rejeita banda, o sensor baseado em LPG é diretamente dependente do valor do índice de refração da substância à qual está submerso, podendo ocasionar o deslocamento da banda de atenuação para maiores ou para menores valores de comprimento de onda em razão desta influência[59]. A expressão matemática que aqui representará a banda de atenuação por meio de um modelo gaussiano, é dada pela Equação 3.1,

$$P(\lambda) = P_0 \left[ 1 - m \cdot e^{\left[ -4 \ln(2) \left( \frac{\lambda - \lambda_r}{\Delta \lambda_{LPG}} \right)^2 \right]} \right] \quad (3.1)$$

na qual  $\Delta \lambda_{LPG}$  é a largura espectral a meia altura ou FWHM (*Full Width at Half Maximum*) em torno do comprimento de onda de ressonância da LPG,  $(1 - m)P_0$  é a profundidade do vale de atenuação na frequência de ressonância,  $P_0$  é a potência ótica incidente na LPG e  $\lambda$  representa o comprimento de onda. Reescrevendo a Equação 3.1 e considerando que  $a = 4 \cdot \ln(2) / \Delta \lambda_{LPG}^2$ , tem-se a Equação 3.2,

$$P(\lambda) = P_0 (1 - m e^{-a(\lambda - \lambda_r)^2}) \quad (3.2)$$

sendo que o parâmetro  $a$  está relacionado à FWHM da LPG, a fim de que quanto maior o seu valor, mais estreita será a banda de atenuação da LPG e vice e versa. Este parâmetro será discutido nos próximos tópicos. A Figura 3.2 e a Figura 3.3 apresentam dois valores distintos de variação da largura da banda de atenuação da LPG, considerando  $a = 0.01nm$  e  $a = 0.006nm$ .

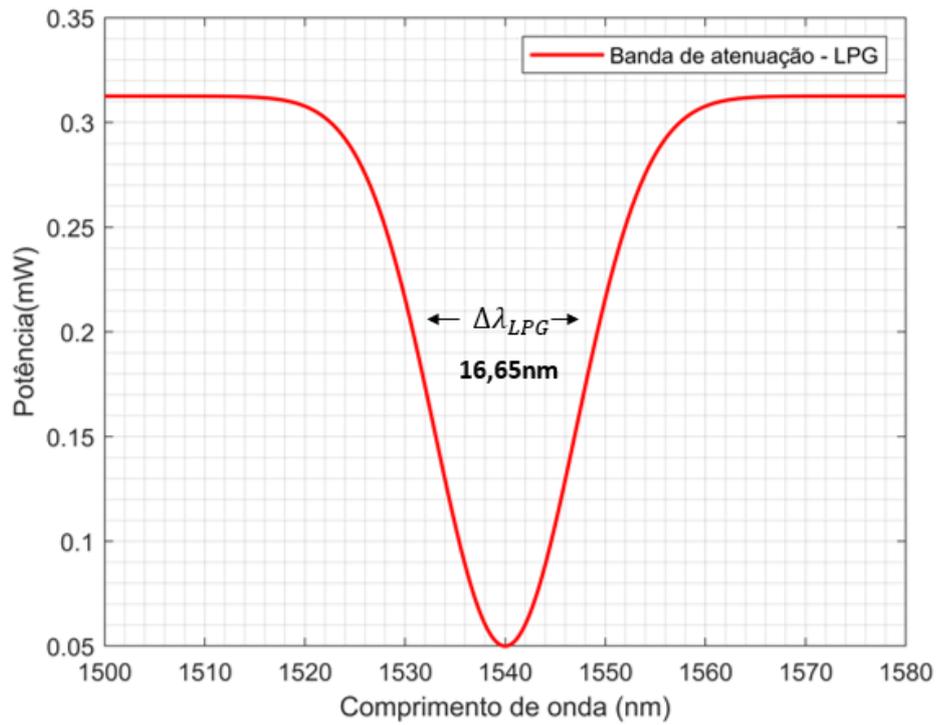


Figura 3.2- Curva de aproximação gaussiana com largura espectral de  $0,01nm^{-2}$ .

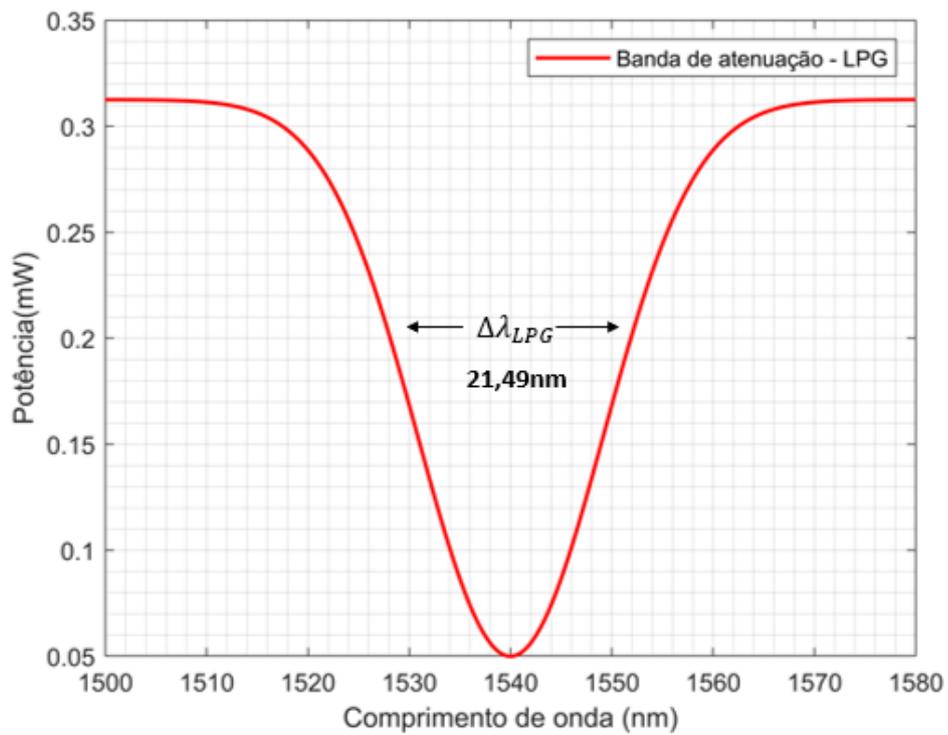


Figura 3.3 - Curva de aproximação gaussiana com largura espectral de  $0,006nm^{-2}$ .

## 3.2 Representação matemática da portadora ótica

Este trabalho, tem como o objetivo explorar duas frequências diferentes de modulação do comprimento de onda da portadora ótica para realizar a interrogação de sensores óticos baseados em LPG, pela técnica aqui apresentada. Para este fim, serão utilizadas as frequências de modulação de 400Hz e 1800Hz. A representação matemática abordada anteriormente por [33]–[35] utiliza como modulador de comprimento de onda um filtro sintonizável baseado em um interferômetro de *Fabry-Pérot* e um modulador de comprimento de onda que utiliza uma cerâmica piezoelétrica para realizar a deformação periódica de uma FBG. A Equação 3.3 representa o comprimento de onda instantâneo da portadora ótica, gerado pelos moduladores acima citados.

$$\lambda(t) = \lambda_c + A_m \cdot \cos(w_0 t) \quad (3.3)$$

Na Equação 3.3,  $\lambda_c$  é o comprimento de onda central de reflexão do modulador de comprimento de onda. No caso de ser usado um modulador baseado em interferômetro *Fabry-Perrot*,  $\lambda_c$  é ajustado por meio do nível DC do gerador de sinais. No caso de ser usado como modulador de comprimento de onda uma FBG + cerâmica piezoelétrica,  $\lambda_c$  é o comprimento de onda de reflexão da FBG. A amplitude de modulação do comprimento de onda ( $A_m$ ), é configurada por meio da amplitude AC do gerador de sinais ligados aos moduladores. A frequência angular de modulação ( $w_0$ ) é a frequência escolhida no gerador de sinais, e  $t$  é o tempo. Perceber que aqui a amplitude da portadora ótica está sendo considerada constante e somente o comprimento de onda está variando harmonicamente em volta de  $\lambda_c$ . A Figura 3.4 representa, graficamente, a variação instantânea do comprimento de onda da portadora ótica dada pela Equação 3.3.

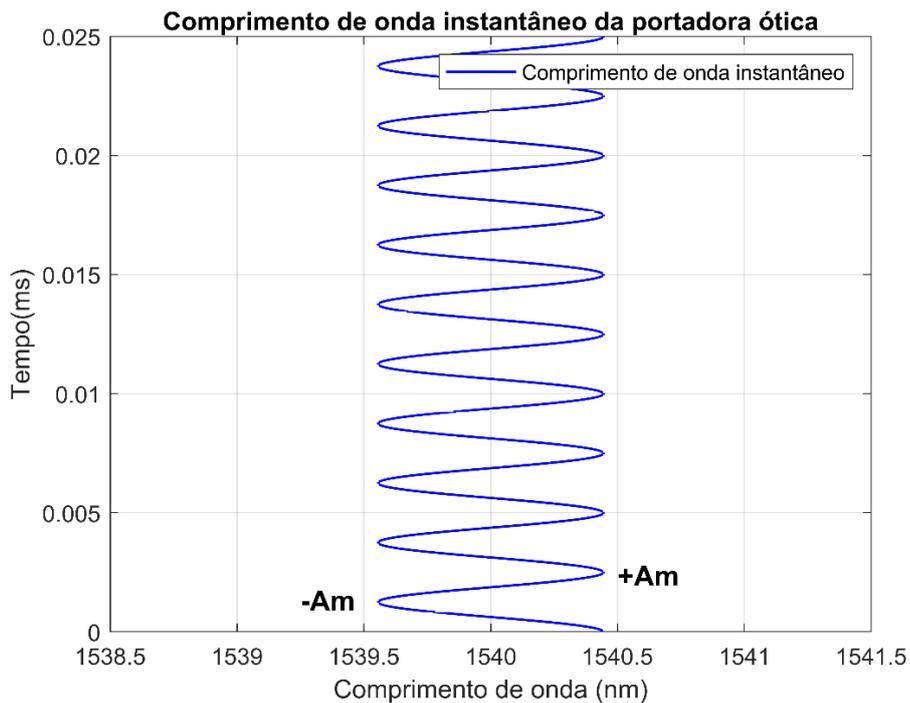


Figura 3.4 - Representação do comprimento de onda instantâneo da portadora óptica após passar pelo modulador de comprimento de onda, para frequência de modulação de 400Hz.

Nas Figura 3.4 e Figura 3.5 foram considerados  $A_m=0,44$  nm,  $\lambda_c=1540$  nm e  $f=400$  Hz e  $f=1800$  Hz, respectivamente. Estes são valores típicos utilizados nas simulações e emulações neste trabalho.

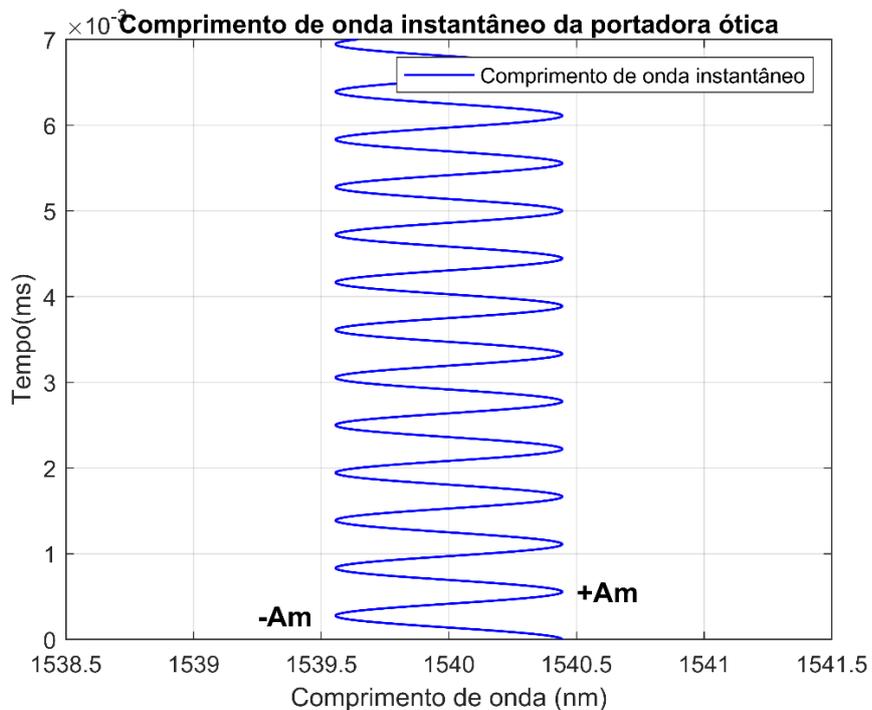


Figura 3.5 - Representação do comprimento de onda instantâneo da portadora óptica após passar pelo modulador de comprimento de onda, para frequência de modulação de 1800Hz.

### 3.3 Representação matemática do sinal demodulado

É importante perceber que, tendo em vista a configuração experimental do sistema de interrogação apresentado na Figura 2.1, a portadora ótica modulada em comprimento de onda vinda do modulador de comprimento de onda, atravessa o sensor baseado em LPG e é detectado pelo fotodetector, gerando um sinal elétrico medido eletronicamente. A portadora ótica modulada em comprimento de onda é demodulada ao atravessar a banda de atenuação da LPG, gerando um sinal modulado em amplitude. Matematicamente, este sinal demodulado é obtido substituindo o comprimento de onda instantâneo da portadora ótica mostrado na Equação 3.3 pelo comprimento de onda da banda de atenuação da LPG mostrado na Equação 3.2. Assim, a potência ótica que chega no fotodetector da Figura 2.1, é dada por Equação 3.4

$$P(t) = P_0 \left( 1 - m \cdot e^{-a(\lambda_r - (\lambda_c + A_m \cdot \cos(w_0 t)))^2} \right) \quad (3.4)$$

No fotodetector, a potência ótica representada pela Equação 3.4, é transformada em um sinal elétrico  $V(t) \propto P(t)$  e, portanto,

$$V(t) = V_0 \left( 1 - m \cdot e^{-a(\lambda_r - (\lambda_c + A_m \cdot \cos(w_0 t)))^2} \right) \quad (3.5)$$

na qual  $V_0$  é a amplitude gerada no fotodetector pela potência  $P_0$ , tendo em vista a responsividade do fotodetector e o ganho eletrônico interno.

Em razão da não linearidade da banda de atenuação da LPG, o sinal demodulado na saída da LPG que é detectado pelo fotodetector, apresenta distorções harmônicas que são em função da diferença relativa entre o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) e o comprimento de onda central do modulador ( $\lambda_c$ ). Para simular o sinal elétrico na saída do fotodetector, em função do tempo, considera-se alguns valores experimentais da Equação 3.5, tais como:  $V_0 = 0.31257$ ,  $m = 0.84$ ,  $\lambda_c = 1540nm$ ,  $\lambda_r = 1545nm$ ,  $A_m = 0.44nm$ ,  $w_0 = 2\pi \cdot 400 rad/s$ . Quando os valores citados anteriormente são substituídos na Equação 3.5, então, é realizada a simulação do sinal elétrico de saída no fotodetector. A Figura 3.6 mostra o sinal ótico demodulado (Equação 3.4) pela banda de atenuação da LPG e que será detectado pelo fotodetector.

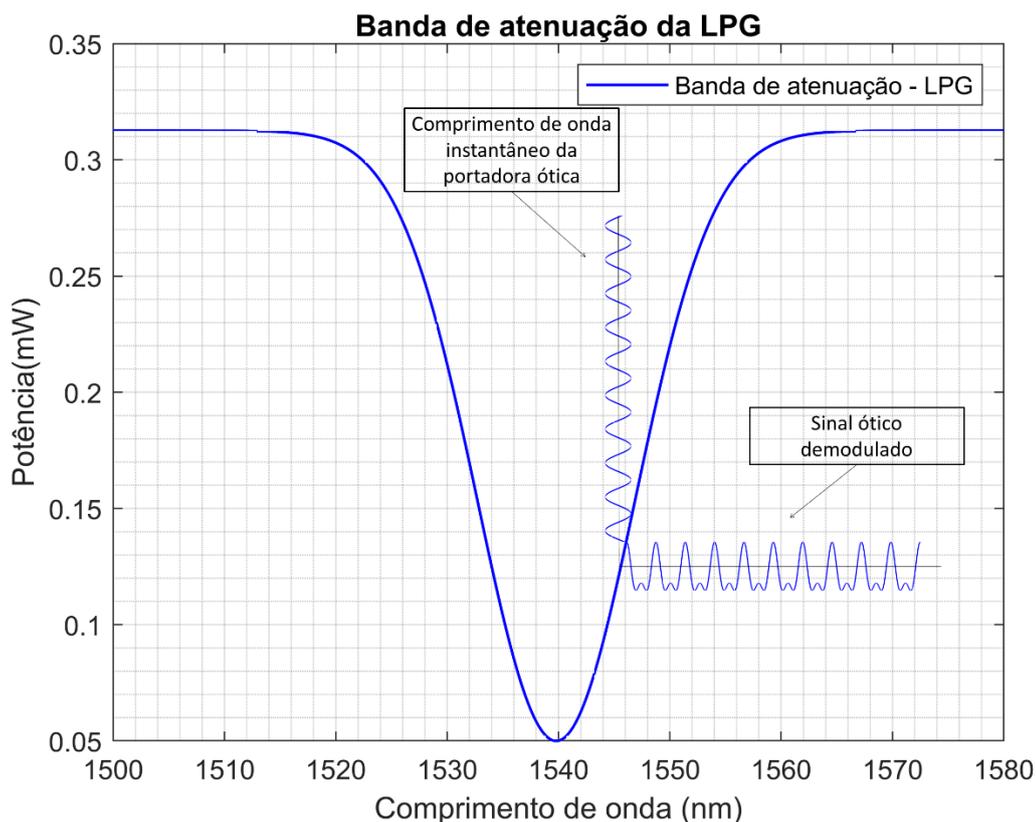


Figura 3.6 – Representação do processo de demodulação do comprimento de onda central do modulador de comprimento de onda.

Na Figura 3.6 é importante notar três itens. O primeiro é a banda de atenuação da LPG, conforme a Equação 3.2. O segundo item é o comprimento de onda instantâneo da portadora ótica, conforme a Equação 3.3. E o terceiro item, é a potência ótica demodulada pela banda de atenuação da LPG, conforme a Equação 3.4. Observar que quando o comprimento de onda de ressonância ( $\lambda_r$ ) se aproxima do comprimento de onda central ( $\lambda_c$ ), a potência ótica demodulada começa a apresentar distorções de forma, no tempo. Estas distorções são causadas pelo formato não linear da banda de atenuação da LPG e que podem ser medidas em função da amplitude dos harmônicos elétricos obtidos após a fotodetecção. A intensidade dessa distorção harmônica é uma função da diferença relativa entre  $\lambda_r$  e  $\lambda_c$ . Encontrar a função que relaciona a distorção harmônica com a diferença relativa entre  $\lambda_r$  e  $\lambda_c$  é o objetivo da técnica de interrogação deste trabalho.

Na Figura 3.7, os valores anteriormente citados são utilizados para simular o sinal elétrico na saída do fotodetector de acordo com a Equação 3.5, comprovando a existência de componentes harmônicas, sendo esta influenciada pela diferença relativa entre o

comprimento de onda de reflexão do modulador ( $\lambda_c$ ) e o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ). A Figura 3.7(a) mostra a amplitude do sinal elétrico (Equação 3.5) no domínio do tempo. A Figura 3.7(b) mostra o espectro da Figura 3.7(a), para uma frequência de modulação de 400Hz. A Figura 3.8 mostra os mesmos resultados da Figura 3.7, porém, para uma frequência de modulação de 1800Hz.

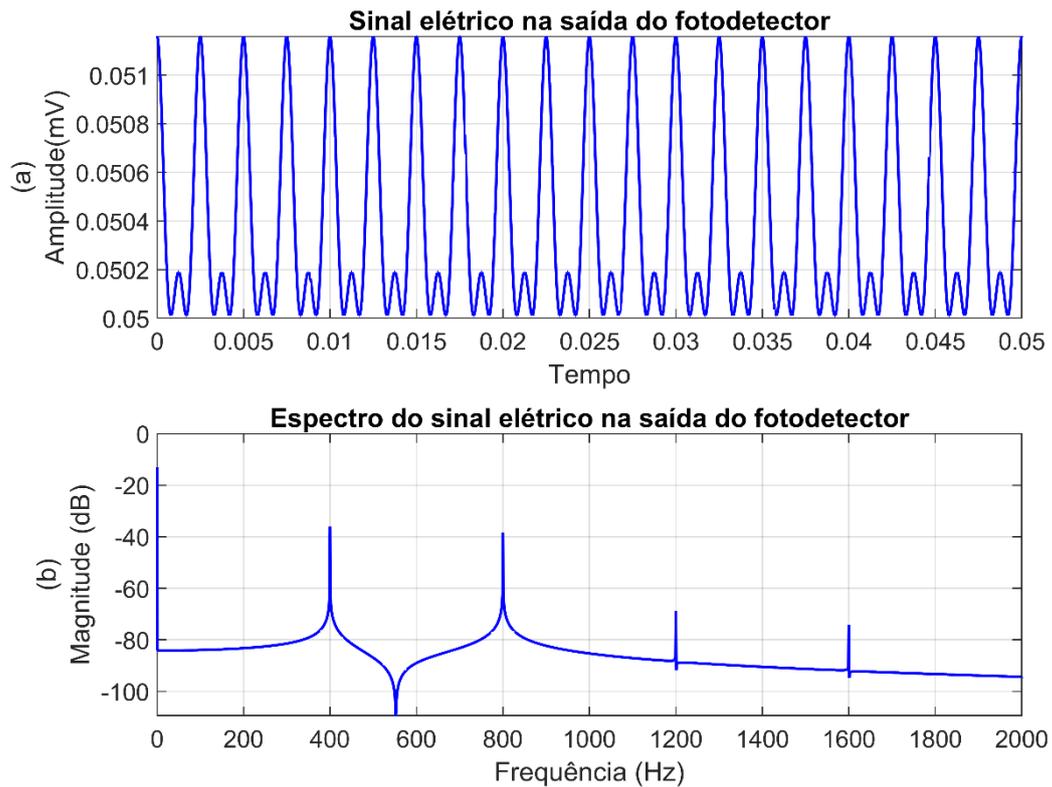


Figura 3.7 - (a) Sinal elétrico demodulado no domínio do tempo e (b) na frequência na saída do fotodetector para 400Hz.

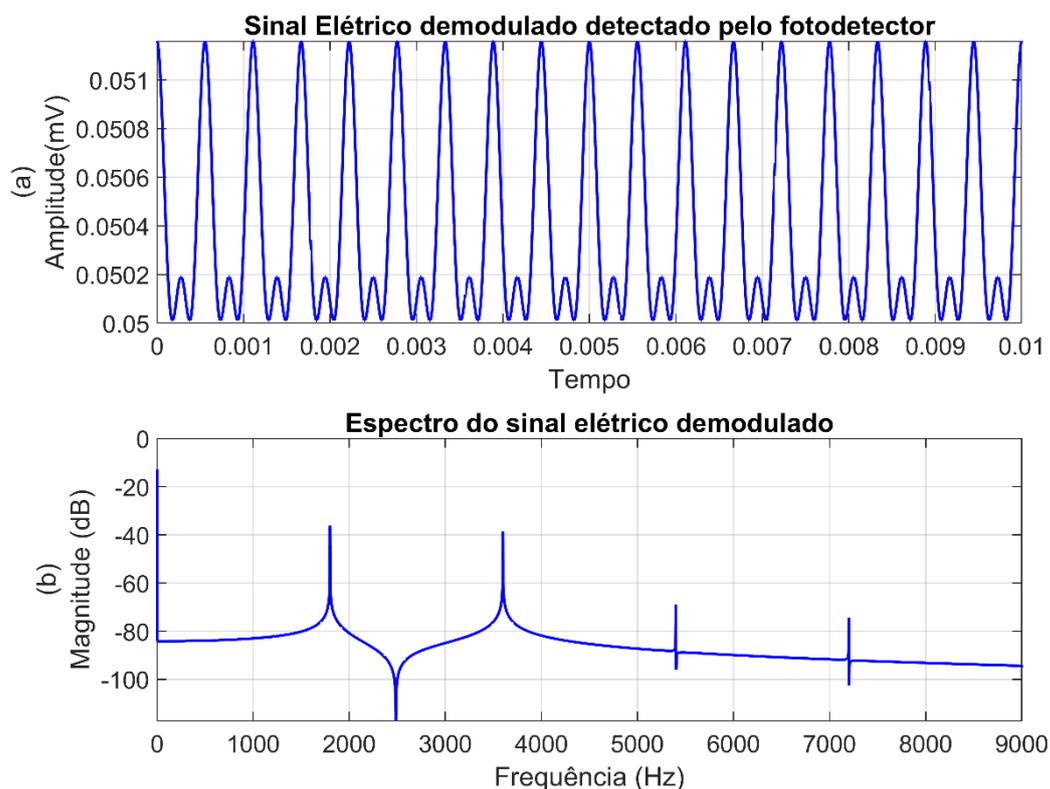


Figura 3.8 - (a) Sinal elétrico demodulado no domínio do tempo e (b) na frequência na saída do fotodetector para 1800Hz.

O sinal óptico modulado pelo modulador de comprimento de onda é transmitido para a LPG ocorrendo a demodulação através de sua banda de atenuação não linear, tornando, desse modo, a modulação em comprimento de onda da FBG em um sinal elétrico modulado em amplitude nos terminais do fotodetector. As componentes harmônicas presentes no sinal, mostradas tanto nas figuras 3.7 e 3.8, norteiam sobre a localização, na faixa de comprimento de onda da LPG, onde está ocorrendo a demodulação do sinal que provém da LPG. Então, obtendo-se as amplitudes das componentes harmônicas e conhecendo as equações dos harmônicos, é possível determinar o comprimento de onda relativo ao comprimento de onda de ressonância da LPG. Para obter as equações das componentes harmônicas, será realizada uma expansão em Série de Taylor de terceira ordem do sinal elétrico  $V(t)$ , mostrada na Equação 3.5, em torno de  $\lambda_c$ .

### 3.4 Aproximação em Série de Taylor

Para determinar as equações das componentes harmônicas, será realizada uma expansão em Série de Taylor, para  $\lambda$  em torno de  $\lambda_c$ , que é o comprimento de onda central do modulador de comprimento de onda. Da Equação 3.2, reproduzida para fins didáticos,

$$P(\lambda) = P_0(1 - me^{-a(\lambda-\lambda_r)^2}) \quad (3.2)$$

somente o termo exponencial gera componentes harmônicas. Este termo será renomeado de acordo com a Equação 3.6 para ser realizada a análise dos harmônicos.

$$f(\lambda) = e^{-a(\lambda(t)-\lambda_r)^2} \quad (3.6)$$

Considera-se que apenas serão relevantes os termos de terceira ordem para realizar a expansão em Série de Taylor em torno de  $\lambda_c$ . A função aproximada será chamada de  $\tilde{f}(\lambda)$ . A função  $f(\lambda)$  realiza a expansão do termo gaussiano de  $P(\lambda)$  em uma Série de Taylor de terceira ordem, como citado anteriormente e representada na Equação 3.7.

$$\begin{aligned} f(\lambda) \cong \tilde{f}(\lambda) = & e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} - 2(ae^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2}(\lambda_c \\ & - \lambda_r))(\lambda - \lambda_c) + \frac{1}{2}e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2}(-2a \\ & + (-2a\lambda_c + 2a\lambda_r)^2)(\lambda - \lambda_c)^2 \\ & - \frac{2}{3}(a^2e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2}(\lambda_c - \lambda_r)(-3 + 2a\lambda_c^2 \\ & - 4a\lambda_c\lambda_r + 2a\lambda_r^2))(\lambda - \lambda_c)^3 \end{aligned} \quad (3.7)$$

Após a expansão em Série de Taylor do termo gaussiano  $f(\lambda)$  mostrada pela Equação 3.7, introduz-se a Equação 3.3, que é o comprimento de onda instantâneo  $\lambda(t)$ , obtendo a Equação 3.8.

$$\begin{aligned}
\tilde{f}(t, \lambda_r, \lambda_c) = & e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} \\
& - 2 \left( a e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} (\lambda_c - \lambda_r) \right) \left( (\lambda_c \right. \\
& + A_m \cos[tw_0]) - \lambda_c \left. \right) + \frac{1}{2} e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} (-2a \\
& + (-2a\lambda_c + 2a\lambda_r)^2 \left( (\lambda_c + A_m \cos[tw_0]) - \lambda_c \right)^2 \\
& - \frac{2}{3} \left( a^2 e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} (\lambda_c - \lambda_r) (-3 + 2a\lambda_c^2 \right. \\
& \left. - 4a\lambda_c\lambda_r + 2a\lambda_r^2) \right) \left( (\lambda_c + A_m \cos[tw_0]) - \lambda_c \right)^3
\end{aligned} \tag{3.8}$$

Considerando a Equação 3.5 para a tensão elétrica detectada no fotodetector e a aproximação em Série de Taylor para  $f(t, \lambda_c, \lambda_r) \cong \tilde{f}(t, \lambda_c, \lambda_r)$ , podemos reescrevê-la conforme a Equação 3.9

$$\begin{aligned}
V(t, \lambda_c, \lambda_r) \cong \tilde{V}(t, \lambda_c, \lambda_r) = & V_0(1 - m \cdot \tilde{f}(t, \lambda_c, \lambda_r)) = \\
& V_0(1 - m \cdot e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} \\
& - 2 \left( a e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} (\lambda_c - \lambda_r) \right) \left( (\lambda_c \right. \\
& + A_m \cos[tw_0]) - \lambda_c \left. \right) + \frac{1}{2} e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} (-2a \\
& + (-2a\lambda_c + 2a\lambda_r)^2 \left( (\lambda_c + A_m \cos[tw_0]) - \lambda_c \right)^2 \\
& - \frac{2}{3} \left( a^2 e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} (\lambda_c - \lambda_r) (-3 + 2a\lambda_c^2 \right. \\
& \left. - 4a\lambda_c\lambda_r + 2a\lambda_r^2) \right) \left( (\lambda_c + A_m \cos[tw_0]) - \lambda_c \right)^3
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Aqui,  $V_0$  é a tensão elétrica gerada pelo fotodetector pela potência  $P_0$ , considerando a responsividade do fotodetector e o ganho eletrônico do circuito do receptor. Nota-se que, conforme mostrado na Figura 3.6, o modulador de comprimento de onda introduz uma modulação harmônica no comprimento de onda da portadora ótica, ou seja,  $\lambda$  é modulado harmonicamente no tempo. Desenvolvendo a Equação 3.9 aparecerão termos em  $\cos[tw_0]$ ,  $\cos^2[tw_0]$  e  $\cos^3[tw_0]$ , que usando as expansões trigonométricas apropriadas, aparecerão termos em  $\cos[tw_0]$ ,  $\cos[2tw_0]$  e  $\cos[3tw_0]$ . Agrupando todos os termos livres dos termos

em cosseno, encontraremos a componente DC da Equação 3.9. Agrupando todos os termos em  $\text{Cos}[tw_0]$ , encontraremos a primeira harmônica da Equação 3.9, aqui chamada de  $H_1$ . Agrupando todos os termos em  $\text{Cos}[2tw_0]$ , encontraremos a segunda harmônica da Equação 3.9, aqui chamada de  $H_2$ . Finalmente, agrupando todos os termos em  $\text{Cos}[3tw_0]$ , encontraremos a terceira harmônica da Equação 3.9, aqui chamada de  $H_3$ . Esse procedimento pode ser sintetizado na Equação 3.10 da seguinte forma,

$$\tilde{V}(t, \lambda_c, \lambda_r) = DC + \sum_{n=1}^N H_n(\lambda_r, \lambda_c) \cdot \text{Cos}[n\omega t] \quad (3.10)$$

sendo  $DC$  a componente DC e  $H_n$  é a  $n$ ésima componente harmônica teórica do sinal elétrico na saída do fotodetector, cuja equações serão apresentadas na seção seguinte.

### 3.5 Componentes harmônicas do sinal elétrico

Como mencionado anteriormente, o sinal elétrico demodulado o qual é detectado pelo fotodetector, sofre distorções harmônicas em razão da não linearidade da banda de atenuação da LPG. As componentes harmônicas mencionadas na Equação 3.10, são apresentadas nas equações 3.12 a 3.15, nas quais foi feita a seguinte substituição representada pela Equação 3.11

$$S = \lambda_r - \lambda_c \quad (3.11)$$

Aqui,  $S$  representa o deslocamento (*shift*) relativo entre  $\lambda_r$  e  $\lambda_c$ .

$$DC = P_0 - \frac{1}{2} e^{-a(S)^2} mP_0 (2 - aA_m^2 + 2aA_m^2(S)^2) \quad (3.12)$$

$$H_1 = \frac{1}{2} aA_m e^{-a(S)^2} mP_0 (4 - 3aA_m^2 + 2a^2A_m^2(S)^2)(S) \quad (3.13)$$

$$H_2 = -\frac{1}{2} aA_m^2 e^{-a(S)^2} mP_0 (-1 + 2a(S)^2) \quad (3.14)$$

$$H_3 = -\frac{1}{6}a^2 A_m^3 e^{-a(S)^2} m P_0 (3 + 2a(S)^2)(S) \quad (3.15)$$

Neste momento é importante comparar a Equação 3.5, que é a equação da tensão elétrica detectada sem nenhuma aproximação matemática, com a Equação 3.10, para  $N = 3$ , que é a equação da tensão elétrica detectada com a aproximação da Série de Taylor, ou seja, verificar se  $V(t) \cong \tilde{V}(t)$ . A Equação 3.16 mostra a Equação 3.10 reescrita para  $N = 3$ .

$$\begin{aligned} \tilde{V}(t, \lambda_r, \lambda_c) = & DC + H_1 \cos(w_0 t) + H_2 \cos(2w_0 t) \\ & + H_3 \cos(3w_0 t) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Na Equação 3.16, por fins didáticos, foram suprimidas as dependências das componentes harmônicas com os termos  $\lambda_r$  e  $\lambda_c$ , ou seja,  $H_n(\lambda_r, \lambda_c) = H_n$ . A Figura 3.9 mostra a aproximação entre  $V(t)$ , que é o sinal elétrico detectado sem aproximação em série de Taylor conforme Equação 3.5, com  $\tilde{V}(t)$ , que é o sinal elétrico detectado com aproximação em Série de Taylor conforme Equação 3.10. Para esta comparação usaremos os seguintes parâmetros:  $A_m = 0.44nm$ ,  $f = 400Hz$ ,  $\lambda_c = 1540nm$ ,  $\lambda_r = 1539.8nm$ ,  $m = 0.84$ ,  $a = 0.01nm^{-2}$  e  $P_0 = 0.31257$ .

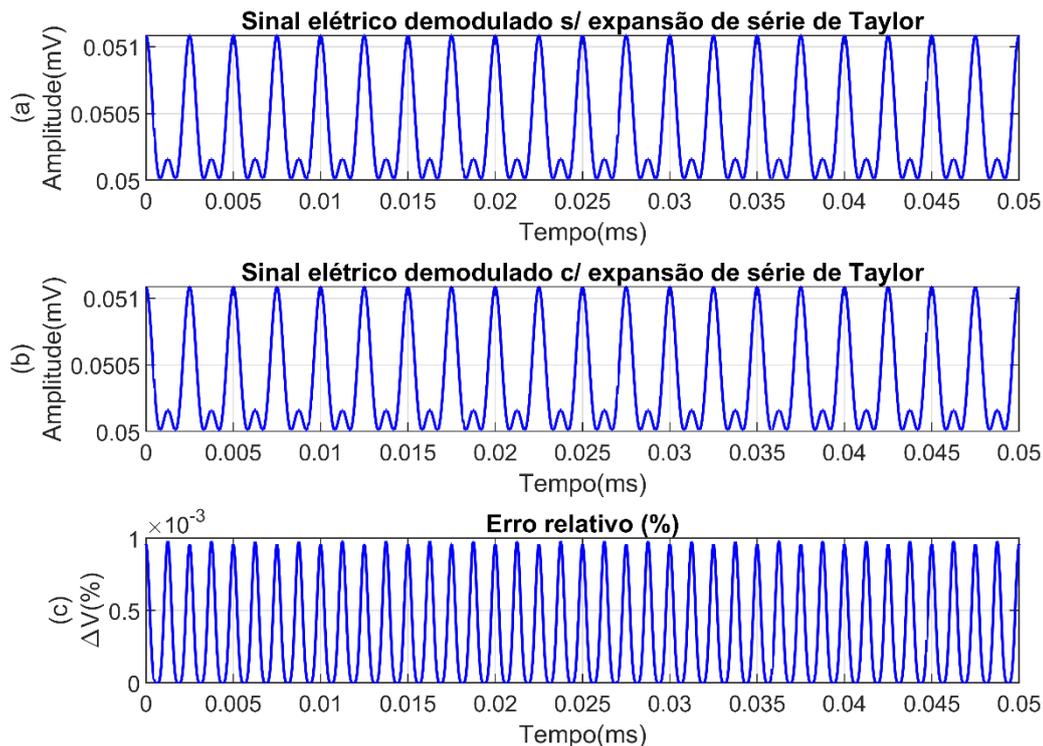


Figura 3.9 – (a) Sinal elétrico detectado  $V(t)$  sem aproximação conforme Equação 3.5. (b) Sinal elétrico detectado  $\tilde{V}(t)$  com aproximação de Série de Taylor conforme Equação 3.10. (c) Erro relativo entre  $V(t)$  e  $\tilde{V}(t)$ .

Perceber que as Figuras 3.9(a) e Figura 3.9(b) se aproximam com erro relativo de  $0,978 \times 10^{-3}$  mostrado na Figura 3.9(c). É importante mencionar que o erro relativo tende a aumentar em razão do aumento do parâmetro  $A_m$ , amplitude de modulação, uma vez que o  $A_m$  é o desvio em volta de  $\lambda_c$  da Expansão em Série de Taylor. Para valores muito maiores que usados nesta comparação, uma Expansão em Série de Taylor com termos de maior ordem seria necessário.

Em razão dos atributos eletromecânicos do modulador de comprimento de onda, verifica-se a existência de distorções harmônicas adicionais no comprimento de onda instantâneo gerado por este dispositivo. Por observação, optou-se por incluir somente o termo de distorção de segunda ordem. Esta distorção influencia significativamente o comportamento das componentes harmônicas presentes no sinal elétrico detectado. Sendo assim, o comprimento de onda instantâneo gerado no modulador de comprimento de onda, considerando a distorção harmônica deste componente de segunda ordem, pode ser escrita conforme a Equação 3.17:

$$\lambda_d(t) = \lambda_c + A_m \cdot \cos(w_0 t) + A_d \cdot \cos(2w_0 t) \quad (3.17)$$

na qual  $A_d$  representa a amplitude da distorção harmônica no modulador de comprimento de onda.

Agora, no fotodetector, o sinal elétrico detectado pode ser escrito como:

$$V_d(t) = V_0(1 - m \cdot e^{-a(\lambda_r - (\lambda_c + A_m \cdot \cos(w_0 t) + A_d \cdot \cos(2w_0 t)))^2}) \quad (3.18)$$

na qual  $V_0$  é a amplitude gerada no fotodetector pela potência ótica incidente, tendo em vista a responsividade do fotodetector e o ganho eletrônico interno.

A existência da distorção harmônica, mostrada na Equação 3.17 no comprimento de onda instantâneo gerado pelo modulador, tem influência imediata na composição matemática das harmônicas mostradas anteriormente nas equações 3.12 a 3.15 e, portanto, precisam ser recalculadas. Tendo em vista o procedimento adotado a partir da Equação 3.7, substituiremos  $\lambda$  pela Equação 3.17, obtendo

$$\begin{aligned} \tilde{f}(t, \lambda_r \lambda_c) = & e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} - 2(ae^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2}(\lambda_c \\ & - \lambda_r))(\lambda_d(t) - \lambda_c) + \frac{1}{2}e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2}(-2a \\ & + (-2a\lambda_c + 2a\lambda_r)^2)(\lambda_d(t) - \lambda_c)^2 \\ & - \frac{2}{3}(a^2e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2}(\lambda_c - \lambda_r)(-3 + 2a\lambda_c^2 \\ & - 4a\lambda_c\lambda_r + 2a\lambda_r^2))(\lambda_d(t) - \lambda_c)^3 \end{aligned} \quad (3.19)$$

Considerando a Equação 3.19 para a Expansão em Série de Taylor do termo gaussiano, a tensão elétrica detectada no fotodetector pode ser escrita conforme Equação 3.20

$$\begin{aligned}
\tilde{V}_d(t, \lambda_c, \lambda_r) &= V_0(1 - m \cdot \tilde{f}(t, \lambda_c, \lambda_r)) = \\
&V_0(1 - m \cdot e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} \\
&- 2 \left( a e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} (\lambda_c - \lambda_r) \right) (\lambda_c + A_m \\
&\cdot \cos(w_0 t) + A_d \cdot \cos(2w_0 t) - \lambda_c) \\
&+ \frac{1}{2} e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} (-2a \\
&+ (-2a\lambda_c + 2a\lambda_r)^2 (\lambda_c + A_m \cdot \cos(w_0 t) + A_d \\
&\cdot \cos(2w_0 t) - \lambda_c)^2 \\
&- \frac{2}{3} \left( a^2 e^{-a\lambda_c^2 + 2a\lambda_c\lambda_r - a\lambda_r^2} (\lambda_c - \lambda_r) (-3 + 2a\lambda_c^2 \right. \\
&- 4a\lambda_c\lambda_r + 2a\lambda_r^2) \left. \right) (\lambda_c + A_m \cdot \cos(w_0 t) + A_d \\
&\cdot \cos(2w_0 t) - \lambda_c)^3
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Desenvolvendo a Equação 3.20 aparecerão termos em  $\text{Cos}[tw_0]$ ,  $\text{Cos}^2[tw_0]$ ,  $\text{Cos}^3[tw_0]$  e  $\text{Cos}[2tw_0]$ ,  $\text{Cos}^2[2tw_0]$ ,  $\text{Cos}^3[2tw_0]$ , que usando as expansões trigonométricas apropriadas, aparecerão termos em  $\text{Cos}[tw_0]$ ,  $\text{Cos}[2tw_0]$ ,  $\text{Cos}[3tw_0]$ ,  $\text{Cos}[4tw_0]$ ,  $\text{Cos}[5tw_0]$  e  $\text{Cos}[6tw_0]$ . Agrupando todos os termos livres dos termos em cosseno, encontraremos a componente  $DC^d$  da Equação 3.20. Agrupando todos os termos em  $\text{Cos}[tw_0]$ , encontraremos a primeira harmônica da Equação 3.20, aqui chamada de  $H_1^d$ . Agrupando todos os termos em  $\text{Cos}[2tw_0]$ , encontraremos a segunda harmônica da Equação 3.20, aqui chamada de  $H_2^d$ . O mesmo procedimento pode ser feito para as outras componentes harmônicas, gerando  $H_3^d$ ,  $H_4^d$ ,  $H_5^d$  e  $H_6^d$ . Esse procedimento pode ser sintetizado na Equação 3.21 da seguinte forma,

$$\tilde{V}_d(t, \lambda_c, \lambda_r) = DC^d + \sum_{n=1}^N H_n^d(\lambda_r, \lambda_c) \cdot \text{Cos}[nw_0 t] \tag{3.21}$$

sendo  $DC^d$  a componente DC e  $H_n^d$  é a  $n$ ésima componente harmônica teórica do sinal elétrico na saída do fotodetector, considerando a distorção harmônica no modulador de comprimento de onda, cuja equações são

$$DC^d = P_0 + \frac{1}{2}e^{-aS^2}mP_0(-2 + a(A_d^{2A_m^2}) - 2a^{3A_dA_m^2}S^3 + a^2S(3A_dA_m^2 - 2A_d^2S - 2A_m^2S)) \quad (3.22)$$

$$H_1^d = \frac{1}{2}aA_m^2e^{-aS^2}mP_0(A_d(2 - 4aS^2) - 2aA_d^2S(-3 + 2aS^2) - S(4 - 3aA_m^2 + 2a^{2A_m^2}S^2)) \quad (3.23)$$

$$H_2^d = \frac{1}{2}ae^{-aS^2}mP_0(A_dS(4 - 3aA_d^2 + 2a^{2A_d^2}S^2) + A_m^2(1 + 2a(3A_d - S)S - 4a^{2A_d}S^3)) \quad (3.24)$$

$$H_3^d = \frac{1}{6}aA_me^{-aS^2}mP_0(-3aA_dS(-3 + 2aS^2) - aA_m^2S(-3 + 2aS^2) - 6A_d(-1 + 2aS^2)) \quad (3.25)$$

$$H_4^d = \frac{1}{2}aA_de^{-aS^2}mP_0(A_d(1 - 2aS^2) - aA_m^2S(-3 + 2aS^2)) \quad (3.26)$$

$$H_5^d = -\frac{1}{2}a^2A_d^2A_me^{-aS^2}mP_0S(-3 + 2aS^2) \quad (3.27)$$

$$H_6^d = -\frac{1}{6}a^2A_d^3e^{-aS^2}mP_0S(-3 + 2aS^2) \quad (3.28)$$

Neste momento é importante comparar a Equação 3.18, que é a equação da tensão elétrica detectada sem nenhuma aproximação matemática considerando a distorção no modulador, com a Equação 3.21, para  $N = 6$ , que é a equação da tensão elétrica detectada com a aproximação da Série de Taylor considerando a distorção no modulador, ou seja, verificar se  $V_d(t) \cong \tilde{V}_d(t)$ . A Equação 3.29 mostra a Equação 3.21 reescrita para  $N = 6$ .

$$\begin{aligned} \tilde{V}_d(t, \lambda_r, \lambda_c) = & DC^d + H_1^d \cos(w_0t) + H_2^d \cos(2w_0t) \\ & + H_3^d \cos(3w_0t) + H_4^d \cos(4w_0t) \\ & + H_5^d \cos(5w_0t) + H_6^d \cos(6w_0t) \end{aligned} \quad (3.29)$$

A Figura 3.10 mostra a aproximação entre  $V_d(t)$ , que é o sinal elétrico detectado sem aproximação em série de Taylor conforme Equação 3.18, com  $\tilde{V}_d(t)$ , que é o sinal elétrico detectado com aproximação em série de Taylor conforme Equação 3.29. Para esta comparação usaremos os seguintes parâmetros:  $A_m = 0.44nm$ ,  $f = 400Hz$ ,  $\lambda_c = 1540nm$ ,  $\lambda_r = 1539,8nm$ ,  $m = 0.84$ ,  $a = 0,01nm^{-1}$  e  $V_0 = 0,31257$ .

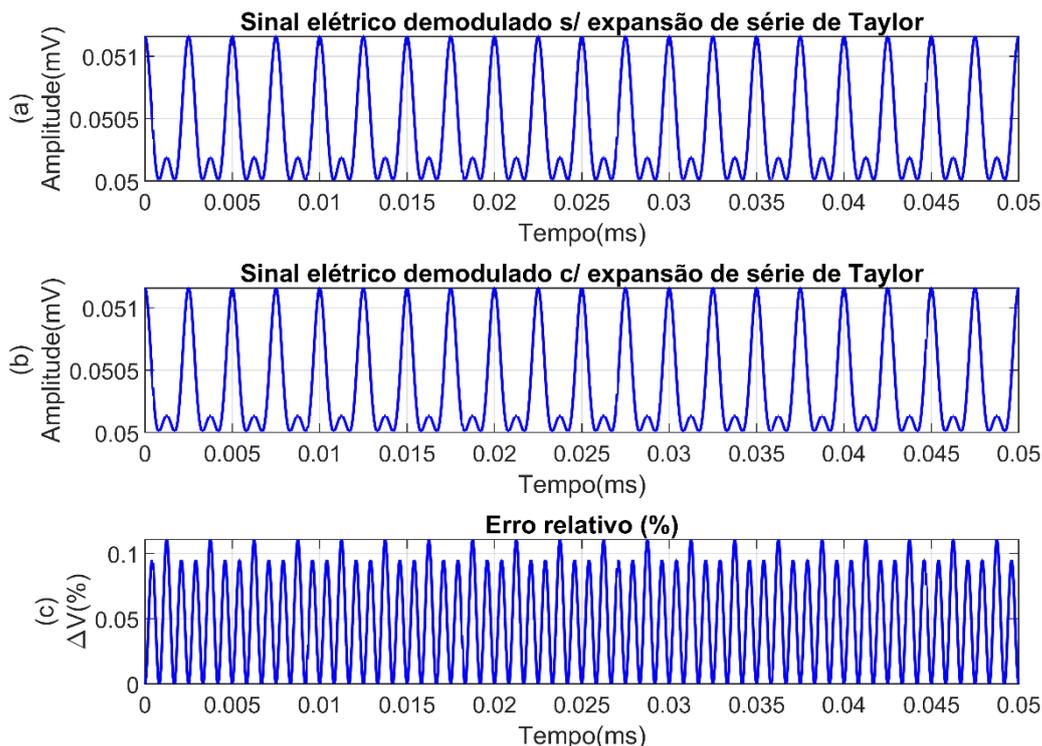


Figura 3.10 - (a) Sinal elétrico detectado sem aproximação conforme Equação 3.18. (b) Sinal elétrico detectado com aproximação conforme Equação 3.29. (c) Erro relativo entre  $V_d(t)$  e  $\tilde{V}_d(t)$ .

Comparando as Figura 3.10(a) e Figura 3.10(b), nota-se que os sinais elétricos detectados pelo fotodetector são muito próximos, com erro relativo de 0,1%, considerando uma distorção de 5%, conforme mostrado na Figura 3.10(c). É importante mencionar que na medida em que se aumenta a distorção harmônica do modulador ( $A_d$ ), aumenta-se o erro relativo da expansão em Série de Taylor.

A expansão em Série de Taylor de terceira ordem para o caso de ser considerada a distorção harmônica do modulador, resulta em seis componentes harmônicas, ou seja, é possível utilizar de uma até seis componentes harmônicas para representar o sinal elétrico de forma aproximada, como foi feita na Figura 3.10. Contudo, observar-se quantitativamente

que as componentes  $H_4^d$ ,  $H_5^d$ ,  $H_6^d$  são muito menores do que as componentes DC,  $H_1^d$ ,  $H_2^d$  e  $H_3^d$ , uma vez que aquelas dependem de produtos tais como:  $a \cdot A_d$ ,  $a^2 \cdot A_d^2$  e  $a^2 \cdot A_d^3$ , que são termos muito menores do que aparecem nas componentes de baixa ordem, portanto, essas componentes de alta ordem podem ser desprezadas na expansão em Série de Taylor. Para comprovar isso, foi feita a comparação entre  $V_d(t)$ , que é o sinal elétrico detectado sem aproximação em Série de Taylor, conforme Equação 3.18 com Equação 3.30, que é o sinal elétrico detectado com aproximação em Série de Taylor considerando a distorção harmônica do modulador, porém, desconsiderando componentes harmônicas de baixa amplitude  $H_4^d$ ,  $H_5^d$  e  $H_6^d$

$$\begin{aligned} \tilde{V}_d(t, \lambda_r, \lambda_c) = & DC^d + H_1^d \cos(w_0 t) + H_2^d \cos(2w_0 t) \\ & + H_3^d \cos(3w_0 t) \end{aligned} \quad (3.30)$$

A Figura 3.11 mostra o erro relativo entre  $V_d(t)$  e  $\tilde{V}_d(t)$ , conforme a Equação 3.30 considerando os mesmos parâmetros utilizados na comparação feita da Figura 3.10, sendo a  $A_m = 0.44nm$ ,  $f = 400Hz$ ,  $\lambda_c = 1540nm$ ,  $\lambda_r = 1539,8nm$ ,  $m = 0.84$ ,  $a = 0,01nm^{-1}$ ,  $V_0 = 0,31257$  e  $A_d = 0.022nm$ .

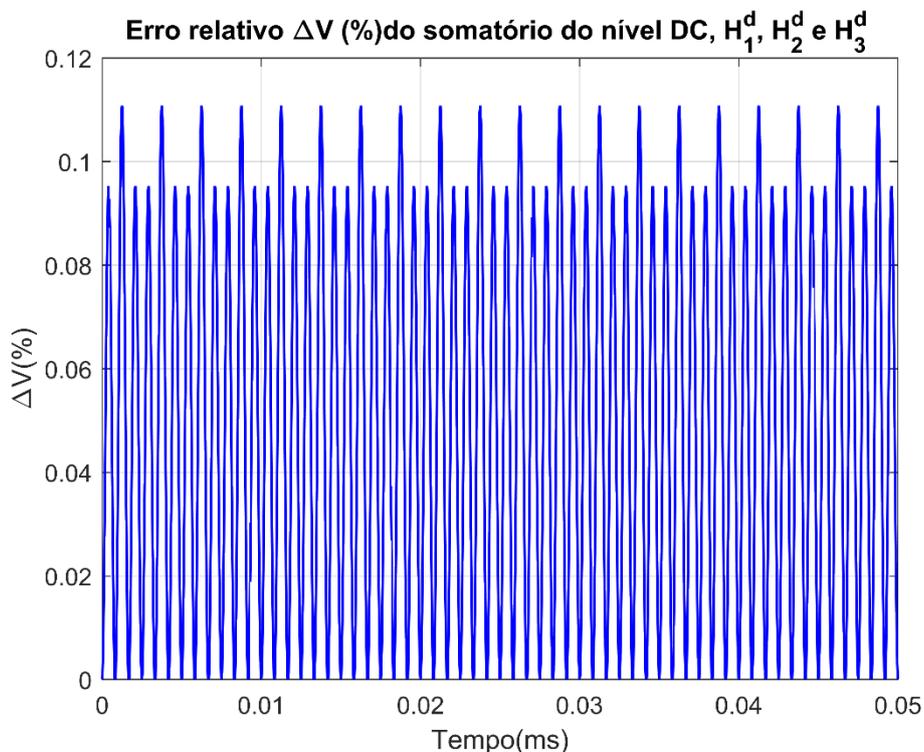


Figura 3.11 - Erro relativo do nível DC e de  $H_1^d$ ,  $H_2^d$  e  $H_3^d$ .

Como se percebe, a supressão dos harmônicos de alta ordem não alterou, significativamente, o erro relativo da aproximação. Portanto, serão considerados apenas os três primeiros harmônicos daqui em diante. Adicionalmente, do ponto de vista prático, a medida das componentes espectrais aqui suprimidas, fica comprometida uma vez que o valor destas componentes é muito pequeno e o experimento necessitaria ser feito em uma condição de excelente relação sinal-ruído.

### 3.5.1 Relação entre as componentes harmônicas

As equações 3.22 a 3.25 indicam que as amplitudes das componentes harmônicas presentes no sinal elétrico demodulado por aproximação por Série de Taylor ( $\tilde{V}(t)$ ), dependem dos parâmetros anteriormente citados, tal como: a potência da fonte ótica ( $P_0$ ), a amplitude normalizada da banda de atenuação da LPG ( $m$ ), a amplitude de modulação ( $A_m$ ), a largura do espectro de absorção de 3 dB ( $\Delta\lambda_{LPG}$ ), a diferença relativa ( $S$ ) e amplitude de distorção ( $A_d$ ). Também se percebe que as equações 3.22 a 3.25 que compõe as amplitudes das componentes harmônicas, possuem em comum o termo  $ae^{-aS^2}mP_0$ . Assim, qualquer relação entre as componentes  $H_1^d$ ,  $H_2^d$  e  $H_3^d$  passará a ser independente da potência da fonte, e que é muito interessante do ponto de vista do desenvolvimento de um instrumento para interrogação do sensor ótico. Tendo isso em vista, é realizada a relação entre as amplitudes das componentes harmônicas  $H_1^d$  e  $H_2^d$ , por possuírem valores facilmente mensuráveis diante de condição de relação sinal-ruído desfavorável. A relação entre  $H_1^d$  e  $H_2^d$ , que é independente de  $P_0$ , torna a técnica de interrogação autorreferenciável. Em outros termos, a técnica independe das flutuações de intensidade da potência da fonte ótica, que em outras condições, poderiam ocasionar medições imprecisas. A Equação 3.31 mostra a relação teórica  $H_{th}^d$  entre o primeiro e segundo harmônicos, mostrados na Equação 3.23 e Equação 3.24.

$$H_{th}^d = \frac{H_1^d}{H_2^d} = \frac{\frac{1}{2}aA_m^2e^{-aS^2}mP_0(A_d(2 - 4aS^2) - 2aA_d^2S(-3 + 2aS^2) - S(4 - 3aA_m^2 + 2a^{2A_m^2}S^2))}{\frac{1}{2}ae^{-aS^2}mP_0(A_dS(4 - 3aA_d^2 + 2a^{2A_d^2}S^2) + A_m^2(1 + 2a(3A_d - S)S - 4a^{2A_d}S^3))} \quad (3.32)$$

Simplificando a Equação 3.32, tem-se que

$$H_{th}^d = \frac{A_m(A_d(2 - 4aS^2) + 2aA_d^2S(-3 + 2aS^2) + S(4 - 3aA_m^2 + 2a^2A_m^2S^2))}{A_dS(4 - 3aA_d^2 + 2a^2A_d^2S^2) + A_m^2(1 + 4a^2A_dS^3 - 2aS(3A_d + S))} \quad (3.33)$$

A Equação 3.33 mostra que a relação teórica entre as componentes harmônicas ( $H_{th}^d$ ) depende claramente da amplitude de modulação ( $A_m$ ), da distorção ( $A_d$ ), da largura da banda de atenuação da LPG ( $\Delta\lambda_{LPG}$ ) e da diferença relativa  $S = \lambda_r - \lambda_c$ . Nota-se que a Equação 3.33, depende de todos os parâmetros experimentais da Figura 2.1. Além disso, uma vez que na Equação 3.33 os parâmetros  $\lambda_c$ ,  $a$ ,  $A_d$  e  $A_m$  são fixos e conhecidos, resta-nos  $\lambda_r$  como o único parâmetro a ser calculado. Assim, ao efetuar a medida experimental da relação entre o primeiro e o segundo harmônico do sinal elétrico,  $H_{ex}$ , e comparado com  $H_{th}^d$ , pode-se encontrar o valor de  $\lambda_r$ . Essa é a ideia central da técnica de interrogação aqui apresentada.

Como exposto acima, a técnica de interrogação de sensores baseada em LPG aqui apresentada, fundamenta-se na comparação dos valores das relações de amplitudes das componentes harmônicas, obtidas experimentalmente ( $H_{ex}$ ) com aquelas obtidas por expansão em Série de Taylor ( $H_{th}^d$ ).

## 3.6 Análise e influência sobre as componentes harmônicas

### 3.6.1 Análise das componentes harmônicas

Com o intuito de analisar o comportamento das componentes harmônicas, foram realizadas plotagens gráficas de cada uma das componentes harmônicas em função da diferença relativa  $S = \lambda_r - \lambda_c$ . A partir do valor de  $S$ , pode-se determinar em qual lado da banda de atenuação da LPG irá ocorrer a demodulação. Inicialmente, é realizada análise para  $S > 0nm$ , significando que a interrogação está ocorrendo no lado esquerdo da banda de atenuação, ou seja,  $\lambda_r > \lambda_c$ . Em seguida, para  $S < 0nm$ , a interrogação está sendo realizada no lado direito da banda de atenuação da banda de atenuação, ou seja,  $\lambda_r < \lambda_c$ . Por último, para  $S = 0nm$ , significando que a interrogação está ocorrendo no centro da banda de atenuação, ou seja,  $\lambda_r = \lambda_c$ . O estudo a seguir irá considerar, inicialmente, uma distorção

$A_d = 0nm$ , considerando o modulador de comprimento de onda perfeitamente linear. A Figura 3.12 mostra os gráficos das componentes DC, primeiro harmônico, segundo harmônico e terceiro harmônico em função da diferença relativa  $S$  em escala linear.

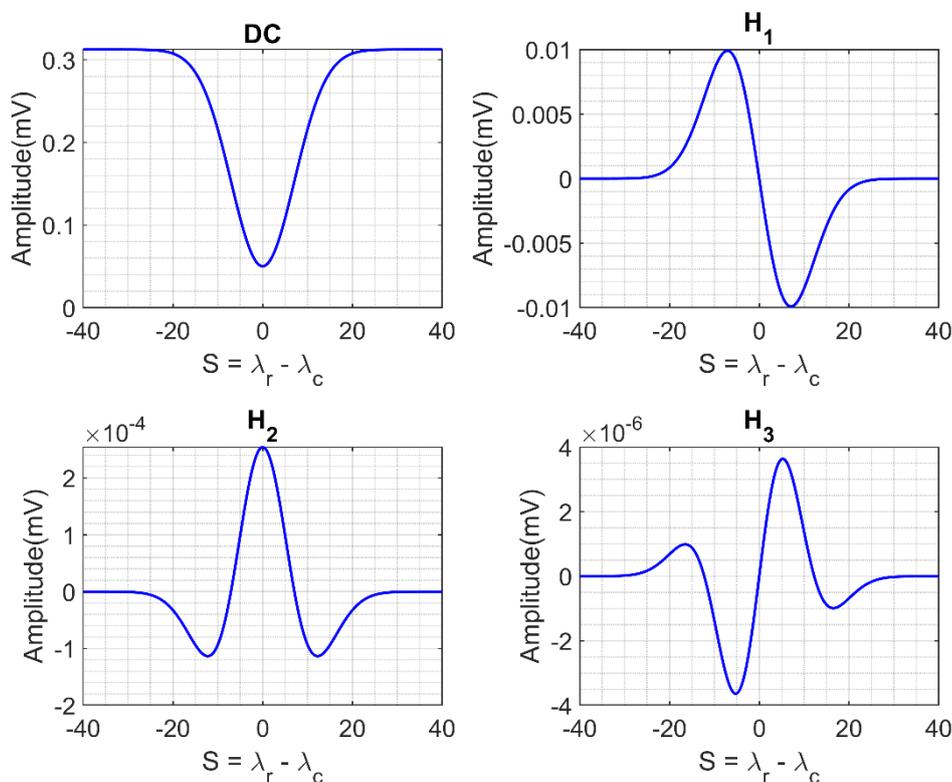


Figura 3.12 - Gráfico da amplitude das componentes elétricas do sinal demodulado, DC,  $H_1$ ,  $H_2$  e  $H_3$  considerando o modulador de comprimento de onda perfeitamente linear.

Os valores dos parâmetros adotados para realizar as simulações da Figura 3.12 foram  $a = 0.01nm^{-2}$ ,  $V_0 = 0.31257$ ,  $m = 0.84$ ,  $A_d = 0 nm$ ,  $A_m = 0,44 nm$  e  $\lambda_c = 1540 nm$ . Na Figura 3.13, são mostradas as mesmas componentes harmônicas da Figura 3.12, porém, em escala logarítmica. Para o cálculo da amplitude em escala logarítmica da Figura 3.13, foram usados os valores da Figura 3.12 fazendo  $10 \cdot \log_{10}(\text{tensão elétrica em mV})$ . A partir das equações das componentes harmônicas anteriormente apresentadas, nota-se que a relação de qualquer harmônica superior com o nível DC não leva a simplificações favoráveis, ou seja, simplificação de termos comuns e, portanto, não é considerada para este modelo.

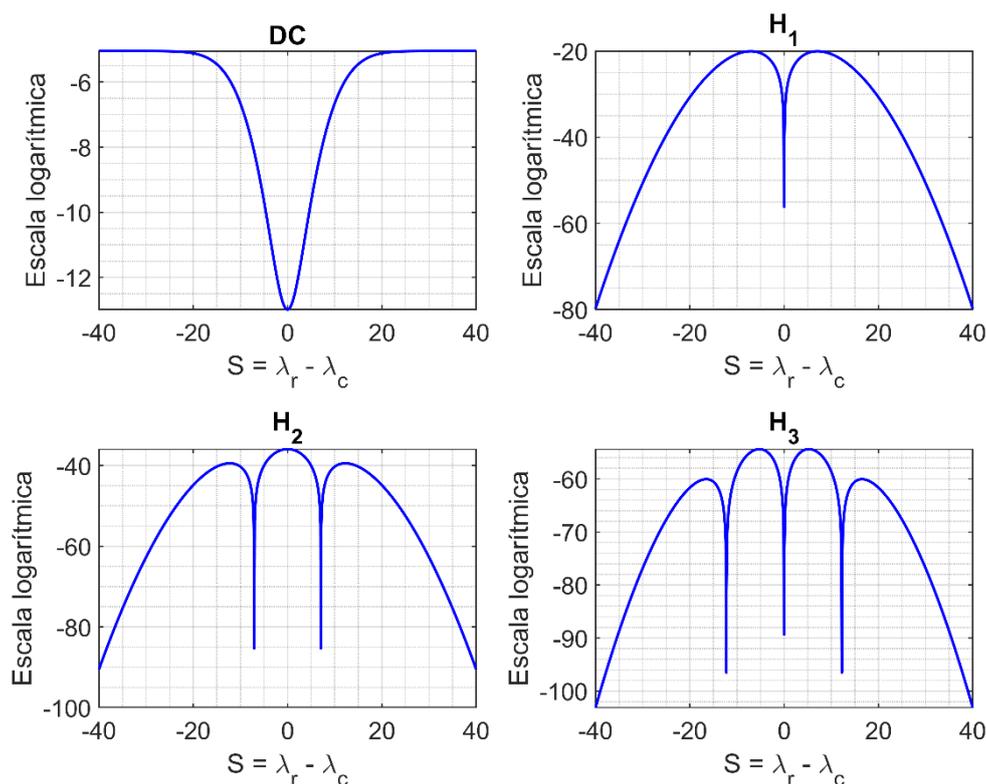


Figura 3.13 - Gráfico comportamental das componentes  $DC$ ,  $H_1$ ,  $H_2$  e  $H_3$  em escala logarítmica.

Tendo em vista a Figura 3.13, nota-se, inicialmente, que o primeiro harmônico ( $H_1$ ) tende a zero, onde a diferença relativa é  $S = 0\text{nm}$  havendo a inversão de fase no ponto em questão. Para a análise do segundo harmônico ( $H_2$ ), que existe em razão da não linearidade da banda de atenuação da LPG, observa-se que o segundo harmônico é máximo, para  $S = 0\text{nm}$ , representando que a demodulação está ocorrendo no centro da banda de atenuação da LPG. Utilizando os valores numéricos que estão sendo adotados, tem-se que as máximas amplitudes do primeiro e terceiro harmônico, são alcançadas em  $S = \pm 5\text{nm}$  e  $S = \pm 7\text{nm}$ , respectivamente. Esses valores podem ser alterados consoante à curva da banda de atenuação da LPG, ou seja, dependerão do formato da curva que representa a banda de atenuação da LPG.

### 3.6.2 Influência da Variação de $A_m$

A amplitude de modulação do modulador de comprimento de onda ( $A_m$ ), poderá sofrer variações em razão da excitação elétrica no modulador de comprimento de onda e, desse modo, provocando alterações no comportamento das componentes harmônicas. Para isso, foram esboçados gráficos que se referem ao comportamento de cada uma das componentes harmônicas, incluindo o nível DC. Na simulação foram utilizados os seguintes valores de  $A_m$ :  $0.2\text{nm}$ ,  $0.3\text{nm}$ ,  $0.4\text{nm}$ ,  $0.5\text{nm}$  e  $0.6\text{nm}$ . A Figura 3.14 mostra a influência da amplitude de modulação em relação às componentes harmônicas.

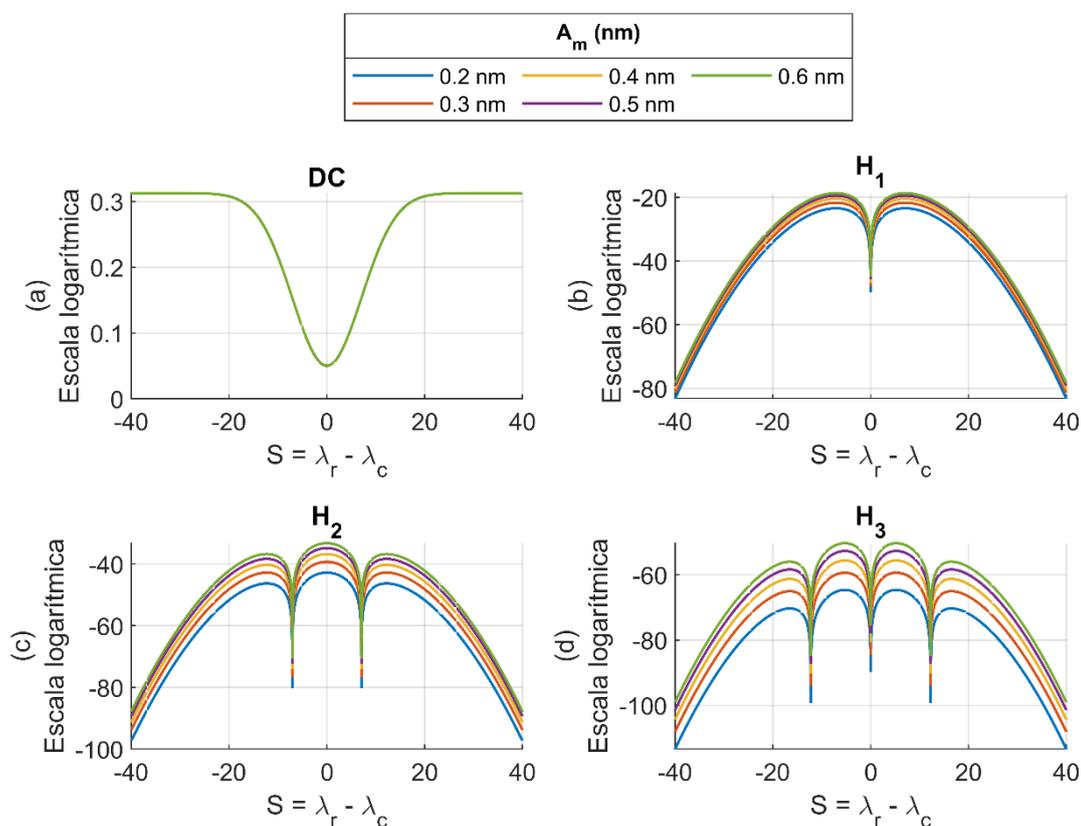


Figura 3.14 - Influência de  $A_m$  na amplitude, em escala logarítmica, das componentes harmônicas.

A partir da Figura 3.14, é mostrado o comportamento das componentes harmônicas sob a influência de  $A_m$ . Inicialmente, será analisada a influência da variação de amplitude de modulação na componente DC, representada pela Figura 3.14(a). A partir deste ponto, constata-se que a componente DC não sofre influência da variação de  $A_m$ , observando, somente, uma curva com todas as outras sobrepostas assemelhando-se à banda de atenuação

da LPG. Para  $H_1$ , representado na Figura 3.14(b), há um aumento na amplitude conforme o valor de  $A_m$  aumenta, não havendo alterações no valor de  $S = 0\text{nm}$ , onde  $H_1$  é máximo. Identicamente, analisando o  $H_2$ , mostrado na Figura 3.14(c), nota-se que o seu comportamento se assemelha ao de  $H_1$ , ou seja, ocorre o aumento da amplitude conforme aumenta o valor de  $A_m$ , sem deslocar os valores de amplitude da variável  $S$ . Por último, para o  $H_3$ , mostrado na Figura 3.14(d), mais uma vez, verifica-se que a variação de  $A_m$  não interfere no valor de  $S$ , onde  $H_3$  é máximo.

Como percebe-se das equações 3.13 a 3.15, as componentes harmônicas  $H_1$ ,  $H_2$  e  $H_3$ , possuem em comum termos que podem ser cancelados quando se calcula a relação entre estas componentes. Isso já foi comentado na Seção 3.5.1. Passaremos a analisar a relação entre as componentes harmônicas  $H_1$  e  $H_2$  mostradas nas equações 3.13 e 3.14, que são as equações das componentes harmônicas na ausência da distorção no modulador, ou seja,  $A_d = 0\text{nm}$ . Esta análise está sendo feita aqui para desenvolver no leitor o sentimento do núcleo da ideia da técnica de interrogação aqui apresentado.

A Figura 3.15 mostra a relação logarítmica, calculada como  $10 \cdot \log_{10}(H_1/H_2)$  entre as componentes harmônicas de  $H_1$  e  $H_2$ , para diversos valores de  $A_m$ . Essa relação também pode ser obtida por meio dos valores mostrados na Figura 3.14.

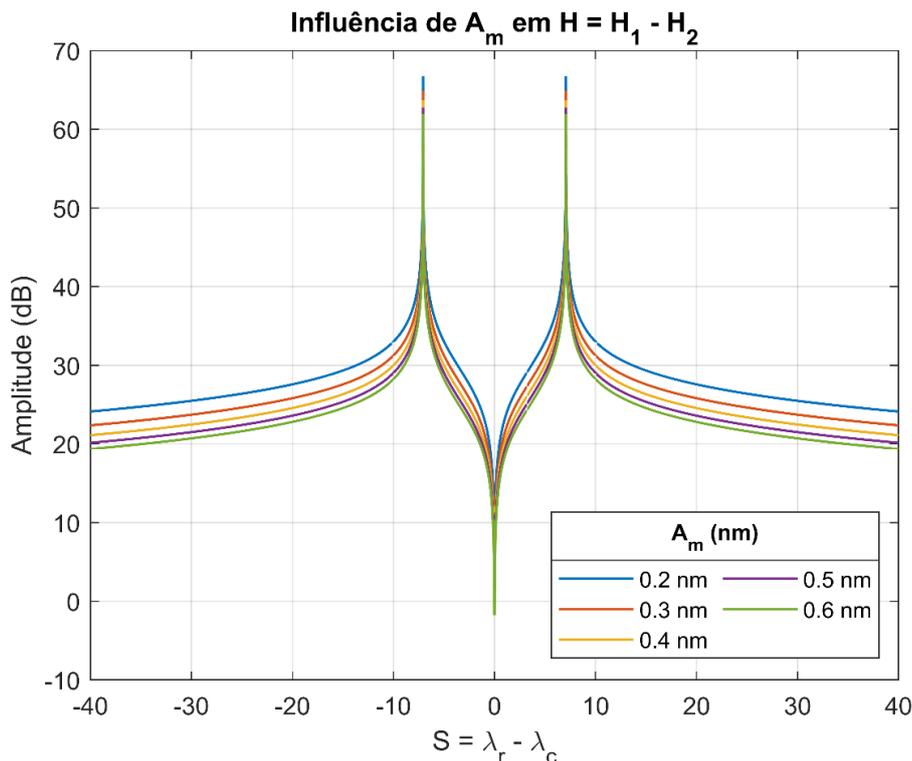


Figura 3.15 - Relação logarítmica para  $H_1/H_2$  para diversos valores de  $A_m$ .

A Figura 3.15 mostra o gráfico da relação entre  $H_1$  e  $H_2$ . Nota-se que a variação do valor de  $A_m$  apenas aumenta ou diminui a relação de  $H_1 - H_2$ , sendo, este proporcional a  $A_m$ .

### 3.6.3 Influência da largura espectral nas componentes harmônicas

A largura espectral da banda de atenuação da LPG ( $\Delta\lambda_{LPG}$ ) é um dos parâmetros que influencia na alteração dos valores de amplitude das componentes harmônicas. Lembremos que este parâmetro está explicitamente inserido no parâmetro  $a = 4 \cdot \ln(2) / \Delta\lambda_{LPG}^2$ . Este parâmetro pode variar devido ao processo de fabricação do sensor e quando este é exposto em ambientes com variados índices de refração do meio externo, tensões axiais e outros parâmetros externos que alteram o espectro de absorção da LPG. Para realizar a simulação nesta seção, foram utilizados todos os parâmetros descritos na seção 3.6.2. A largura espectral da banda de atenuação foi considerada para os seguintes valores de  $a$ : 0.015nm,

0.012nm, 0.01nm, 0.008nm e 0.006nm. A Figura 3.16 mostra a banda de atenuação de uma LPG para os diversos valores de  $a$  acima mencionados.

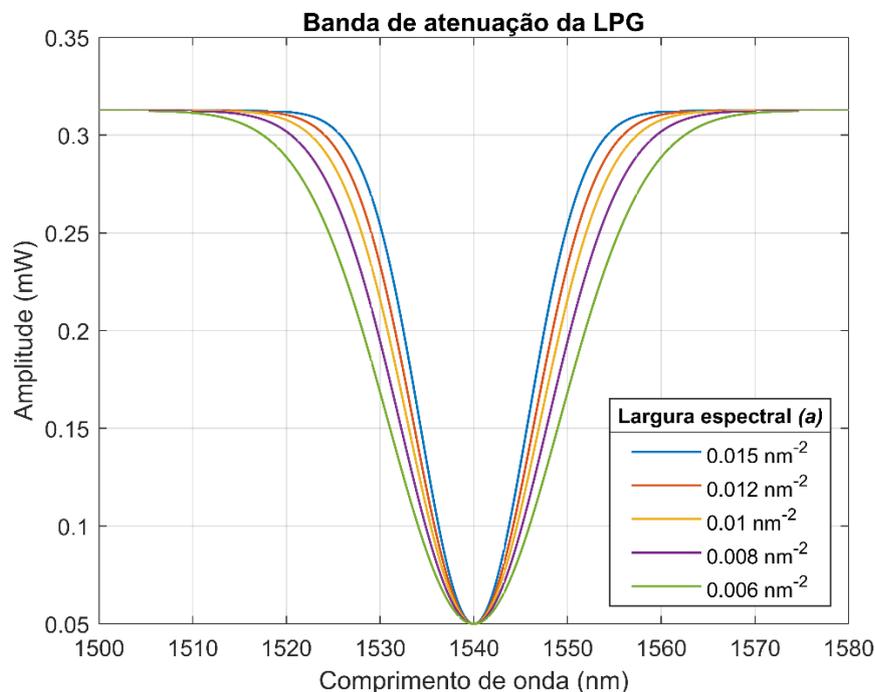


Figura 3.16 – Representação das curvas da banda de atenuação da LPG para diferentes valores de  $a$ .

De acordo com a Figura 3.16, à medida que o parâmetro  $a$  aumenta o valor, mais estreita fica a banda de atenuação da LPG e vice e versa. Será realizada uma análise a partir da influência da largura da banda de atenuação da LPG a começar pela componente DC, que é ilustrada pela Figura 3.17(a). Observa-se que o comportamento assemelha-se à curva da banda de atenuação da LPG. Em seguida, na Figura 3.17(b), o primeiro harmônico sofre alterações em razão do aumento do valor do parâmetro  $a$ . A amplitude varia para maiores valores de amplitude e uma diminuição nos valores absolutos de  $S$ , para o qual,  $H_1$  é máximo. À medida que a banda de atenuação da LPG se torna mais estreita, a demodulação passa a ocorrer em uma região mais inclinada e/ou linear para um mesmo valor de  $A_m$ . Portanto, tem-se um aumento na amplitude dos harmônicos.

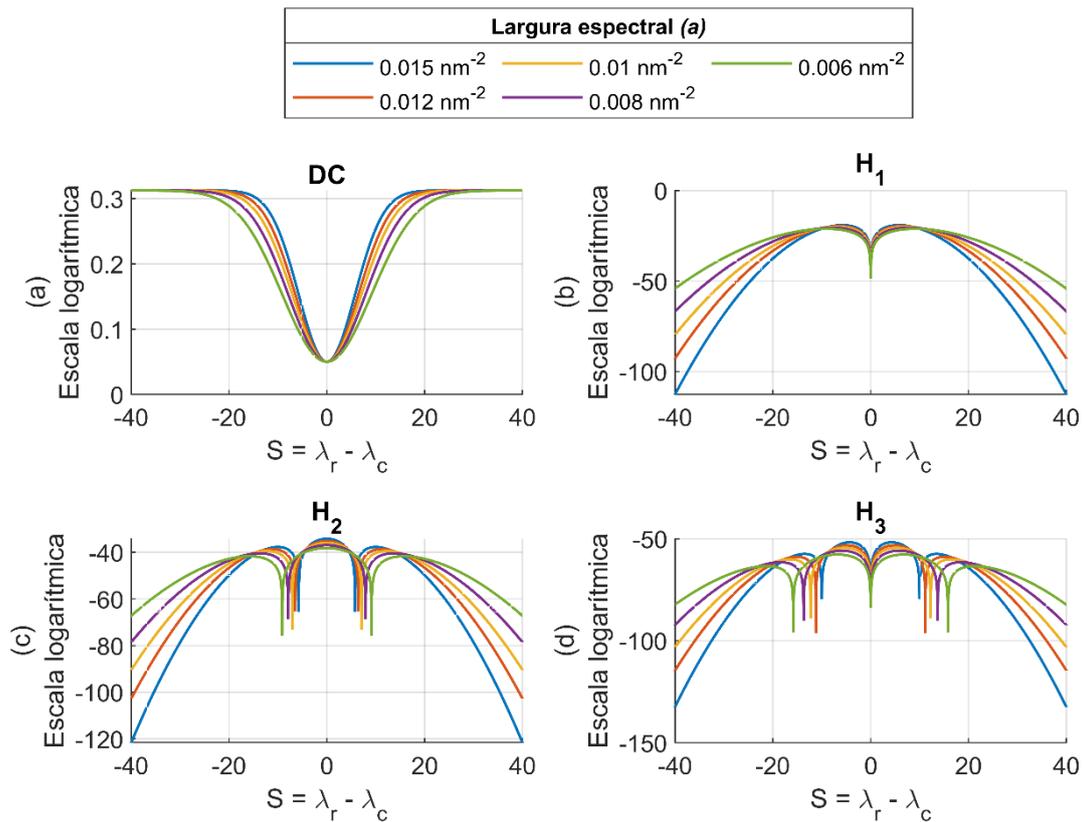


Figura 3.17 - Comportamento da amplitude das componentes harmônicas, em escala logarítmica, em função da variação da largura de banda de atenuação da LPG.

Para o segundo harmônico, é alcançado o máximo de amplitude mantendo-se  $S = 0$  nm como mostra a Figura 3.17(c). O que é relevante, uma vez que o máximo do segundo harmônico é o que corresponde ao máximo da distorção harmônica, em outras palavras, a demodulação está ocorrendo no centro da banda de atenuação da banda de atenuação da LPG. Já para o terceiro harmônico, representado na Figura 3.17(d), tem-se que quanto maior for o aumento da variável  $a$ , menores valores da diferença relativa  $S$  serão obtidos. A relação logarítmica entre as componentes harmônicas  $H_1$  e  $H_2$  para diversos valores de  $\Delta\lambda_{LPG}$  é ilustrada na Figura 3.18.

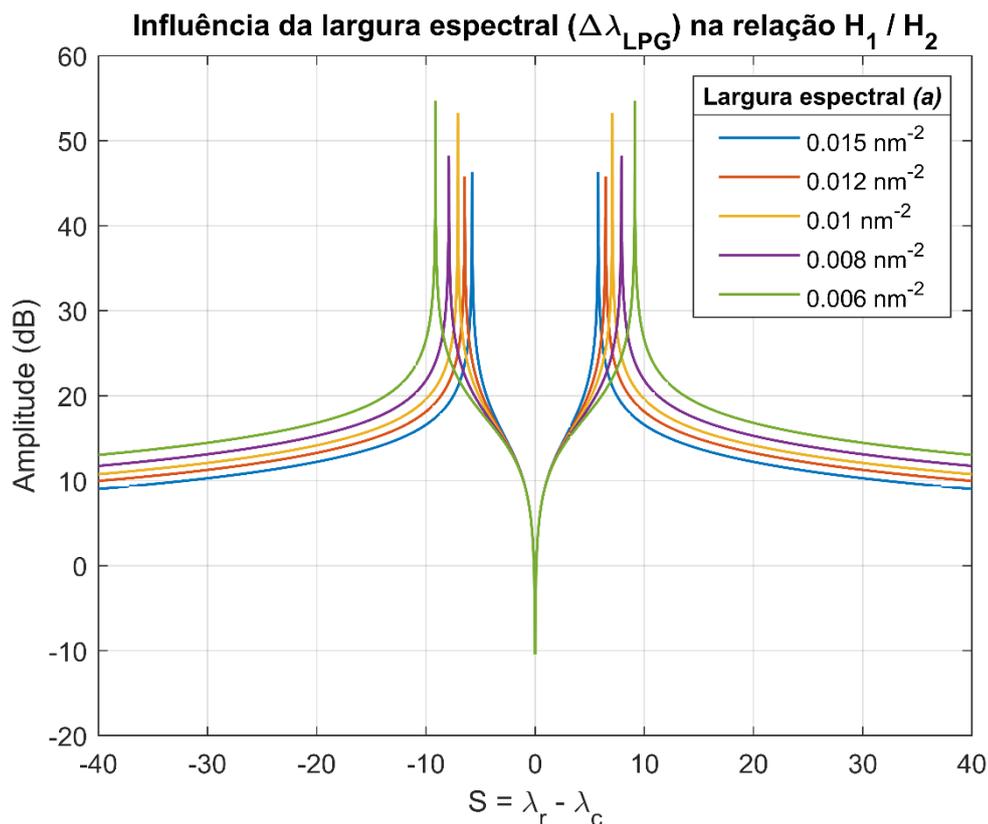


Figura 3.18 - Relação logarítmica para  $H_1 / H_2$  para diversos valores da largura espectral da LPG.

A partir da Figura 3.18 é possível observar que há um aumento de amplitude e um deslocamento dos pontos de máximo para menores valores de  $S$ . Devido à variação do parâmetro  $a$ , ou seja, a abertura da banda de atenuação da LPG não altera somente o valor das amplitudes dos harmônicos, como também alteram os valores de  $S$ . O aumento nos valores de amplitude das componentes harmônicas deve-se ao fato de que quanto maior for o valor de  $a$ , menor é a abertura da banda de atenuação da LPG.

### 3.6.4 Influência da distorção harmônica do modulador nas componentes harmônicas

Em razão do modulador de comprimento de onda apresentar uma estrutura eletromecânica que não seja perfeitamente linear ou simplesmente pelo fato de o sinal modulante não ser uma senóide perfeita, origina-se uma distorção harmônica que aparecerá nas componentes harmônicas do sinal demodulado. A presença desta distorção acarreta, consideravelmente, em alterações significativas nos valores de amplitude das componentes

harmônicas. Nas simulações a seguir, consideraremos uma amplitude de distorção  $A_d = (A_m \cdot d)/100$ , com valores de  $d = 0\%$ ,  $3\%$ ,  $4\%$ ,  $5\%$ ,  $6\%$ ,  $9\%$ ,  $12\%$ . A Figura 3.19 e Figura 3.20 mostram o comportamento das componentes DC e dos três primeiros harmônicos, em escala logarítmica, na presença de uma distorção harmônica no segundo harmônico, conforme as equações 3.22 a 3.25.

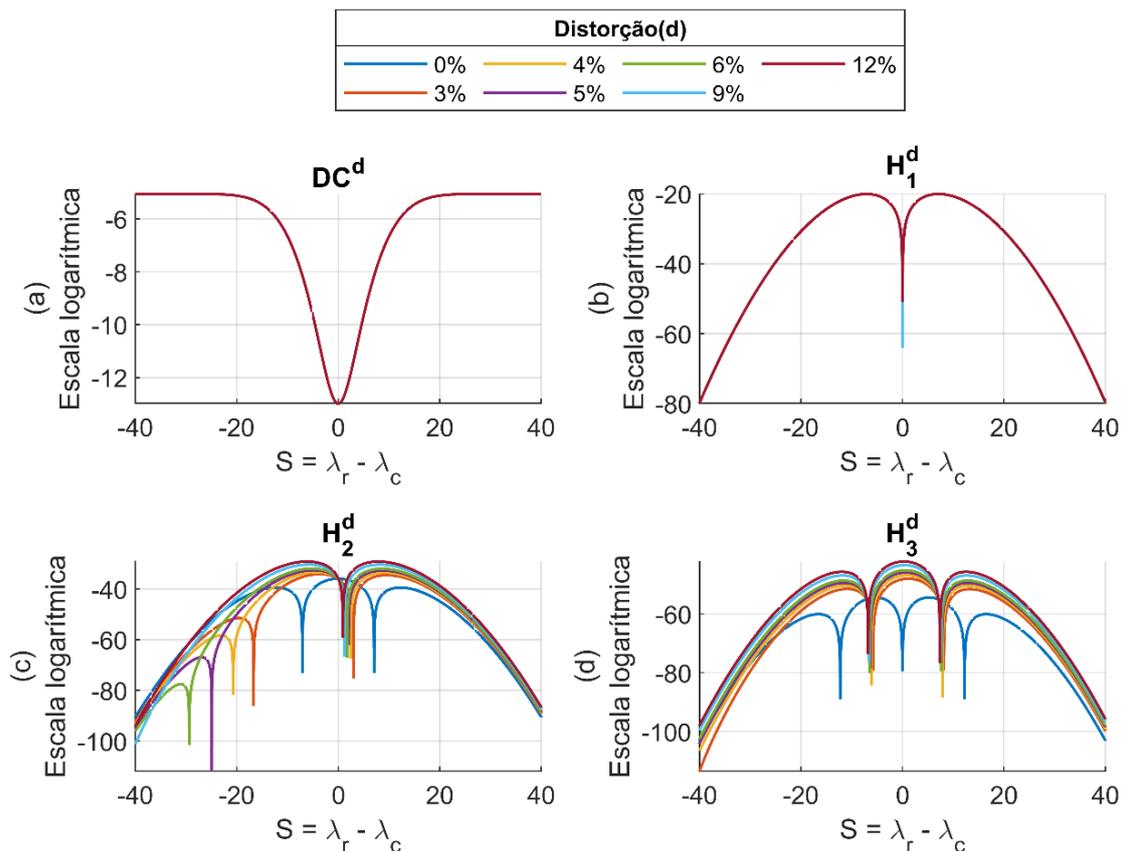


Figura 3.19 – Influência da distorção harmônica do modulador de comprimento de onda nas componentes DC,  $H_1^d$ ,  $H_2^d$  e  $H_3^d$ .

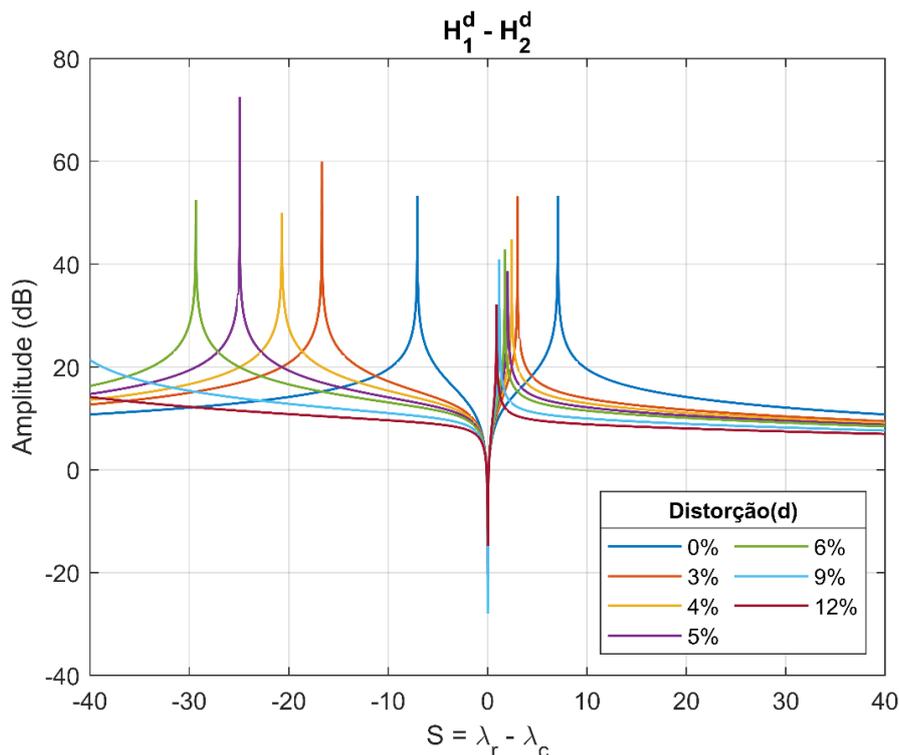


Figura 3.20 – Influência da distorção harmônica do modulador de comprimento de onda na relação logarítmica entre  $H_1^d$  e  $H_2^d$ .

Para as simulações da Figura 3.19 e Figura 3.20, foram mantidos os valores dos parâmetros utilizados anteriormente, como  $A_m = 0,44nm$ ,  $V_0 = 0,31257$ ,  $m = 0.84$ ,  $a = 0.01nm^{-2}$  e para  $S = \pm 40nm$ . Na Figura 3.19(a), nota-se que a componente DC não sofre qualquer influência com a variação da distorção harmônica do modulador presente no segundo harmônico. Identicamente para  $H_1^d$ , mostrado na Figura 3.19(b), não ocorre mudanças significativas devido à variação da distorção harmônica. Todavia, para o segundo harmônico ( $H_2^d$ ), representado na Figura 3.19(c), em  $S = 0nm$ , deslocando-se para esquerda ou para direita, ocorre um aumento no valor de amplitude de  $H_2^d$  e, a partir de um ponto em particular ( $S < 0nm$ ), observa-se um decréscimo do valor de amplitude em  $H_2^d$ . Esta maneira ocorre, exclusivamente, devido à presença de distorção no segundo harmônico. O terceiro harmônico ( $H_3^d$ ), representado na Figura 3.19(d), possui o comportamento similar a  $H_2^d$ .

A Figura 3.20 ilustra o resultado da relação de  $H_1^d$  e  $H_2^d$ , conforme mostrado na Equação 3.33. Inicialmente, percebe-se que o comportamento para valores de  $S$  positivos e para valores negativos, são iguais na ausência de uma distorção harmônica no segundo harmônico. Desta maneira, a influência da distorção pode ser explicada considerando que à

medida que a modulação se aproxima do centro da banda de atenuação da LPG, para valores de  $S$  positivos, o primeiro harmônico tende a zero e o segundo harmônico tende ao seu valor máximo, quando  $S = 0\text{nm}$ . À medida que se aumenta o nível de distorção, percebe-se que ocorre uma variação mais lenta de  $H_{th}^d$  para valores de  $S < 0\text{nm}$ . Isso significa que há uma redução significativa da sensibilidade do sistema de interrogação. O nível de distorção aplicado afeta a linearidade dos valores de  $H_{th}^d$ , ou seja, quanto maior for o nível de distorção,  $H_{th}^d$  tende a ficar mais plana na maior parte do intervalo.

### 3.6.5 Influência da amplitude normalizada da LPG

A amplitude normalizada da LPG, também chamada neste trabalho como parâmetro  $m$ , passa a não influenciar nas equações das componentes harmônicas por conta da relação entre  $H_1^d$  e  $H_2^d$ . Contudo, para diferentes tipos de LPG estudadas por [34], existem sensores com diferentes valores conforme seu processo de fabricação. A Figura 3.21 mostra a influência de  $m$  nas componentes harmônicas.

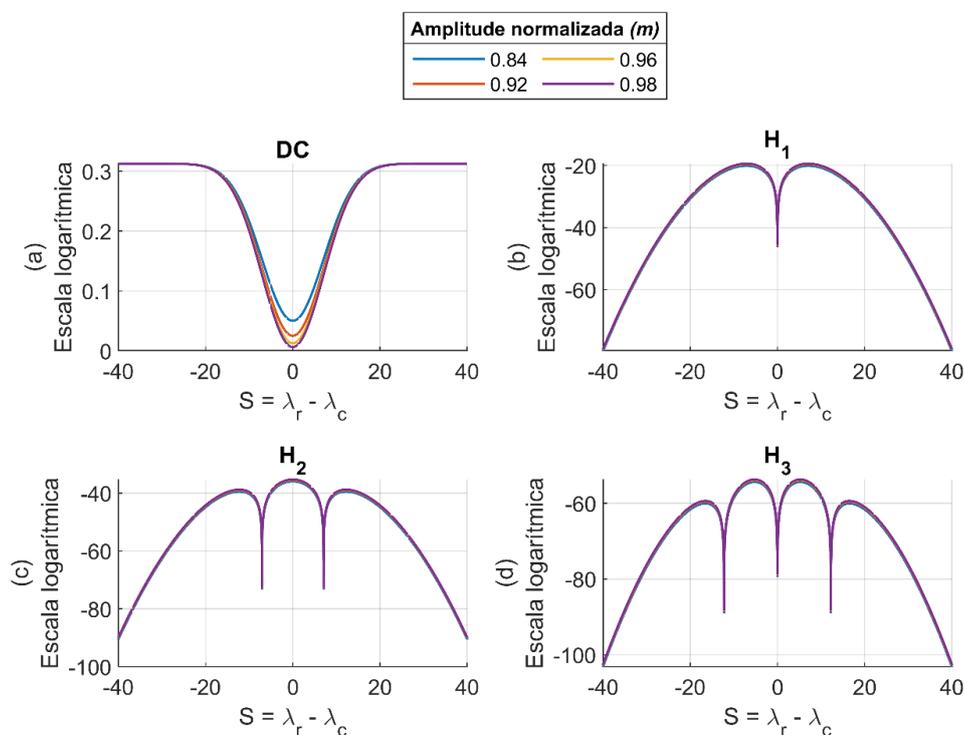


Figura 3.21 - Amplitude dos harmônicos em função de  $m$ .

Para realizar a simulação da Figura 3.21, foram utilizados os parâmetros  $m = 0.84, 0.92, 0.96$  e  $0.98$ ,  $A_m = 0,44nm$ ,  $V_0 = 0,31257$ ,  $a = 0.01nm^{-2}$ ,  $A_d = 0nm$  e variando  $S = \pm 40nm$ . Nota-se que para a componente DC, há um aumento na amplitude, sendo diretamente relacionada com o aumento do parâmetro  $m$  e, para  $H_1$ ,  $H_2$ , e  $H_3$ , ocorre uma atenuação muito pequena quando comparados com a componente DC.

### 3.7 Solução para o modelo de equações

No decorrer de toda teoria apresentada até o presente tópico, observou-se que os valores das amplitudes das componentes harmônicas estão diretamente relacionados com os parâmetros utilizados para realizar as simulações propostas neste trabalho, tais como: a potência da fonte ótica ( $P_0$ ), a amplitude normalizada da banda de atenuação da LPG ( $m$ ), a amplitude de modulação proveniente do modulador de comprimento de onda ( $A_m$ ), a amplitude de distorção ( $A_d$ ), o parâmetro ( $a$ ) que está relacionado com a largura de banda de atenuação da LPG e a diferença relativa e/ou deslocamento representado por  $S$ .

Deste modo, a partir da Equação 3.5, que representa o sinal elétrico  $V(t)$  após a fotodetecção, nota-se a presença de distorções harmônicas presentes no sinal elétrico devido ao deslocamento da banda de atenuação da LPG para maiores e menores valores de comprimento de onda. Este deslocamento se dá em razão da grandeza física no qual o sensor LPG é submetido, ou seja, índice de refração, temperatura, deformação, tensão axial, entre outros. Sabendo que os parâmetros anteriormente citados, são fixos e conhecidos, é necessário obter, neste momento, o valor do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), que é o principal parâmetro de mérito na interrogação do sensor e determinar o valor exato do deslocamento da banda de atenuação da LPG, ou seja, o parâmetro  $S$ . Para fins didáticos, a Equação 3.33 será reescrita novamente abaixo.

$$H_{th}^d = \frac{A_m(A_d(2 - 4aS^2) + 2aA_d^2S(-3 + 2aS^2) + S(4 - 3aA_m^2 + 2a^2A_m^2S^2))}{A_dS(4 - 3aA_d^2 + 2a^2A_d^2S^2) + A_m^2(1 + 4a^2A_dS^3 - 2aS(3A_d + S))} \quad (3.33)$$

A Equação 3.33 será reescrita utilizando termos polinomiais de terceira ordem de forma a diminuir o tamanho das equações com o objetivo de melhorar a apresentação do

texto. Assim, a relação  $H_{th}^d$  é dada pela Equação 3.34a e, em seguida, os coeficientes são dados pela Equação 3.34b

$$H_{th}^d(S) = \frac{K_{10} + K_{11} \cdot S + K_{12} \cdot S^2 + K_{13} \cdot S^3}{K_{20} + K_{21} \cdot S + K_{22} \cdot S^2 + K_{23} \cdot S^3} \quad (3.34a)$$

$$\begin{aligned} K_{10} &= 2A_d A_m; \\ K_{11} &= -4A_m + 6aA_d^2 A_m + 3aA_m^3 \\ K_{12} &= -4A_d a A_m; \\ K_{13} &= -4a^2 A_d^2 A_m - 2a^2 A_m^3; \\ K_{20} &= A_m^2; \\ K_{21} &= -4A_d + 3aA_d^3 + 6aA_d A_m; \\ K_{22} &= -2aA_m^2; \\ K_{23} &= -2a^2 - 4a^2 A_d A_m^2; \end{aligned} \quad (3.34b)$$

A partir da Equação 3.34a, tem-se que, para  $S = \lambda_r - \lambda_c$ , ocorre o apontamento para possíveis soluções para determinar o valor do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ). Por ser um polinômio de terceira ordem, serão calculadas três soluções de  $S$  para cada valor de  $H_{th}^d$  calculado. A fim de aperfeiçoar o processo de escolha da solução utilizada para determinar o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), os termos polinomiais de terceira ordem da Equação 3.34b, serão desprezados por possuírem valores relativamente pequenos, quando comparados com os termos de ordem inferiores, sendo reescrita de acordo com a Equação 3.35.

$$H_{th}^d(S) = \frac{K_{10} + K_{11} \cdot S + K_{12} \cdot S^2}{K_{20} + K_{21} \cdot S + K_{22} \cdot S^2} \quad (3.35)$$

Com base na representação da relação  $H_{th}^d$  com termos polinomiais de segunda ordem, conforme Equação 3.35, será utilizada a tradicional solução da equação do segundo grau. A Equação 3.35 pode ser reescrita na forma de uma equação do segundo grau, conforme Equação 3.36 tal que

$$aS^2 + bS + c = 0 \quad (3.36)$$

na qual,

$$\begin{aligned} a &= K_{22}H_{th}^d - K_{12} \\ b &= K_{21}H_{th}^d - K_{11} \\ c &= K_{20}H_{th}^d - K_{10} \end{aligned} \quad (3.37)$$

podem ser obtidas a partir da fórmula de Bhaskara conforme a Equação 3.39 dada por

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \\ S_2 &= \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \end{aligned} \quad (3.38)$$

O modelo matemático proposto neste trabalho tem a sua aplicação focada na implementação da técnica de interrogação. A técnica fundamenta-se na comparação entre a relação das amplitudes das componentes harmônicas obtidas experimentalmente, com as relações das amplitudes das componentes harmônicas obtidas de forma teórica, conforme mostradas anteriormente. O parâmetro de mérito a ser encontrado para a interrogação do sensor baseado em LPG é o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), sendo este relacionado com qualquer parâmetro externo.

A partir dos trabalhos desenvolvidos por [33]–[35], observou-se que a fase de  $H_2^d$  é a referência para a decisão de escolha da solução ( $S_1$  ou  $S_2$ ) da Equação 3.38. O resultado esperado, que é o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), será facilmente obtido uma vez que o comprimento de onda do modulador de comprimento ( $\lambda_c$ ) é fixo e conhecido.

Como dissemos anteriormente, a técnica de interrogação está baseada na comparação entre a relação entre as amplitudes das componentes harmônicas obtidas experimentalmente ( $H_{ex}$ ) com a equação da relação das componentes harmônicas obtidas por expansão em Série de Taylor ( $H_{th}^d$ ), conforme a Equação 3.33, ou seja,

$$H_{ex} = H_{th}^d \quad (3.39)$$

Conforme a Equação 3.35, podemos reescrever a Equação 3.39 como sendo

$$H_{ex} = \frac{K_{10} + K_{11} \cdot S + K_{12} \cdot S^2}{K_{20} + K_{21} \cdot S + K_{22} \cdot S^2} \quad (3.40)$$

Assim, seguindo o mesmo raciocínio acima, podemos reescrever a Equação 3.40 como uma equação de segundo grau, tal que

$$AS^2 + BS + C = 0 \quad (3.41)$$

cujo coeficientes A, B e C, são conforme mostrados na Equação 3.42

$$\begin{aligned} A &= K_{22}H_{ex} - K_{12} \\ B &= K_{21}H_{ex} - K_{11} \\ C &= K_{20}H_{ex} - K_{10} \end{aligned} \quad (3.42)$$

As soluções matemáticas da interrogação do sensor passam a ser obtida por meio da Equação 3.43 apresentada a seguir, já considerando o valor experimental da relação das componentes harmônicas ( $H_{ex}$ ).

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \\ S_2 &= \frac{-B - \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \end{aligned} \quad (3.43)$$

### 3.8 Fluxo de processamento para implementação da instrumentação da técnica

Para um melhor entendimento da técnica de interrogação que será utilizada neste trabalho, um fluxograma de procedimentos matemáticos foi criado para que se possa ter uma visão mais clara do princípio de funcionamento e de cada uma das etapas para determinar o valor do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ). Inicialmente, um sinal ótico demodulado é convertido para um sinal elétrico a partir de um fotodetector. Este sinal

elétrico nos terminais do fotodetector, é inserido em um conversor analógico-digital para ser convertido para o domínio digital e ser processado em ambiente computacional. Após a aquisição do sinal elétrico, é calculada a Transformada Rápida de Fourier ou comumente chamada de *FFT* (*Fast Fourier Transform*) e desta são extraídos os valores experimentais das amplitudes do primeiro e segundo harmônicos, ou seja,  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ , e a fase de  $H_2^{ex}$ . Em seguida, é calculada a relação entre  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ , ou seja,  $H^{ex} = \frac{H_1^{ex}}{H_2^{ex}}$ . Como parâmetros externos de entrada do fluxograma, são inseridos a amplitude de modulação proveniente do modulador de comprimento de onda ( $A_m$ ), a amplitude de distorção ( $A_d$ ), o parâmetro ( $a$ ) e o comprimento de onda central do modulador de comprimento de onda ( $\lambda_c$ ). Com a inserção dos parâmetros externos, calcula-se os termos polinomiais de segunda ordem, conforme a Equação 3.34b para, em seguida, calcular os coeficientes que serão substituídos na equação do segundo grau, conforme a Equação 3.42. Com os valores destes coeficientes, aplica-se à equação de Bhaskara para determinar as soluções  $S_1$  e  $S_2$ . É importante perceber que,  $S_1$  e  $S_2$ , são soluções matemáticas da técnica de interrogação. Contudo, somente uma destas soluções, será a solução física da interrogação do sensor. A fim de determinar qual solução será utilizada para o cálculo de  $\lambda_r$ , ou seja, qual é a solução física da interrogação, é utilizado o valor da fase da componente harmônica ( $H_2^{ex}$ ). Por fim, o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) é determinado pela soma entre o comprimento de onda central do modulador de comprimento de onda ( $\lambda_c$ ),  $\lambda_r = \lambda_c + S_{1,2}$ . Dessa forma, encerra-se o fluxograma, tendo determinado o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) e, portanto, concluída a interrogação do sensor. A Figura 3.22 mostra o fluxograma de processamento do uso da técnica de interrogação aqui apresentada.

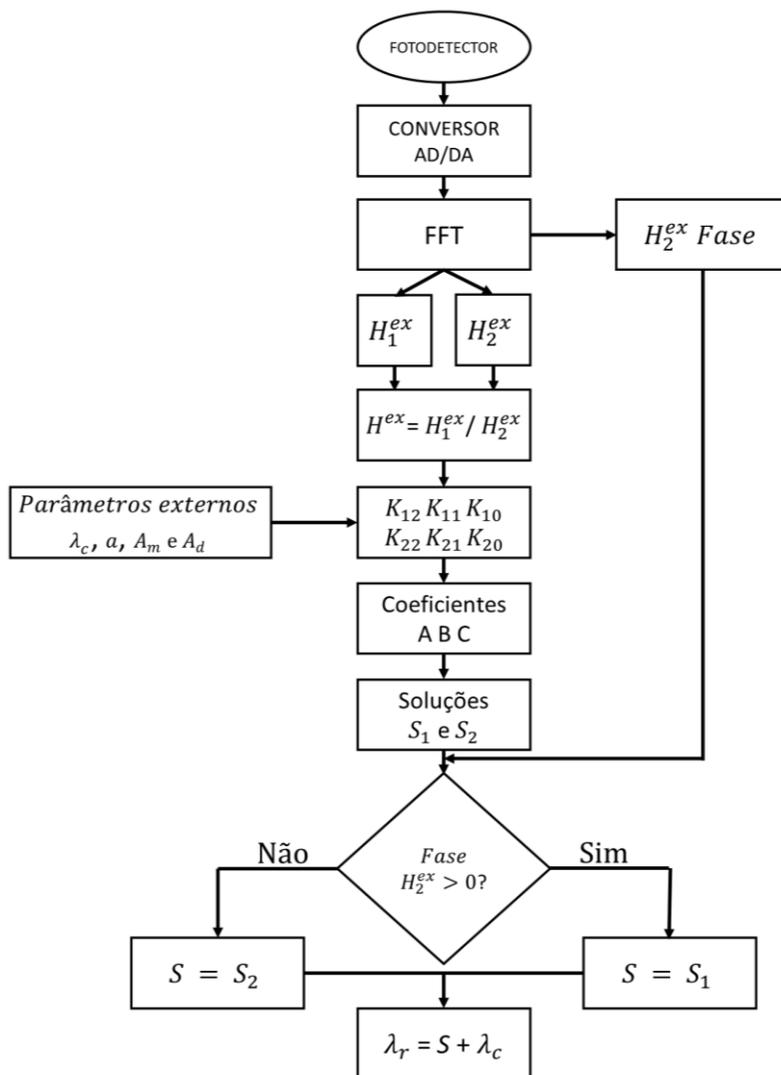


Figura 3.22 - Fluxograma de uso da técnica de interrogação baseado no sensor LPG para determinar o valor do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ).

## Capítulo 4 – Validação teórica e experimental

Este capítulo tem como objetivo desenvolver e descrever, o funcionamento da técnica de interrogação baseada em LPG, considerando o modelo matemático desenvolvido no Capítulo 3. Inicialmente, será realizada uma análise mais detalhada da comparação entre o sinal elétrico após a fotodetecção, representada pela Equação 3.18, e do sinal elétrico após a expansão em Série de Taylor, representada pela Equação 3.21. A técnica de interrogação proposta neste trabalho, baseia-se no modelo matemático desenvolvido por [32]–[36], sendo encontradas as equações das componentes harmônicas presentes no sinal elétrico demodulado após a fotodetecção. Em seguida, é feito um estudo da influência da variação dos valores de  $A_m$  e a caracterização do modulador de comprimento de onda. Por último, será feita uma explicação do processo de emulação do sinal elétrico demodulado. A partir deste processo, foram utilizados dispositivos que substituíssem os equipamentos óticos e eletrônicos utilizados em laboratório para empregar a técnica de interrogação proposta neste trabalho e, em razão disso, determinar o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ).

### 4.1 Validação da expansão em Série de Taylor

A fim de comprovar que a expansão em Série de Taylor representa com equidade o sinal elétrico que chega ao fotodetector  $V_d(t)$  da Equação 3.18 com o sinal aproximado  $\tilde{V}_d(t, \lambda_c, \lambda_r)$  da Equação 3.21, foram realizadas simulações para comparar ambos os sinais e validar o modelo matemático proposto na Seção 3.4. Os parâmetros de caracterização utilizados para realizar as simulações do sinal elétrico demodulado da LPG, são:  $V_0 = 0.31257$ ,  $m = 0.84$ ,  $\lambda_c = 1540nm$ ,  $\lambda_r = 1539.8nm$ ,  $A_m = 0.44nm$ ,  $A_d = 0nm$ ,  $w_0 = 2\pi \cdot 400 \frac{rad}{s}$ . A Equação 3.18, será reescrita abaixo para fins didáticos.

$$V_d(t) = V_0(1 - m \cdot e^{-a(\lambda_r - (\lambda_c + A_m \cdot \cos(w_0 t) + A_d \cdot \cos(2w_0 t)))^2}) \quad (3.18)$$

A Figura 4.1(a) mostra o sinal elétrico após a fotodetecção para uma frequência de modulação de 400Hz, sem considerar a expansão em Série de Taylor. Já na Figura 4.1(b), é mostrado o espectro do sinal mostrado na Figura 4.1(a) no domínio da frequência. Em seguida na Figura 4.2(a) e Figura 4.2(b), é mostrado o sinal elétrico modulado em 1800Hz.

É importante mencionar que as simulações ora feitas em 400Hz ora em 1800Hz, devem-se ao fato de que nos experimentos foram utilizadas estas frequências de modulação. É importante mencionar que no Capítulo 3, Seção 3.5, foi feita a comparação qualitativa entre o sinal elétrico com e sem a expansão em Série de Taylor, na qual foi somente comparado o sinal no domínio do tempo.

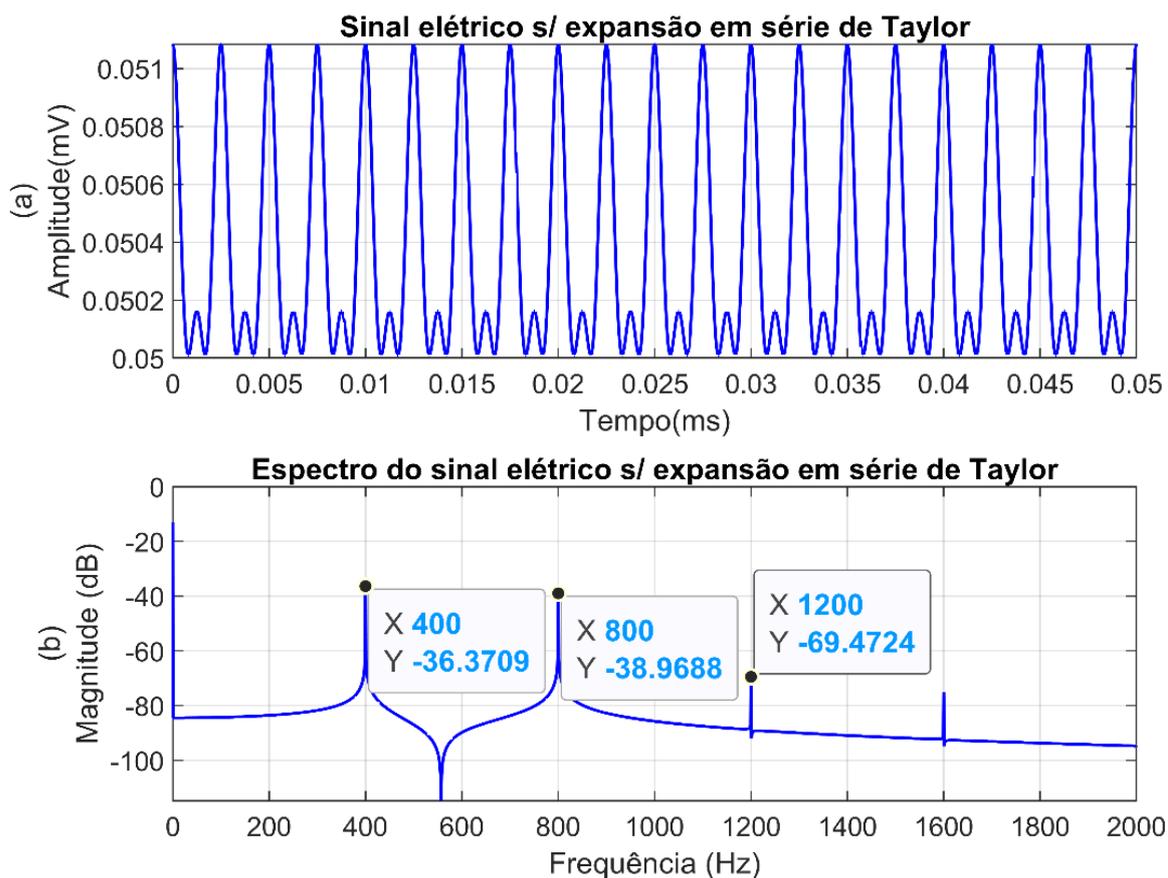


Figura 4.1 - (a) Sinal elétrico sem considerar a expansão em Série de Taylor para 400Hz e (b) espectro do sinal elétrico sem considerar a expansão em Série de Taylor.

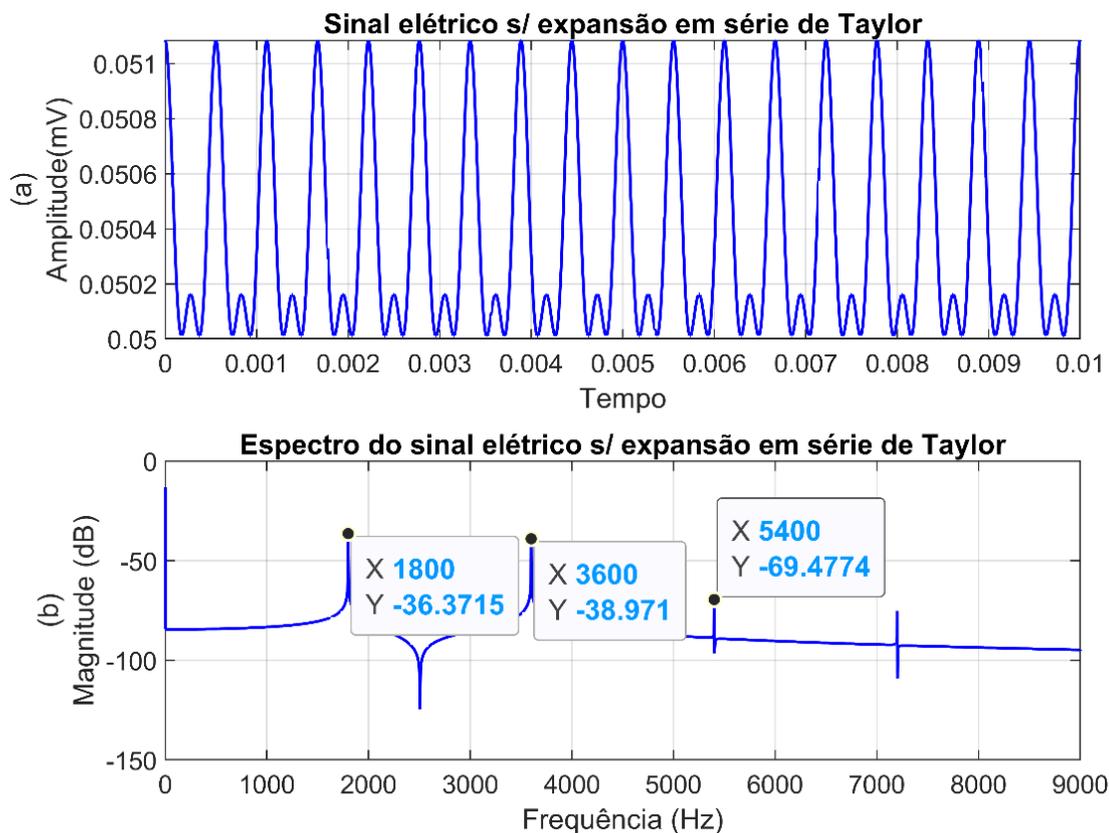


Figura 4.2 - (a) Sinal elétrico sem considerar a expansão em Série de Taylor para 1800Hz e (b) espectro do sinal elétrico sem considerar a expansão em Série de Taylor.

A Figura 4.1 e Figura 4.2 apresentam o sinal elétrico  $V_d(t)$  na saída do fotodetector(a) e a análise espectral(b) destes sinais. Para fins didáticos, o sinal elétrico com aproximação em Série de Taylor, é representado pela Equação 3.21.

$$\tilde{V}_d(t, \lambda_c, \lambda_r) = DC^d + \sum_{n=1}^N H_n^d(\lambda_r, \lambda_c) \cdot \text{Cos}[n\omega_0 t] \quad (3.21)$$

Com o objetivo de comprovar que o modelo matemático usado para a aproximação em Série de Taylor, o sinal elétrico aproximado no domínio do tempo e sua respectiva análise espectral são representados de acordo com a Figura 4.3(a) e Figura 4.3(b) para 400Hz e Figura 4.4(a) e Figura 4.4(b) para 1800Hz.

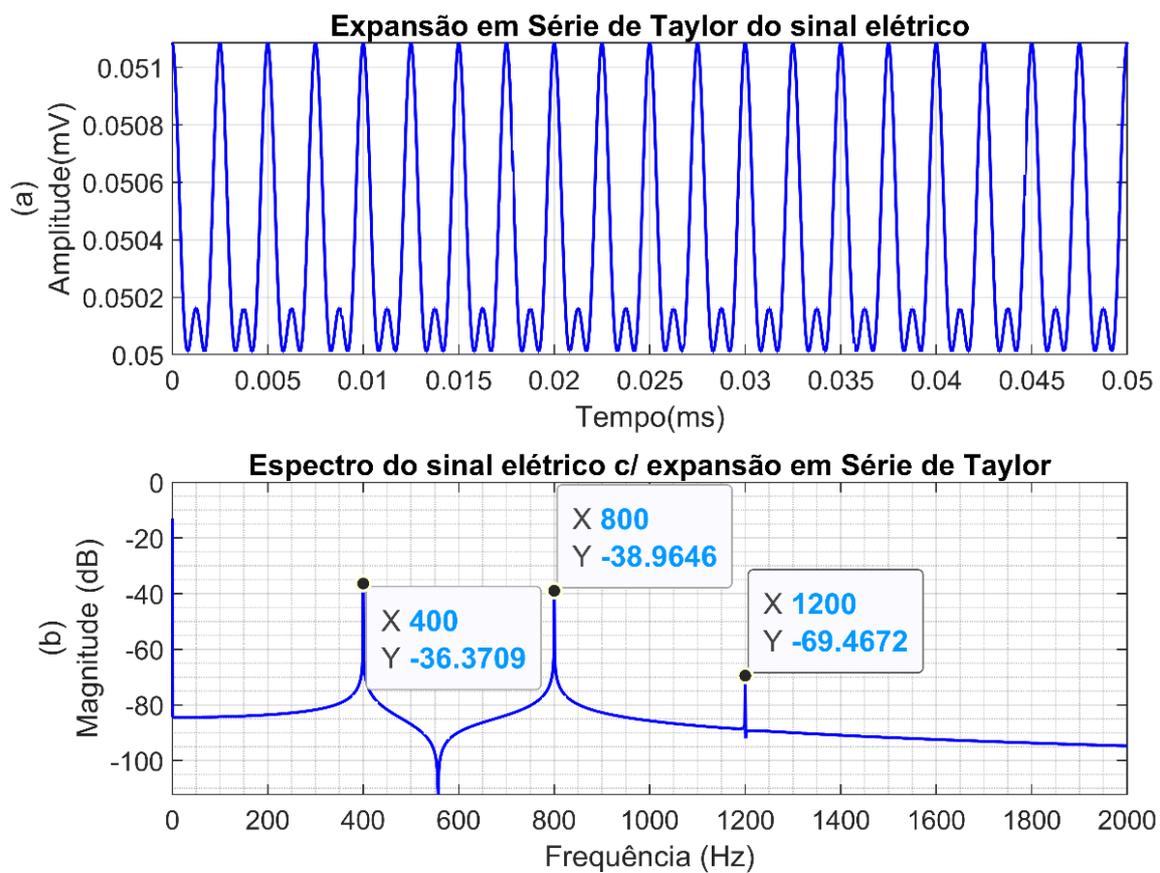


Figura 4.3 - (a) Sinal elétrico aproximado no domínio do tempo para 400Hz e (b) sinal elétrico aproximado no domínio da frequência.

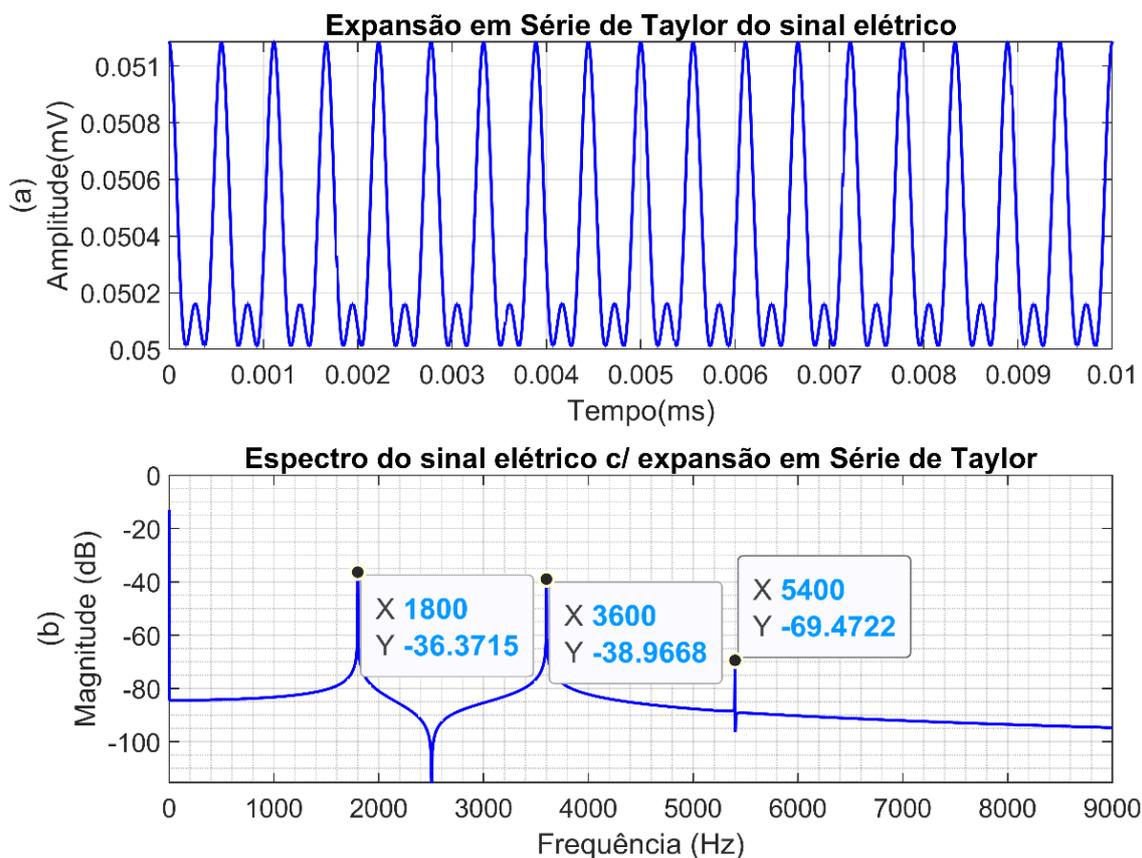


Figura 4.4 - (a) Sinal elétrico aproximado no domínio do tempo para 1800Hz e (b) sinal elétrico aproximado no domínio da frequência.

Comparando a Figura 4.1 com a Figura 4.3 (400Hz) e Figura 4.2 com a Figura 4.4 (1800Hz), nota-se que os gráficos são quantitativamente semelhantes tanto em amplitude do sinal elétrico quanto na magnitude das componentes espectrais. Dessa maneira, a modelagem matemática para realizar a expansão em Série de Taylor mostra-se consistente e indicando que podemos usar a expansão em Série de Taylor, conforme apresentada na Equação 3.21, como uma representação quantitativa da amplitude e fase das componentes harmônicas do sinal elétrico.

Adicionalmente, para contribuir com análise comparativa, é calculado o erro relativo entre as equações 3.18 e 3.21 utilizando a Equação 4.1.

$$\Delta V_{\%} = \left| \frac{V_d(t) - \tilde{V}_d(t)}{V_d(t)} \right| \cdot 100 \quad (4.1)$$

Observa-se, quantitativamente, na Figura 4.5, que há uma diferença entre  $V_d(t)$  e  $\tilde{V}_d(t)$  na ordem de  $10^{-3}\%$ . Assim, a diferença entre as equações 3.18 e 3.21, mostrada na Figura 4.5, comprova que a expansão em Série de Taylor representa com fidelidade o sinal elétrico na saída do fotodetector, tanto para a frequência de modulação de 400Hz, quanto para de 1800Hz.

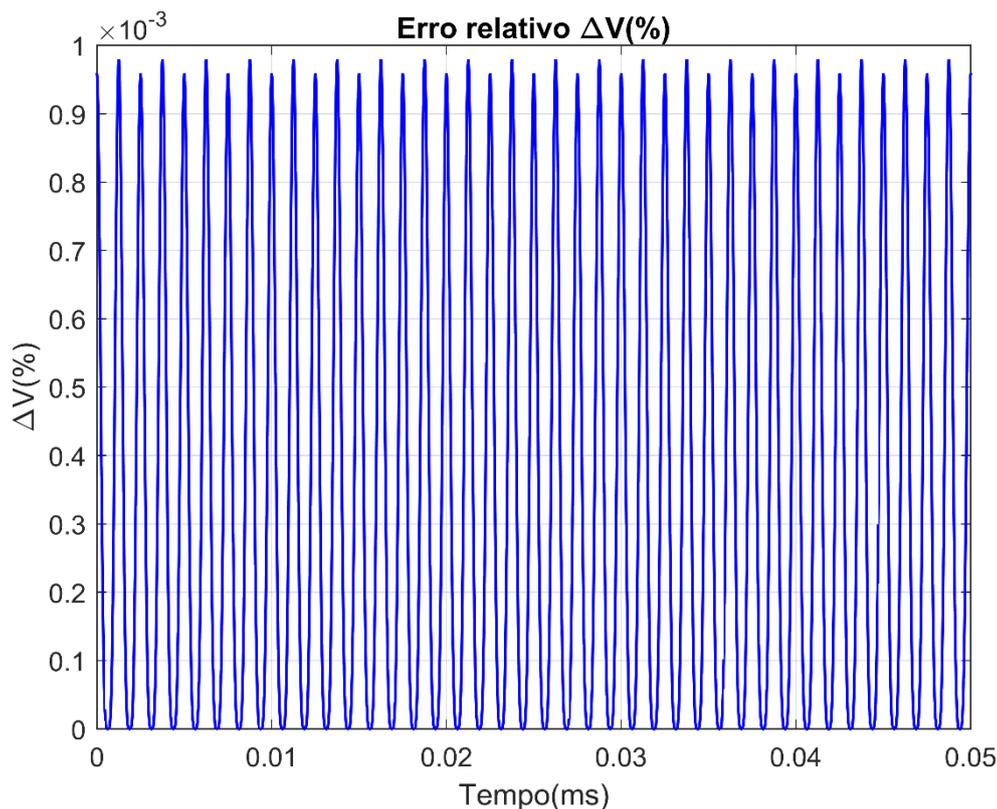


Figura 4.5 - Diferença entre o sinal elétrico  $V_d(t)$  e o sinal elétrico aproximado  $\tilde{V}_d(t)$  por Série de Taylor.

## 4.2 Variação dos valores de $(A_m)$ e sua influência no erro relativo

O sinal elétrico  $V_d(t)$  é o sinal resultante da demodulação entre a banda de atenuação da LPG com o sinal da portadora ótica modulada em comprimento de onda. O sinal elétrico nos terminais do fotodetector resulta em um sinal repleto em componentes harmônicas que carregam informações sobre a banda de atenuação da LPG e da modulação em comprimento de onda. Para determinar as equações das componentes harmônicas, foi realizada a expansão de Série de Taylor de  $\lambda$  em torno de  $\lambda_c$  do sinal elétrico demodulado após a fotodetecção. Então, é justo imaginar que quanto maior o valor de  $A_m$ , isto é, do desvio em torno de  $\lambda_c$ ,

maior será o erro da aproximação da Série de Taylor para a amplitude dos harmônicos, mostrada pelas equações 3.22 a 3.28. Os principais parâmetros que compõe estas equações, são o comprimento de onda central da portadora ótica ( $\lambda_c$ ), a amplitude de distorção ( $A_d$ ), a frequência angular ( $w_0$ ) e a amplitude de modulação ( $A_m$ ). Contudo, conforme citado anteriormente, o parâmetro mais sensível da expansão em Série de Taylor é a amplitude de modulação ( $A_m$ ), que será aqui analisada. Observando que em razão do aumento da amplitude ( $A_m$ ), há um aumento no erro relativo entre o sinal elétrico ( $V_d(t)$ ) e o sinal elétrico expandido em Série de Taylor ( $\tilde{V}_d(t)$ ), como é mostrado na Figura 4.6.

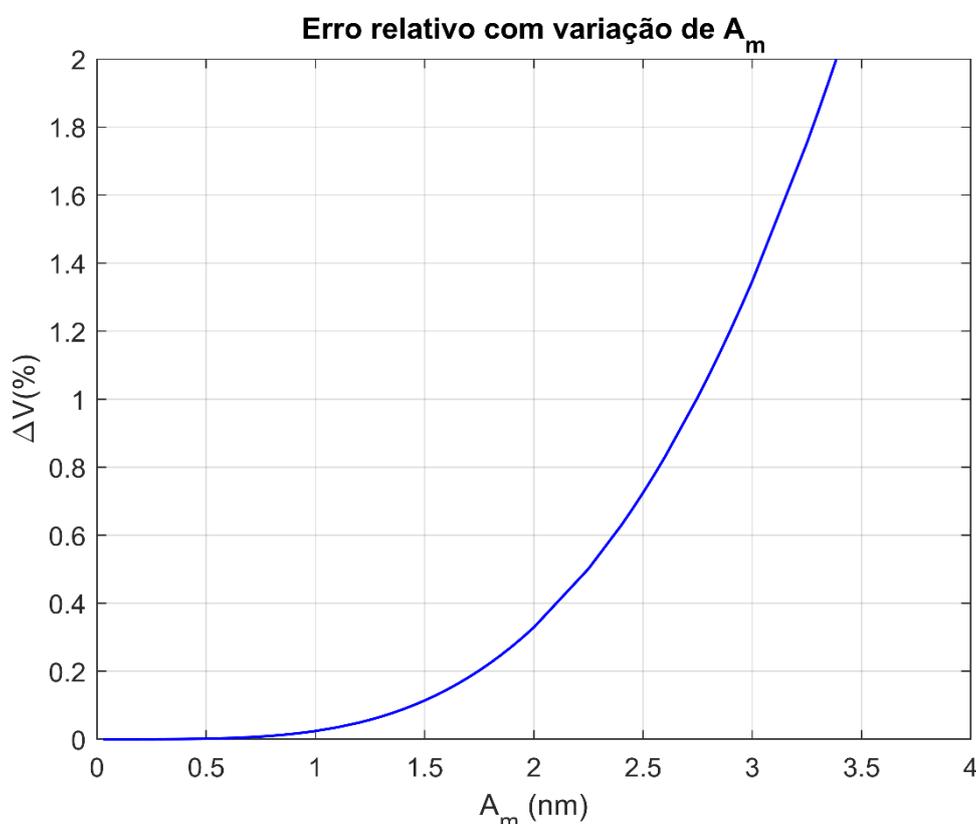


Figura 4.6 – Comportamento do erro relativo da amplitude do sinal elétrico ( $V_d(t)$  e  $\tilde{V}_d(t)$ ) em função do aumento da amplitude de modulação ( $A_m$ ).

Na Figura 4.6, nota-se que a medida em que a amplitude de modulação aumenta, o erro relativo tende a aumentar exponencialmente e, desse modo, invalidando o modelo matemático a partir de um determinado valor de amplitude. Para isso, limita-se um intervalo de valores para que a amplitude de modulação possa ser utilizada sem alterar o modelo matemático. Observa-se que com o valor de  $A_m$  de  $1.5 \text{ nm}$ , o erro relativo começa a aumentar de forma significativa e, a partir de  $2.5 \text{ nm}$ , o erro cresce exponencialmente, ocasionando na

imprecisão das amplitudes das componentes harmônicas e, conseqüentemente, no cálculo do valor do comprimento de onda de ressonância da LPG. Logo, é utilizado um intervalo de valores de amplitudes de modulação até  $0.8nm$ , ou seja, não acarretando em imprecisões consideráveis no modelo matemático. Para o caso experimental, será utilizado uma amplitude de modulação de  $0.44nm$  com erro percentual de  $0,958E^{-3}$  o que leva a uma boa precisão do modelo matemático apresentado neste trabalho.

### **4.3 Caracterização do modulador de comprimento de onda**

O modelo matemático desenvolvido por [32]–[36] possui dois parâmetros importantes para a caracterização do modulador de comprimento de onda. Sendo,  $A_m$  e  $A_d$ , parâmetros que possuem influência direta com a amplitude das componentes harmônicas. A amplitude de modulação ( $A_m$ ) é obtida com a variação da tensão de pico do sinal elétrico senoidal do gerador de sinais. O espectro da portadora ótica modulada em comprimento de onda é visualizado a partir de um *OSA*. Contudo, não foi possível realizar os procedimentos experimentais para a medição destes parâmetros, ficando restrito ao conhecimento intrínseco da equipe. Nota-se, a partir da Figura 4.7 desenvolvida por [33], a presença de dois picos no espectro ótico de reflexão da FBG modulada. Considerando que o comprimento de onda de reflexão é modulado por uma função harmônica, têm-se que os instantes de máxima amplitude da Equação 3.3, coincidem com os instantes de menor variação instantânea do comprimento de onda. Através do *OSA*, é observado o valor médio da amplitude no comprimento de onda, sendo de  $1545.56nm$ , no qual o modulador está posicionado em um determinado instante de tempo. Analisando as regiões de pico do sinal modulante, têm-se que os valores absolutos variam mais rapidamente, possuindo, deste modo, menores valores absolutos, o que justifica o vale entre os dois picos.

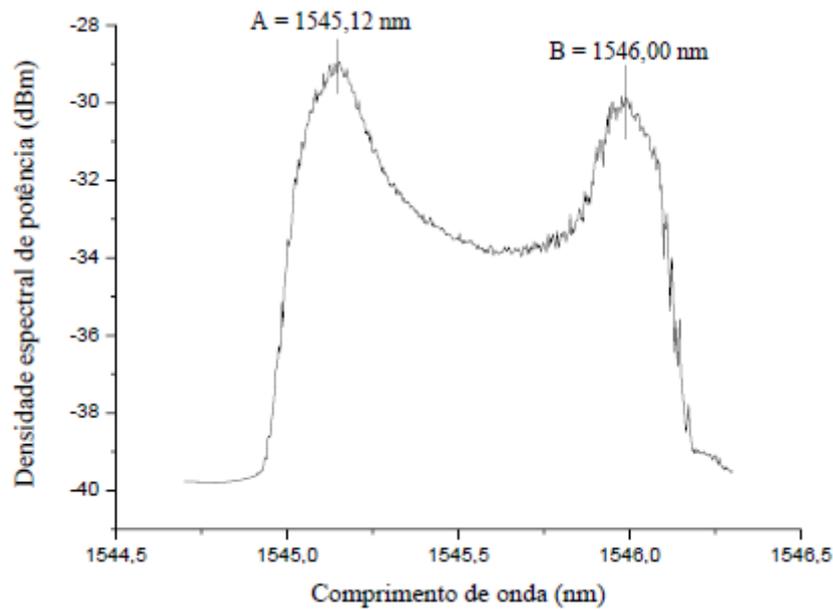


Figura 4.7 - Espectro da portadora óptica na saída do modulador de comprimento de onda[33].

A partir dos valores de máximo da Figura 4.7 obtidos por [33], é possível medir o valor de  $A_m$  do comprimento de onda modulado em FBG. Sejam  $A$  e  $B$  os respectivos valores de comprimento de onda encontrado nos dois picos, obtém-se  $A = 1545,1256\text{nm}$  e  $B = 1546,0024\text{nm}$ , tal que

$$A_m = \frac{B - A}{2} = \frac{1546,0024\text{nm} - 1545,1256\text{nm}}{2} = 0,438\text{nm} \cong 0,44\text{nm}$$

sendo encontrado um valor de  $A_m$  de  $0,44\text{nm}$  para um sinal modulante de  $4 V_{pp}$ . A Tabela 4.2 apresenta os valores experimentais necessários para a caracterização do modulador de comprimento de onda usado por [33]. Na primeira coluna, é mostrada a tensão de pico utilizada no gerador de sinais e, na segunda, é mostrada a amplitude de modulação com base nas medidas feitas no *OSA* usando o método acima.

Tabela 1 - Caracterização do modulador de comprimento de onda.

Amplitude do sinal modulante ( $V_{pp}$ )	Valor de $A_m$ medido (nm)
0	0
2,0	0,22
2,5	0,30
3,0	0,35
3,5	0,39
4,0	0,44
4,5	0,48

A partir da caracterização representada pela Tabela 1, são mostrados os valores de amplitude do sinal modulante em relação a amplitude de modulação do modulador de comprimento de onda ( $A_m$ ). É possível constatar o comportamento linear do aumento de  $A_m$  em relação à amplitude do sinal modulante. A Figura 4.8 apresenta, graficamente, a variação da amplitude de modulação de comprimento de onda em função da tensão do sinal modulante.

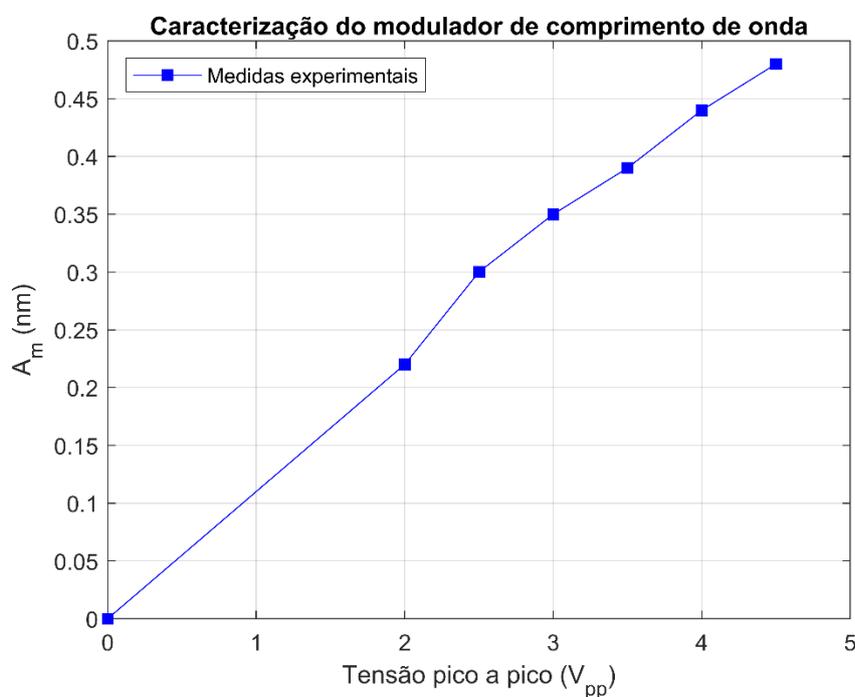


Figura 4.8 - Variação da amplitude de modulação de comprimento de onda em função da tensão do sinal modulante aplicada[33].

## 4.4 Emulação do circuito ótico

Nesta seção serão apresentados os dispositivos que compõe o circuito de emulação para a interrogação do sensor baseado em LPG que será apresentado neste trabalho. É importante lembrar ao leitor que os dispositivos eletrônicos e óticos utilizados em bancada por [33]–[36], foram substituídos por um equipamento sendo o gerador de funções de ondas arbitrárias, onde substituirá toda a configuração experimental ótica usada em bancada para gerar o sinal elétrico na saída do fotodetector de maneira emulada.

Assim, para dar continuidade ao trabalho, optou-se por emular os sinais elétricos provenientes da parte ótica do *setup* experimental. Em outras palavras, um modelo matemático, baseado na Equação 3.18, foi usado para emular o sinal elétrico na saída do fotodetector da Figura 2.1.

### 4.4.1 Setup utilizado para o emulador

A configuração experimental utilizada para a interrogação do sensor baseado em LPG utilizado por [32]–[36], é dividida em duas etapas. A Figura 4.9(a) mostra *setup* experimental necessário para aplicar a técnica de interrogação aqui apresentada. Nota-se que na Figura 4.9(a), o *setup* experimental é formado por duas etapas. A Etapa 1 é predominantemente ótica, composta pela fonte ASE, circulador, modulador de comprimento de onda, gerador de sinais, sensor LPG e fotodetector. Ainda na Figura 4.9(a), a saída do fotodetector, que é um sinal elétrico, é repassado para a *Etapa 2*, que é um processo misto (eletrônico e numérico) com o objetivo de medir as componentes harmônicas do sinal vindo da Etapa 1 e aplicar o modelo de interrogação visto no Capítulo 3 na Seção 3.8. A Figura 4.9(b) também possui duas etapas. A *Etapa 1 de emulação* da Figura 4.9(b), é um processo predominantemente numérico que tem por objetivo emular o sinal elétrico gerado na *Etapa 1 experimental* da Figura 4.9(a). A *Etapa 1 de emulação* da Figura 4.9(b) entrega um sinal elétrico para a *Etapa 2* da Figura 4.9(b), sendo os procedimentos eletrônicos e numéricos desta *Etapa 2* coincidentes com aqueles mostrados na *Etapa 2* da Figura 4.9(a).

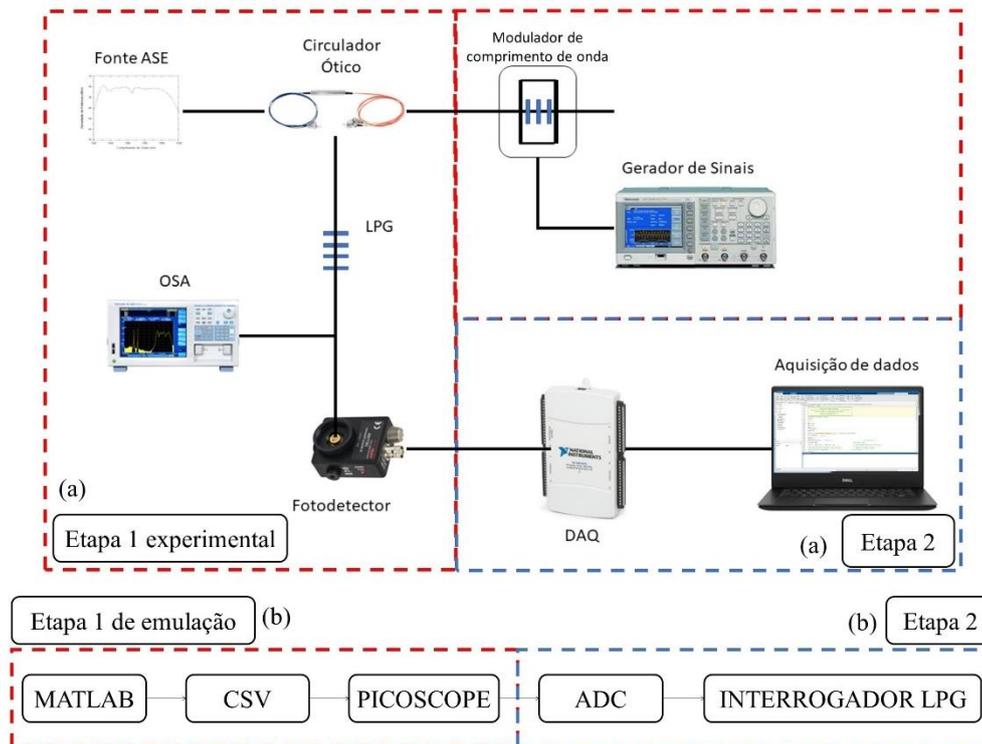


Figura 4.9 – (a) Setup experimental para interrogação do sensor óptico baseado em LPG. (b) Fluxo para a emulação da técnica de interrogação. Note que a Etapa 1 de emulação tem por objetivo gerar o sinal elétrico semelhante ao obtido na Etapa 1 experimental.

A partir da Figura 4.9(b), observa-se que a configuração fundamentada no Capítulo 2, é emulada aqui em duas etapas: a *Etapa 1 de emulação*, emula o sinal elétrico gerado pela *Etapa 1 experimental*. Essa *Etapa 1 de emulação*, é formada por um código-fonte, utilizando o software *Matlab*<sup>®</sup>, para que seja emulado o sinal elétrico obtido no fotodetector obtido na *Etapa 1 experimental*. Basicamente, esse código-fonte calcula o sinal elétrico conforme a Equação 3.18. Para isso, os valores dos parâmetros utilizados para gerar o sinal elétrico modulado são: comprimento de onda central do modulador ( $\lambda_c = 1540nm$ ), amplitude de modulação ( $A_m = 0.44nm$ ), frequência de modulação ( $f = 400Hz$  e  $1800Hz$ ) e a amplitude da distorção ( $A_d$ ) que varia de 1% a 3.35% de distorção. Adicionalmente, os parâmetros da banda de atenuação da LPG são inseridos no código ( $a = 0.01nm^{-1}$ ) e ( $m = 0.84$ ), juntamente com a potência da fonte ótica ( $V_0 = 0.31257$ ), e o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) centrado em  $1545nm$ . Para este último parâmetro, é importante lembrar que, para simular o sinal óptico demodulado que é detectado pelo fotodetector, é escolhido um valor de  $\lambda_r$  para, posteriormente, ser analisado com o valor obtido a partir do uso da técnica de interrogação do sinal elétrico emulado proposta neste trabalho. Para finalizar a *Etapa 1 de emulação*, é gerado um arquivo de extensão *CSV* (*Comma Separated*

*Value*), composto por valores calculados pela Equação 3.18. Este arquivo é então carregado em um gerador de funções AWG (*Arbitrary Waveform Generator*) da *PicoScope*<sup>®</sup> 5000 *Series*. O gerador de funções AWG, com o arquivo CSV citado anteriormente, gera um sinal elétrico que emula o sinal elétrico na saída do fotodetector da *Etapa 1 experimental*. O *PicoScope*<sup>®</sup> 5000 *Series* é um equipamento poderoso, possuindo, também, um osciloscópio integrado em sua interface de programação e, dessa forma, pode-se verificar se o sinal elétrico emulado possui a mesma amplitude, frequência e fase do sinal elétrico gerado pelo código em *Matlab*<sup>®</sup>, com base na Equação 3.18.

Após a inserção do arquivo CSV no *PicoScope*<sup>®</sup>, o sinal elétrico emulado passa a ser medido por um osciloscópio convencional que, neste caso, está integrado ao *PicoScope*<sup>®</sup>. Esse sinal elétrico é o sinal de entrada na *Etapa 2* da Figura 4.9 e conectado ao conversor analógico-digital. Para a aquisição desse sinal elétrico, foi produzido um código-fonte escrito em linguagem *Matlab*<sup>®</sup>. Por último, um código-fonte é criado para interrogar o sensor baseado em LPG. Para isso, tendo em vista o fluxograma da Figura 3.22, o sinal elétrico emulado é analisado espectralmente e aplicados os procedimentos descritos na Seção 3.7 que, por meio da análise da amplitude das componentes harmônicas, determina o valor do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ). A Figura 4.10 mostra a configuração experimental, que permite a emulação da *Etapa 1 experimental* da Figura 4.9, e que será utilizada para aplicar a técnica de interrogação do sensor baseado em LPG nesta dissertação.



Figura 4.10 - Novo modelo de configuração experimental para aquisição de dados da técnica de interrogação do sensor baseado em LPG.

## 4.4.2 Gerador de formas de onda arbitrária

A Figura 4.11 mostra o dispositivo que gera o sinal elétrico emulado na saída do fotodetector da *Etapa 1 experimental* da Figura 4.9. Trata-se de um gerador de formas de onda arbitrária, também conhecido como *Arbitrary Waveform Generator (AWG)*, modelo *PicoScope® 5000 Series*. Esse sinal elétrico é, então, detectado pelo conversor analógico-digital, conforme mostrado na Figura 2.20.



Figura 4.11 - Gerador de funções de ondas arbitrárias utilizado no experimento.

Este equipamento possui conectores tipo BNC para saída de sinais com impedância de 50 Ohms, capacidade de gerar sinais e analisador de espectro de até 200MHz. Possui a tecnologia *FlexRes*, que permite a reconfiguração do dispositivo para aumentar tanto a resolução que varia de 8 bits a 16bits, quanto a frequência de amostragem que pode chegar até 1 GS/s utilizando uma resolução de 8 bits e 62.5 MS/s utilizando uma resolução de 16 bits. Nesta seção, não serão descritos os demais dispositivos, tendo em vista, que já foram descritos no Capítulo 2.

## 4.5 Experimentos de validação da técnica de interrogação

Nesta seção, inicialmente, será caracterizada a LPG, com base nos trabalhos desenvolvidos por [33], [34]. É importante lembrar que a caracterização experimental da LPG não foi aqui realizada, uma vez que essa atividade coincidiu com o período pandêmico

de 2020 a 2021. Em seguida, será demonstrado o funcionamento de uma rotina em Matlab para emular o sinal elétrico na saída do fotodetector, conforme pode ser visto na *Etapa 1 experimental* da Figura 4.9(a). Na sequência, será feita a análise espectral do sinal elétrico emulado, para finalmente utilizar as amplitudes das componentes harmônicas para a interrogação do sensor, determinando o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ).

## 4.5.1 Caracterização da LPG

Para o entendimento da configuração experimental da técnica de interrogação, é necessário explorar o funcionamento de cada um dos elementos presentes no experimento. A caracterização do modulador de comprimento de onda foi feita na Seção 4.3 do Capítulo 4. A caracterização espectral da LPG será feita nesta Seção 4.5.1, analisando como a banda de atenuação da LPG se comporta quando esta é submersa em líquidos com diferentes índices de refração. É importante lembrar que nestas condições ocorre o deslocamento do comprimento de onda de ressonância para maiores ou menores valores comprimento de onda dependendo do índice de refração da solução ao qual o sensor é submerso. Os trabalhos desenvolvidos por [33]–[35] utilizam soluções compostas por diferentes percentagens de etileno glicol misturadas com água destiladas.

Após efetuar as misturas, um refratômetro de Abbe foi utilizado para medir o índice de refração de cada uma das concentrações de etileno glicol em água destilada. Uma configuração experimental montada por [33] e [34], sendo testada a sensibilidade da LPG ao índice de refração quando submersa em uma determinada solução. Uma fonte ASE conectada ao sensor LPG, que está submerso completamente em uma solução e, por fim, um analisador de espectro ótico para análise ótica do espectro de transmissão da LPG. A Figura 4.12 ilustra a configuração experimental utilizada para testes de soluções em etileno glicol.

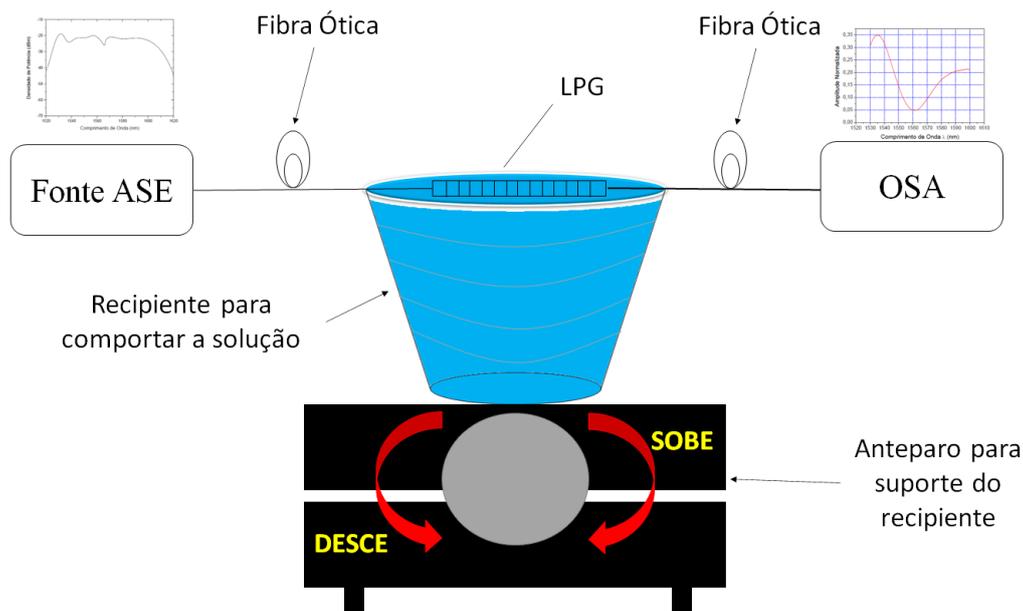


Figura 4.12 - Configuração experimental para teste de soluções de misturas de etileno glicol em água destilada [33].

A partir da configuração experimental da Figura 4.12, observa-se que é utilizada uma metodologia simples e prática capaz de testar as soluções com o mínimo de risco de alteração dos parâmetros extrínsecos da LPG tal como a tensão axial e a curvatura, os quais podem interferir nos resultados das medições. A Figura 4.13 mostra a caracterização do sensor LPG desenvolvido por [33]. A Tabela 2 mostra os percentuais das misturas de etileno glicol com água utilizadas no experimento.

**Tabela 2 - Diferentes concentrações de etileno glicol em água destilada e seus respectivos índices de refração.**

Soluções	Água Destilada (ml)	Etileno Glicol (ml)	Etileno Glicol em Água Destilada (%)	Índice de refração medido no Refratômetro
Água Destilada Pura	--	--	0	1.333
Solução 1	90	30	25	1.359
Solução 2	60	60	50	1.384
Solução 3	48	72	60	1.394
Solução 4	40	80	66.66	1.400
Solução 5	34	85	71.4	1.405
Solução 6	24	96	80	1.414
Etileno Glicol Puro	--	--	100	1.429

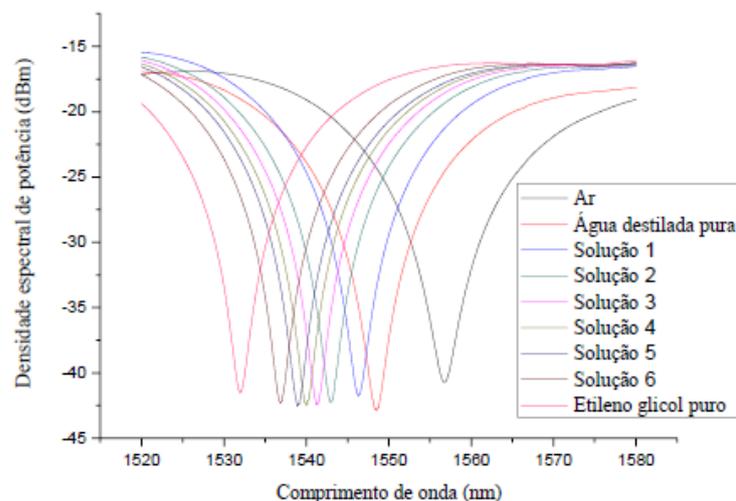


Figura 4.13 - Espectro de transmissão da banda de atenuação de uma LPG quando submersa em diferentes concentrações de etileno glicol em água destilada[33]. As diferentes soluções são descritas na Tabela 2.

Não é o objetivo deste trabalho analisar o comportamento e influência da banda de atenuação da LPG com as variações de índice de refração, limitando-se apenas à obtenção do valor do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ).

## 4.5.2 Rotina Matlab para emular o sinal elétrico

A fim de seguir a metodologia utilizada na Seção 3.8 do Capítulo 3, conforme Figura 3.22, que descreve o fluxo de procedimento para a interrogação do sensor baseado em LPG, foi criada uma rotina Matlab para representar cada um dos blocos de comandos. Em um primeiro momento, tem-se que o sinal elétrico emulado é o resultado de um código em Matlab que substitui/emula o sinal elétrico na saída do fotodetector, obtido em experimentos laboratoriais. Esse código em Matlab gera um arquivo em formato CSV, que é inserido no gerador de ondas arbitrárias (AWG), para que este, finalmente, gere um sinal elétrico. Este sinal elétrico pode ser visualizado através de um osciloscópio, que em nosso caso, está integrado ao equipamento *PicoScope*<sup>®</sup>. Lembrar que o equipamento *PicoScope* possui, simultaneamente, gerador de ondas arbitrárias e osciloscópio. É importante lembrar que a emulação do sinal elétrico é simplesmente a aplicação da Equação 3.18, que é a equação que modela a tensão do sinal elétrico na saída do fotodetector, considerando todos os parâmetros da LPG, do modulador de comprimento de onda e o meio no qual a LPG está submersa.

O arquivo *CSV* deverá representar o sinal elétrico durante um período de amostragem. Além disso, a taxa de amostragem deverá ser convenientemente escolhida de forma a permitir que todas as harmônicas importantes na análise espectral sejam amostradas. Então, tendo em vista o Período de Amostragem ( $L$ ) e a Taxa de Amostragem ( $F_s$ ) utilizada, o arquivo *CSV* conterá uma certa quantidade de pontos, que aqui chamaremos de  $N_p$ . A partir de experimentos realizados, foi fixado um valor de 8000 pontos, tendo em vista que, para este caso em particular, é utilizada uma frequência de 400Hz. Contudo, para evitar a instabilidade do sinal elétrico emulado, foi considerado um  $N_p = 7999$  pontos. Esta observação é importante, dado que o primeiro ponto e o último ponto do arquivo *CSV* do sinal elétrico emulado, podem possuir o mesmo valor e, com isso, alterando diretamente o valor da amplitude das componentes harmônicas. A relação sinal-ruído possui um valor, considerando outras variações de  $N_p$ , de aproximadamente 44.87dB, a depender do nível de distorção que, para este trabalho, será considerado um intervalo de 1% a 3.35%. A Equação 4.2 representa a relação entre os parâmetros de amostragem do sinal elétrico,

$$L = N \cdot \frac{1}{3f} \quad (4.2)$$

onde  $N$  representa o número de ciclos do sinal elétrico emulado e  $f$  representa a frequência de modulação. A fração  $1/3$  indica que este trabalho considerará uma amostragem do sinal elétrico emulado até o terceiro harmônico, bem como foi utilizado pela Expansão em Série de Taylor de terceira ordem, descrita no Capítulo 2. Em seguida, é calculado o Intervalo de Amostragem, que é o tempo entre dois pontos consecutivos da amostragem do sinal elétrico e presentes no arquivo *CSV*. O Intervalo de Amostragem, representado por  $\Delta T$ , para calcular o período de repetição ( $T_{AWG}$ ) e, logo em seguida, calcular a frequência de repetição ( $f_{AWG}$ ) que será configurada no *PicoScope*<sup>®</sup>. As equações 4.3, 4.4 e 4.5, representam, em sequência, os parâmetros citados anteriormente.

$$\Delta T = \frac{L}{N_p - 1} \quad (4.3)$$

$$T_{AWG} = L - \Delta T \quad (4.4)$$

$$f_{AWG} = \frac{1}{T_{AWG}} \quad (4.5)$$

A depender da posição relativa  $S$ , isto é, da diferença entre o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) e o comprimento de onda central do modulador de comprimento de onda ( $\lambda_c$ ), o nível DC ou *offset* do sinal elétrico emulado poderá variar. Contudo, o *PicoScope*<sup>®</sup> possui duas limitações intrínsecas que é o número de pontos (32768 pontos) inserido no gerador de forma de onda *AWG* e a amplitude que varia de  $\pm 1V$ . Deste modo, o nível DC do sinal elétrico emulado será retirado para que o sinal elétrico possa atender ao intervalo de amplitude estabelecido pelo dispositivo. Na prática, o sinal elétrico que sai do fotodetector, poderia ter o seu nível DC retirado por meio de um filtro passa-alta e sua amplitude controlada através de um amplificador de ganho controlado. Tendo um valor de amplitude muito pequeno, o sinal elétrico emulado, sem considerar o nível DC, é multiplicado por 0,8V de amplitude. Este sinal foi normalizado para que seja feita uma melhor quantização do sinal elétrico emulado, evitando saturação do *AWG*. A Figura 4.12 mostra o sinal elétrico inserido, por meio do arquivo *CSV*, no *AWG* para uma frequência de modulação de 400 Hz.

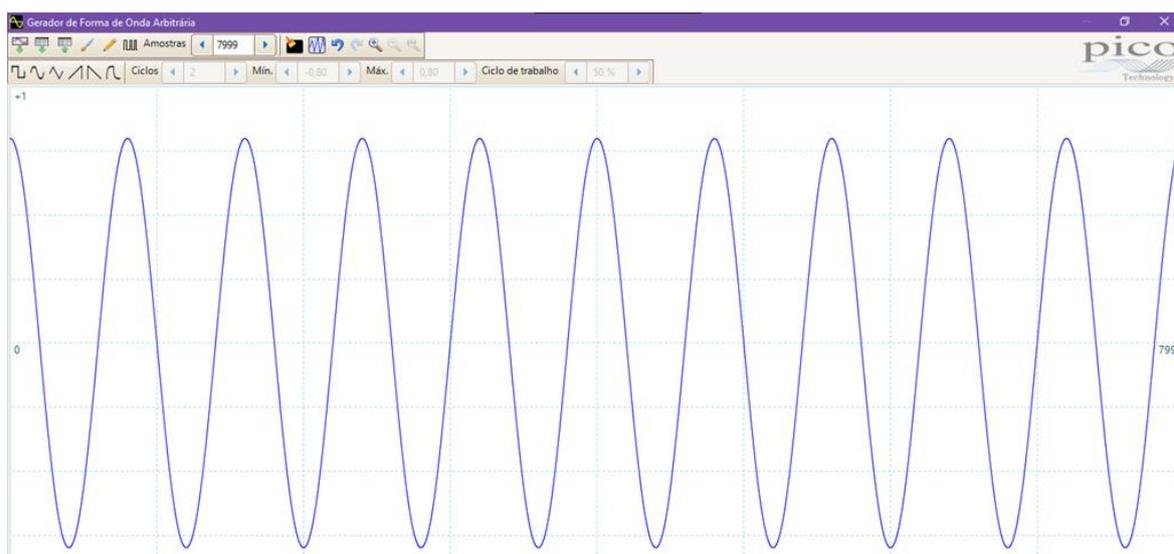


Figura 4.14 - Sinal elétrico gerado pelo *AWG*, após a inserção do arquivo *CSV* para uma frequência de modulação de 400Hz.

A Figura 4.15, a seguir, mostra o código-fonte utilizado para gerar o arquivo CSV do sinal elétrico emulado que será inserido no AWG do *PicoScope*<sup>®</sup>. Este código está dividido em seções, cuja sequência gera o sinal elétrico emulado. Perceber que a emulação do sinal elétrico em diferentes condições experimentais, é feita alterando os diferentes parâmetros nas seções mostradas na Figura 4.15. Por exemplo, podemos emular sinais elétricos em diferentes condições de distorções do modulador de comprimento de onda. Assim, na Figura 4.15, mostra o valor de distorção de 3.35% que foi particularmente usada em uma das simulações.

```

%% COMPRIMENTO DE ONDA DE REFLEXÃO DA FBG - SEÇÃO 1
Fs = 100000; % Frequência de Amostragem (Fs:100k)
f = 400; % Frequência de modulação
L = 7999; % Comprimento do canal
Ts = 1/(40*L); % Período de Amostragem
t = (0:L-1)*Ts; % Vetor tempo
W0 = 2*pi*f*t; % Frequência Angular
Lc = 1540; % Comprimento de Onda da FBG (nm)
Am = 0.44; % Amplitude de Modulação
d = 3.35; % Percentual de distorção (1% a 3.35%)
Ad = (Am*d)/100; % Amplitude de distorção do modulador
Mod_FBG = Lc + Am*cos(W0) + Ad*cos(2*W0); % Sinal modulado da FBG
%% CARACTERIZAÇÃO DA BANDA DE ATENUAÇÃO DA LPG - SEÇÃO 2
P0 = 0.31257; % Potência da fonte ótica
a = 0.01; % Largura de banda da banda de atenuação da LPG
m = 0.84; % Amplitude Normalizada
lbds = 1500:0.01:1580; % Variação de lambdas (S)
banda = P0*(1-m*exp(-a*(Lr-lbds).^2)); % Banda de atenuação da LPG
%% SINAL ELÉTRICO DEMODULADO DA LPG - SEÇÃO 3
signal_dem = P0*(1-m*exp(-a*(Lr-Mod_FBG).^2)); % Sinal demodulado da LPG
%% REMOVENDO O NÍVEL DC - SEÇÃO 4
vetor_sum = sum(signal_dem); % Somatório do sinal
level_DC = vetor_sum/length(signal_dem); % Obtenção do valor do nível DC do sinal
DC = signal_dem - level_DC; % Retirada do nível DC do sinal demodulado
%% NORMALIZAÇÃO DO SINAL DEMODULADO DA LPG - SEÇÃO 5
norm = (DC/max(abs(DC))*0.8); % Alteração do valor de amplitude do sinal demodulado

```

Figura 4.15 - Código-fonte do gerador do sinal elétrico emulado para 400Hz.

O método utilizado para criação de um arquivo CSV e suas respectivas equações, também é utilizado para a frequência de modulação de 1800Hz. Contudo, além da alteração da frequência de modulação, ocorre também a mudança de  $N_p$  para 12000 pontos e  $N = 90$  ciclos, obtendo uma relação sinal-ruído de 44.98dB. A Figura 4.16 a seguir, mostra o sinal elétrico para a frequência de modulação de 1800Hz. Tanto para a frequência de modulação de 400Hz quanto para de 1800Hz, foram realizados experimentos de emulação alterando o  $N$  e o  $N_p$ , sendo realizada uma comparação da relação sinal-ruído a fim de validar os valores citados anteriormente.

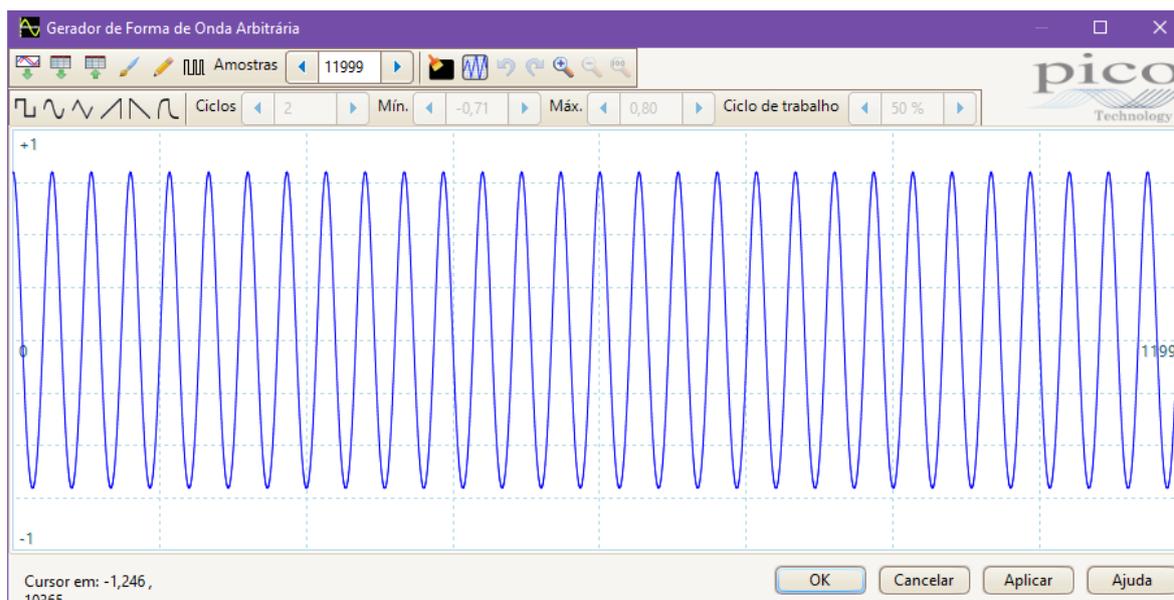


Figura 4.16 - Sinal elétrico gerado pelo AWG, após a inserção do arquivo CSV para uma frequência de modulação de 1800Hz.

A Tabela 3 mostra os experimentos de emulação realizados para a frequência de modulação 400Hz e a Tabela 4 apresenta os experimentos realizados para a frequência de modulação 1800Hz. Observa-se que, a partir das Tabela 3 e Tabela 4, a escolha do parâmetro  $N$  foi feita considerando o maior valor obtido, em experimentos, da relação sinal-ruído. Por conseguinte, para a frequência de modulação de 400Hz, tem-se um valor de  $N = 30$  ciclos com uma relação sinal-ruído de 44,84 dB. Já para a frequência de modulação de 1800Hz, tem-se que  $N = 90$  ciclos obtendo um valor de relação sinal-ruído de 44,98 dB.

Tabela 3 – Resultados experimentais provenientes da emulação de 400Hz do sinal elétrico emulado e configuração do gerador de forma de onda arbitrária (AWG).

<b>Ciclos</b>	<b>Relação sinal-ruído (SNR)</b>	<b><math>T_{AWG}</math></b>	<b><math>f_{AWG}</math> (Hz)</b>
240	42,64	199 ms	5
180	43,46	149 ms	6,668
120	44,28	99 ms	10
60	44,57	49 ms	20
30	44,84	25 ms	40
18	44,78	15 ms	66,67
12	44,72	10ms	100

Tabela 4 - Resultados experimentais provenientes da emulação de 1800Hz do sinal elétrico emulado e configuração do gerador de forma de onda arbitrária (AWG)

Ciclos	Relação sinal-ruído (SNR)	$T_{AWG}$	$f_{AWG}$ (Hz)
270	42,15	49,99 ms	20
180	43,55	33,33 ms	30
90	44,98	16,66ms	60
60	44,90	11,1 ms	90
30	44,69	5,55 ms	180
18	44,74	3,33 ms	300
12	44,76	2,22 ms	450

A *Etapa 1 de emulação*, destacada em vermelho da Figura 4.9(b), é finalizada com o processo de geração do sinal elétrico na saída do AWG. A seguir, na próxima Seção, serão mostrados os procedimentos feitos na *Etapa 2 de emulação* da Figura 4.9(b), ou seja, será feita a conversão analógica-digital do sinal elétrico emulado proveniente do *PicoScope*<sup>®</sup>, para que sejam realizadas as análises espectrais do sinal elétrico emulado.

### 4.5.3 Análise espectral do sinal elétrico emulado

Após a emulação do sinal elétrico, que é o objetivo da *Etapa 1 de emulação* da Figura 4.9, é efetuada a aquisição de dados do sinal elétrico, para que sejam obtidos os valores de amplitudes das componentes harmônicas. A obtenção das componentes harmônicas é o início dos procedimentos da *Etapa 2* da Figura 4.9, e que é feito basicamente por um conversor analógico-digital e uma rotina numérica de FFT. Em seguida, a amplitude das componentes harmônicas é utilizada para realizar a interrogação do sensor e obter o valor do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ). O conversor analógico-digital utilizado neste trabalho é o *DAQ NI USB – 6216* da *National Instruments*<sup>®</sup>, sendo detalhadamente descrito na Seção 2.5.7. O sinal elétrico emulado para a frequência de modulação de 400Hz e para a frequência de modulação de 1800Hz que é detectado pelo DAQ, são mostrados na Figura 4.17.

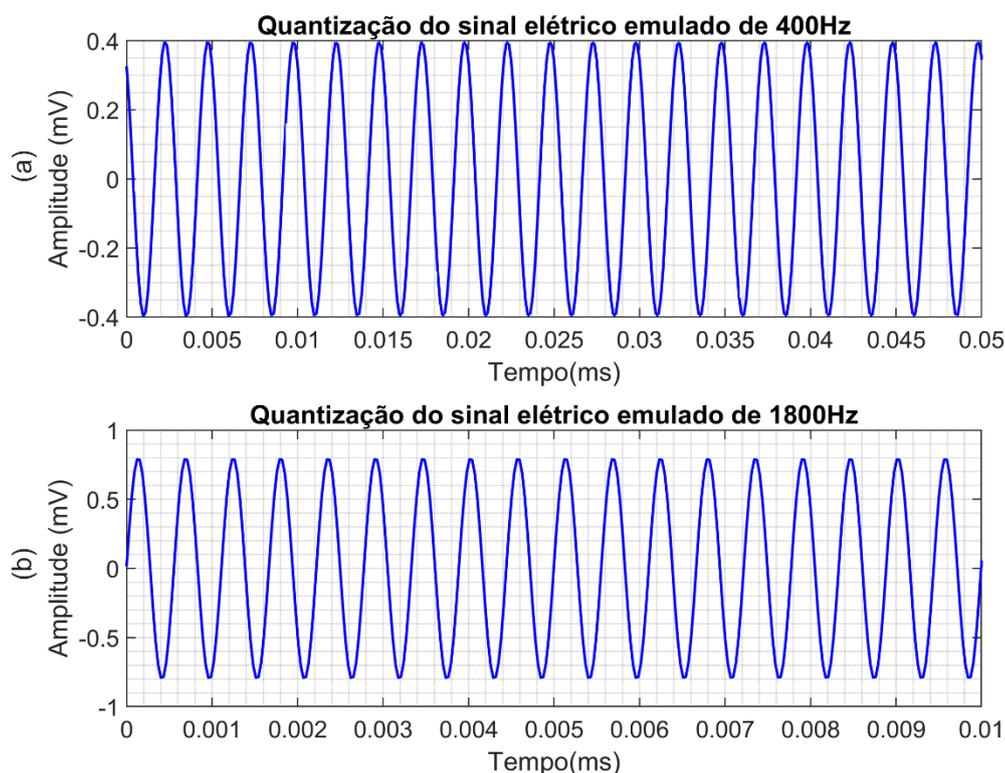


Figura 4.17 - (a) Sinal elétrico emulado após ser quantizado pelo conversor analógico-digital para uma frequência de 400Hz; (b) Sinal elétrico emulado após ser quantizado pelo conversor analógico-digital para uma frequência de 1800Hz.

Para que o sinal elétrico emulado da Figura 4.17(a) e Figura 4.17(b) fossem perfeitamente amostrados, foi utilizado o teorema de *Nyquist*, que relaciona a Frequência de Amostragem e a maior frequência amostrada dos sinais medidos. Ou seja, a frequência de amostragem deve ser maior que duas vezes a maior frequência a ser medida. Caso essa condição não seja respeitada, ocorrerá o *aliasing* do sinal elétrico emulado e, com isso, ocasionando em imprecisões no valor das amplitudes das componentes harmônicas. Desta forma, foi utilizada uma frequência de amostragem, considerando uma frequência de modulação de 400Hz, de 7200 sps (*samples per seconds*). Para uma frequência de modulação utilizando 1800Hz, é utilizada uma frequência de amostragem de 32400 sps.

Logo após efetuar a conversão analógico-digital, é realizada a Transformada Rápida de Fourier (*FFT – Fast Fourier Transform*) para que se possa determinar os valores de amplitude das componentes harmônicas e a fase do segundo harmônico do sinal elétrico emulado. Lembrar que conforme o fluxograma mostrado na Seção 3.8, a fase do segundo harmônico é um parâmetro de decisão para o cálculo do comprimento de onda de ressonância

da LPG ( $\lambda_r$ ). Para fins validação dos procedimentos de interrogação do sensor baseado em LPG aqui apresentados, a emulação do sinal elétrico será feita considerando um valor de  $\lambda_c = 1540nm$  para o comprimento de onda central do modulador de comprimento de onda, e de  $\lambda_r = 1545nm$ , para o comprimento de onda de ressonância da LPG e ainda considerando uma distorção de 1% no modulador de comprimento de onda. É importante perceber aqui que, esse sinal elétrico emulado, deverá ser submetido ao procedimento de interrogação da *Etapa 2* da Figura 4.9, o qual deverá obter como resposta o comprimento de onda de ressonância usado na emulação, ou seja,  $\lambda_r = 1545nm$ . A Figura 4.18 mostra a análise espectral das componentes harmônicas oriundas da aquisição de dados do sinal elétrico emulado, nas condições acima mencionadas.

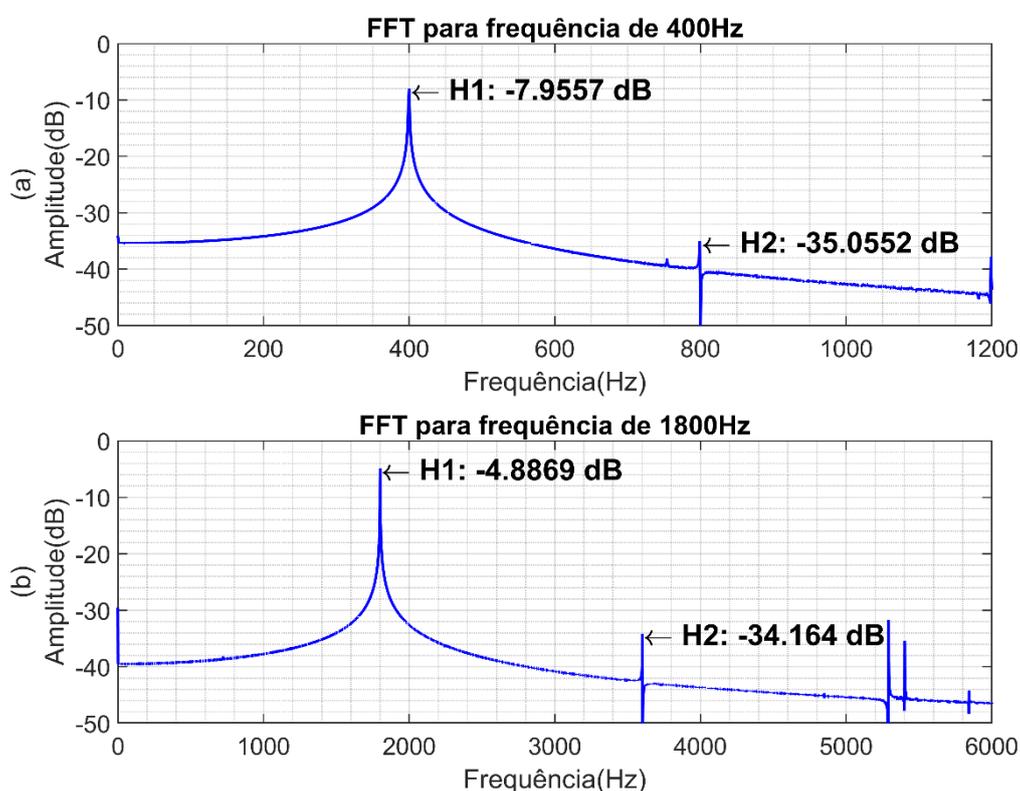


Figura 4.18 – Transformada Rápida de Fourier do sinal elétrico emulado considerando frequência de modulação de (a) 400Hz e (b) 1800Hz.

A partir da Figura 4.18, é obtido os valores de amplitude das componentes harmônicas presentes no sinal elétrico emulado. Como dito anteriormente, este trabalho considerará os valores das duas primeiras componentes harmônicas que são, respectivamente, representadas por  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ . Uma rotina Matlab foi criada para obter, de

forma automatizada, os valores experimentais das amplitudes de  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ , obtidas após o cálculo realizado pela FFT sobre o sinal elétrico emulado. Além disso, essa rotina em Matlab deve calcular a relação experimental entre estas componentes ( $H_{ex}$ ) e obter o valor da fase de  $H_2^{ex}$ . Lembrar que é  $H_{ex}$  usado no procedimento descrito no Capítulo 3 e Equação 3.40 para a interrogação do sensor baseado em LPG. Esta rotina é mostrada na Figura 4.19 abaixo.

```

%% TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER
Y = fft(DAQ); % FFT
P = abs(Y/L); % Valor absoluto da FFT
P1 = P(1:L/2+1); % Manipulação de Variáveis
P1(:,2:end-1) = 2*P1(:,2:end-1); % Manipulação de Variáveis
freq = length(DAQ)*(0:(L/2))/L; % Vetor frequência

%% OBTENÇÃO DA FASE
fase0 = angle(Y); % Cálculo da fase
fase1 = fase0/L; % Normalização da fase
indice_H1 = ceil((((Fs/2)*f)/(Fs/2)); % Cálculo para encontrar o índice de H1
indice_H2 = indice_H1*2; % Cálculo para encontrar o índice de H2

%% EXTRAÇÃO DOS VALORES DE AMPLITUDE DOS HARMÔNICOS
H1 = abs(P1(indice_H1+1)); % Primeiro harmônico
H2 = abs(P1(indice_H2)); % Segundo harmônico
H = H1/H2; % Relação entre os harmônicos
H1 = round(10*log10(H1),4); % Conversão para dB de H1
H2 = round(10*log10(H2),4); % Conversão para dB de H2

```

Figura 4.19 – Código-fonte para calcular a FFT, fase e obtenção dos valores de amplitude das componentes harmônicas.

A Figura 4.19 mostra a rotina Matlab para determinar o valor da fase e das amplitudes das componentes harmônicas presentes no sinal elétrico emulado. Após a obtenção de tais valores, o próximo procedimento da *Etapa 2* da Figura 4.9, é a obtenção do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) por meio do formalismo já mostrado no Capítulo 3 a partir da Equação 3.40 e mostrado no fluxograma da Seção 3.8.

## 4.5.4 Interrogação do sinal elétrico emulado

Os parâmetros obtidos a partir dos experimentos realizados por [33] e [34], serão inseridos no código para que seja feita a análise do sinal elétrico emulado, tais como a amplitude de modulação ( $A_m$ ), a largura espectral da banda de atenuação da LPG ( $a$ ), a amplitude de distorção presente no modulador ( $A_d$ ) e o comprimento de onda central do modulador ( $\lambda_c$ ). Da mesma maneira, serão calculados os termos polinomiais ( $K_{ij}$ ), conforme

Equação 3.34b, descritos na Seção 3.7 do Capítulo 3. Em seguida, calculam-se os coeficientes A, B e C, conforme Equação 3.42, para, então, substituí-los na Equação do segundo grau, dada pela Equação 3.41. Um código em Matlab foi criado para realizar os cálculos matemáticos dos termos polinomiais ( $K_{ij}$ ) e, posteriormente, dos coeficientes (A, B e C) como é mostrado na Figura 4.20.

```
%% VARIÁVEIS EXTERNAS PARA CÁLCULO DO LAMBDA DA LPG
Am = 0.44; % Amplitude de modulação
a = 0.01; % Largura espectral
d = 1; % Porcentagem de distorção
Ad = (Am*d)/100; % Amplitude de distorção
Lc = 1540; % Comprimento de onda de reflexão da FBG

%% CÁLCULO DOS COEFICIENTES
k12 = -4*Ad.*a.*Am; % Termos polinomiais
k11 = -4.*Am+6*a.*Ad.^2.*Am+3*a.*Am.^3; % Termos polinomiais
k10 = 2*Ad.*Am; % Termos polinomiais

k23 = -2*a^2*Ad.^3-4*a^2*Ad.*Am.^2; % Termos polinomiais
k22 = -2*a*Am.^2; % Termos polinomiais
k21 = -4*Ad+3*a*Ad.^3+6*a*Ad.*Am.^2; % Termos polinomiais
k20 = Am.^2 ; % Termos polinomiais

A = k22.*H-k12; % Cálculo dos coeficientes
B = k21.*H-k11; % Cálculo dos coeficientes
C = k20.*H-k10; % Cálculo dos coeficientes
```

Figura 4.20 – Algoritmo de inserção de dados externos e cálculo dos termos polinomiais e coeficientes.

Como é visto na Figura 4.20, é criado um algoritmo para que sejam calculados os coeficientes que serão inseridos e/ou substituídos na equação do segundo grau, conforme Equação 3.41. Lembrando que a Equação 3.41 nos fornece os valores de S, que são as soluções matemáticas para a interrogação do sensor. Os valores dos termos polinomiais e coeficientes calculados serão substituídos na Equação de Bhaskara, conforme Equação 3.43, para determinar as duas soluções matemáticas do modelo da técnica de interrogação. Este trabalho considerará apenas duas soluções do modelo matemático proposto no Capítulo 3, considerando a redução da quantidade de soluções de três para duas, sendo realizada uma simplificação dos procedimentos de decisão de escolha da solução correta.

Por fim, é realizada a última etapa do processo de interrogação do sinal elétrico emulado para determinar o parâmetro de mérito deste trabalho, que é o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ). Para isso, serão calculados os valores das duas soluções matemáticas denominadas de  $S_1$  e  $S_2$ , por meio da Equação de Bhaskara, conforme Equação

3.43. Para escolher qual destas soluções é a solução física da interrogação, usa-se a fase de  $H_2^{ex}$ , conforme citado na Seção 3.8. Caso a fase tenha um valor positivo, a solução matemática da interrogação será a solução  $S_1$ , e caso o valor da fase seja negativo, a solução matemática da interrogação será  $S_2$ . Em ambos os casos, o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) é calculado por meio da Equação 3.11, ou seja,  $\lambda_r = S_{1,2} + \lambda_c$ . A Figura 4.21 mostra o algoritmo a escolha da solução física da interrogação do sensor e, conseqüentemente, a determinação de  $\lambda_r$ .

```

%% INTERROGAÇÃO PARA DETERMINAR O COMPRIMENTO DE ONDA DA LPG
S1 = (-B + sqrt(B^2 - 4*A*C))/(2*A);    % Raiz dos coeficientes
S2 = (-B - sqrt(B^2 - 4*A*C))/(2*A);    % Raiz dos coeficientes

fase_H2 = rad2deg(fase1(indice_H2));    % Fase do segundo harmônico

if fase_H2 > 0                            % Condicional
    Lr = S1 + Lc;                          % Comprimento de onda da LPG
else                                       % Condicional
    Lr = S2 + Lc;                          % Comprimento de onda da LPG
end                                       % Fim da condicional

```

Figura 4.21 – Algoritmo para a escolha da solução física da interrogação do sensor e determinação do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ).

Para fins didáticos, foi desenvolvido um aplicativo para que houvesse uma melhor visualização gráfica e a clara leitura dos valores das amplitudes das componentes harmônicas. O comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), obtido a partir da interrogação do sinal elétrico emulado, também é mostrado. A Figura 4.22 mostra o aplicativo desenvolvido que, a partir de um único clique, determina o valor do comprimento de onda de ressonância da LPG.

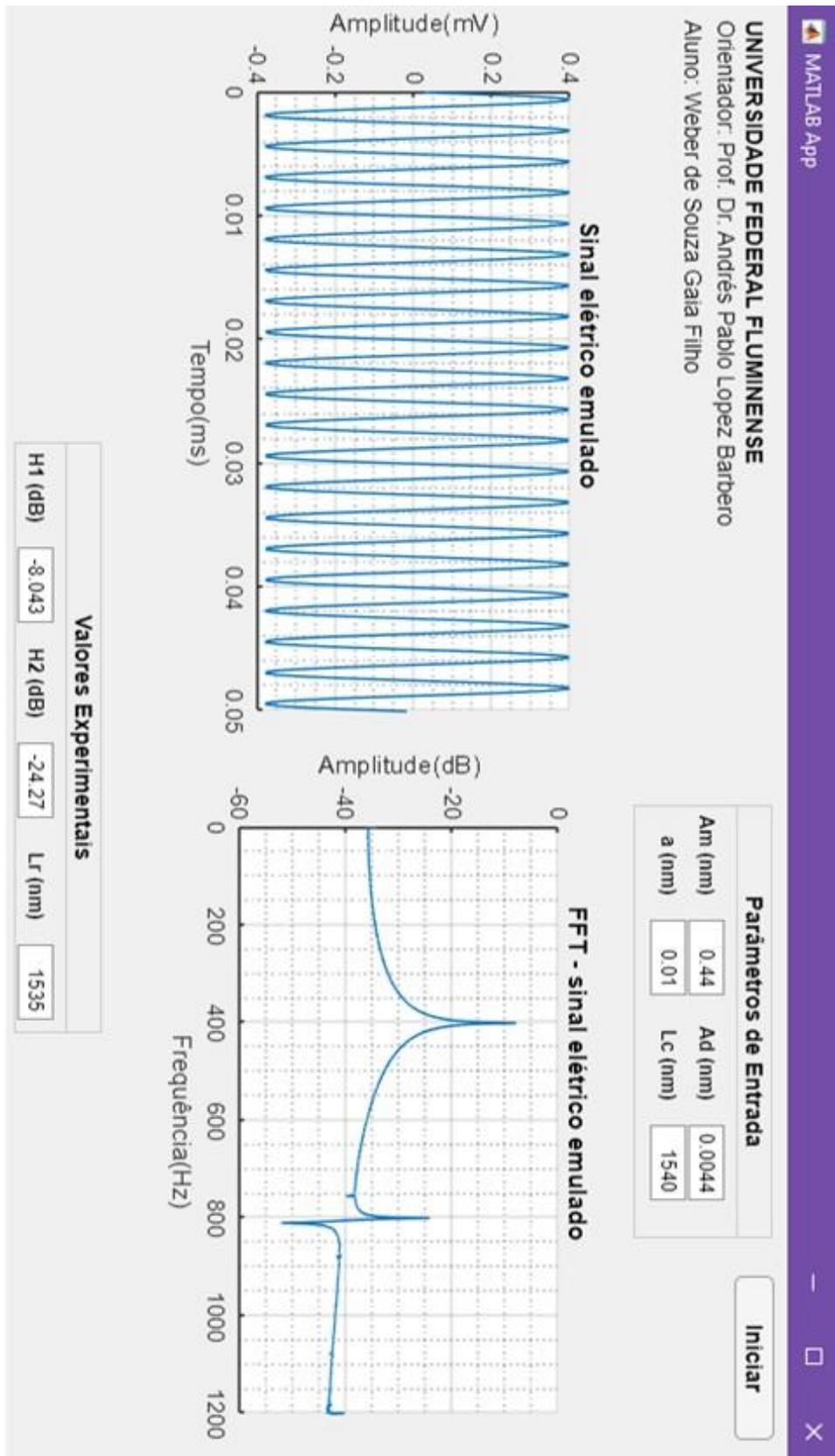


Figura 4.22 - Aplicativo desenvolvido para interrogar o sinal elétrico emulado.

## Capítulo 5 – Resultados e discussões

No presente capítulo, serão apresentados os resultados experimentais obtidos a partir do uso da técnica de interrogação propostos nesta dissertação. O procedimento inicia-se com a obtenção do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), seguindo a técnica de interrogação apresentada nos capítulos anteriores e sintetizada por meio do fluxograma da Seção 3.8. Devido a distorção no modulador, será emulado um sinal com diversos valores de distorção no intervalo de 1% a 3.35%. Em seguida, a relação sinal-ruído é calculada para comparar a influência da distorção à medida em que aumenta o seu valor.

### 5.1 Medidas experimentais e análise de resultados

Para realizar as medidas experimentais, primeiramente, ajustaram-se todos os parâmetros de modulação de comprimento de onda, conforme visto na Seção 4.5.2. Os parâmetros da portadora ótica modulada em comprimento de onda são: frequência de modulação ( $f = 400\text{Hz}$  e  $1800\text{Hz}$ ), que são as duas frequências de modulação utilizada nos experimentos; a distorção  $d = 1\%$  a  $3.35\%$ ; a amplitude de modulação  $A_m = 0.44\text{nm}$ ; e a amplitude de distorção  $A_d = 0,0044\text{nm}$ ,  $0,0088\text{nm}$ ,  $0,0132\text{nm}$  e  $0,01474\text{nm}$ . A emulação do experimento considera que a portadora ótica proveniente do modulador de comprimento de onda, cujo comprimento de onda central ( $\lambda_c$ ) é, então, injetada na LPG. O sinal ótico na saída da LPG, considera-se detectado pelo fotodetector gerando um sinal elétrico. O procedimento acima foi anteriormente descrito e representado por meio da Figura 4.9, tendo sido denominado *Etapa 1 experimental*. Na emulação, o sinal elétrico foi gerado por meio de um código em Matlab e um AWG, conforme foi mostrado na Figura 4.10, no procedimento denominado de *Etapa 1 de emulação*. Esse sinal elétrico amostrado, em nossa emulação, gera um arquivo CSV com os valores referentes ao sinal elétrico na saída do fotodetector da *Etapa 1 experimental*. Esse arquivo CSV é inserido no *PicoScope*<sup>®</sup> que está conectado em um conversor A/D que transfere os dados convertidos para o *Matlab*<sup>®</sup>, a fim de realizar os cálculos matemáticos para usar a técnica de interrogação. Na sequência e conforme visto na Figura 4.9 e Figura 4.10, o sinal elétrico é amostrado através de um conversor analógico digital para processamento matemático, que segue o fluxograma da Seção 3.8. Com o auxílio de uma rotina no *Matlab*<sup>®</sup>, então efetua-se a análise harmônica do sinal elétrico emulado, comparando o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ )

teórico usado para gerar o sinal elétrico, com o obtido por meio do processo de interrogação, sendo calculados os erros absolutos e relativos. A Tabela 5 mostra os resultados obtidos, para a frequência de modulação de 400 Hz, do processo de emulação da técnica de interrogação considerando uma distorção de 1% e 2% e a Tabela 6 mostra os resultados obtidos considerando distorção de 3% e 3.35%. Nestas tabelas, o  $\lambda_r$  teórico é o comprimento de onda de ressonância usado no procedimento de geração do sinal elétrico, conforme foi descrito na Figura 4.10, no procedimento denominado de *Etapa 1 de emulação*. Já o  $\lambda_r$  experimental é a resposta da interrogação do sensor ótico por meio do fluxograma mostrado na Seção 3.8. O erro absoluto é a diferença entre os dois valores e o erro relativo é a relação percentual entre o erro absoluto entre  $\lambda_r$  teórico.

**Tabela 5 - Resultado experimentais obtidos utilizando uma frequência de modulação de 400Hz com valores de distorção de 1% e 2%.**

<b>DISTORÇÃO: 1%</b>				<b>DISTORÇÃO: 2%</b>			
$\lambda_r$ teórico	$\lambda_r$ experimental	Erro abs. (nm)	Erro rel. (%)	$\lambda_r$ teórico	$\lambda_r$ experimental	Erro abs. (nm)	Erro rel. (%)
1530	1530,8056	0,8056	0,0527	<b>1530</b>	1530,5275	0,5275	0,0345
1531	1531,3705	0,3705	0,0242	<b>1531</b>	1531,6169	0,6169	0,0403
1532	1532,3955	0,3955	0,0258	<b>1532</b>	1532,5871	0,5871	0,0383
1533	1533,0827	0,0827	0,0054	<b>1533</b>	1533,5990	0,5990	0,0391
1534	1534,1652	0,1652	0,0108	<b>1534</b>	1534,5800	0,5800	0,0378
1535	1535,4090	0,4089	0,0266	<b>1535</b>	1535,3220	0,3220	0,0210
1545	1545,4788	0,4788	0,0310	<b>1545</b>	1545,1895	0,1895	0,0123
1546	1546,1799	0,1799	0,0116	<b>1546</b>	1546,3884	0,3884	0,0251
1547	1547,2848	0,2848	0,0184	<b>1547</b>	1547,1725	0,1725	0,0112
1548	1548,4206	0,4206	0,0272	<b>1548</b>	1548,3506	0,3506	0,0226
1549	1549,2128	0,2128	0,0137	<b>1549</b>	1549,8552	0,8552	0,0552
1550	1550,0733	0,0733	0,0047	<b>1550</b>	1550,5336	0,5336	0,0344

Tabela 6 - Resultado experimentais obtidos utilizando uma frequência de modulação de 400Hz com valores de distorção de 3% e 3.35%.

DISTORÇÃO: 3%				DISTORÇÃO: 3.35%			
$\lambda_r$ teórico	$\lambda_r$ experimental	Erro abs. (nm)	Erro rel. (%)	$\lambda_r$ teórico	$\lambda_r$ experimental	Erro abs. (nm)	Erro rel. (%)
1530	1530,4263	0,4263	0,0279	1530	1530,4807	0,4807	0,0314
1531	1530,4263	0,5737	0,0375	1531	1531,9271	0,9271	0,0606
1532	1532,8367	0,8367	0,0546	1532	1532,8766	0,8766	0,0572
1533	1533,8144	0,8144	0,0531	1533	1533,5537	0,5537	0,0361
1534	1534,4718	0,4718	0,0308	1534	1534,5292	0,5292	0,0345
1535	1535,6350	0,6350	0,0414	1535	1535,4938	0,4938	0,0322
1545	1545,0975	0,0975	0,0063	1545	1545,1506	0,1506	0,0097
1546	1546,5298	0,5298	0,0343	1546	1546,2959	0,2959	0,0191
1547	1547,3968	0,3968	0,0256	1547	1547,8464	0,8464	0,0547
1548	1548,9925	0,9925	0,0641	1548	1548,6381	0,6381	0,0412
1549	1549,6671	0,6671	0,0431	1549	1549,7708	0,7708	0,0498
1550	1550,8255	0,8255	0,0533	1550	1550,9668	0,9668	0,0624

As tabelas 5 e 6 mostram os comprimentos de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), aqui chamado de  $\lambda_r$  experimental, obtidos a partir do uso da técnica de interrogação do sinal elétrico emulado. Nota-se que o percentual referente ao erro relativo, é menor do que 0,1%, independentemente da variação do valor da distorção aplicada no sinal elétrico emulado. O cálculo dos erros absoluto, dado em nm, e relativo, dado em porcentagem, também foram calculados para verificar se o processo de interrogação mostra consistência, provando que foi feito de maneira correta. A Figura 5.1 mostra, graficamente, a análise espectral realizada para a medida dos valores das amplitudes das componentes harmônicas  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$  e, em vermelho, o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) obtido após a interrogação do sinal elétrico emulado. Para obtenção dos resultados da Figura 5.1, o sinal elétrico foi gerado pelo procedimento denominado de *Etapa 1 de emulação*, já descrito anteriormente, usando o  $\lambda_r$  teórico de 1535nm. Conforme já descrito no procedimento denominado *Etapa 2*, como é visto na Figura 4.9 e Figura 4.10, o sinal elétrico emulado foi amostrado usando o conversor A/D e processado pelo código em Matlab, obtendo as componentes harmônicas

$H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ . A simulação foi feita para quatro percentuais de distorção. O procedimento foi realizado para todos os  $\lambda_r$  teóricos constantes nas tabelas 4 e 5.

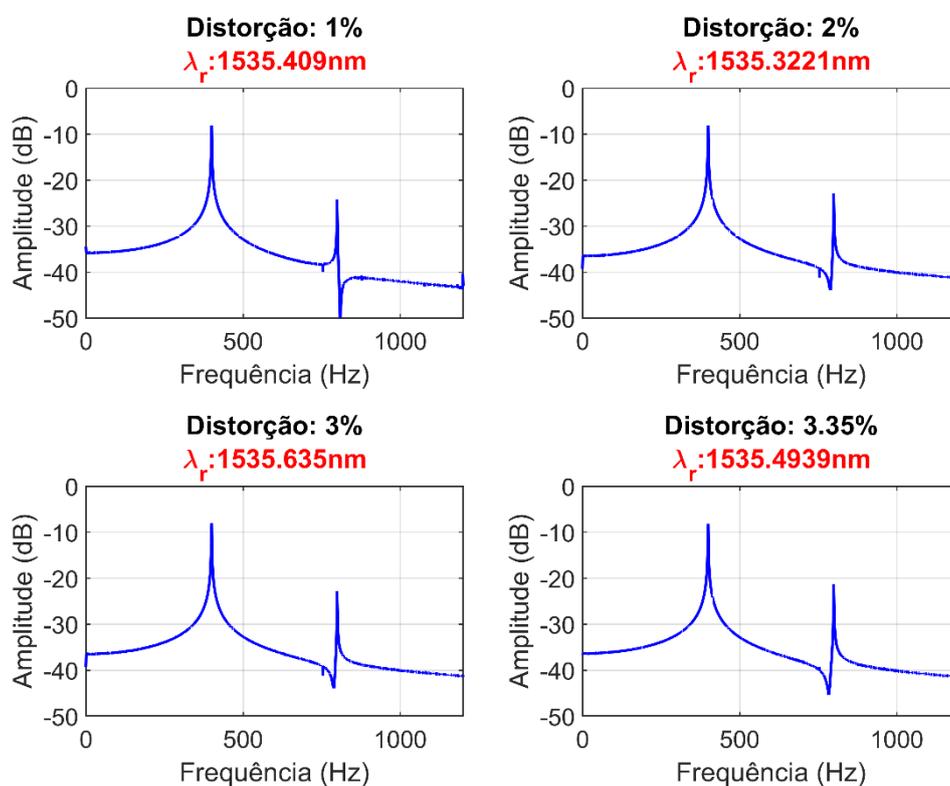


Figura 5.1 – Interrogação do sinal elétrico emulado para uma frequência de modulação de 400Hz variando a porcentagem do nível de distorção de 1% a 3.35% e considerando  $S > 0nm$ .

Na Figura 5.1, são obtidos os valores das amplitudes das componentes harmônicas do sinal elétrico emulado  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$  e, após isso, essas componentes são usadas no processo de interrogação ilustrado no fluxograma da Seção 3.8 para determinar o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), chamado de  $\lambda_r$  experimental nas tabelas 4 e 5, sendo este o parâmetro de mérito deste trabalho. Para este caso em particular, é considerado um valor de  $S > 0nm$ , ou seja, a demodulação do sinal elétrico emulado está ocorrendo na região à direita da banda de atenuação da LPG.

Analisando os trabalhos desenvolvidos por [33]–[35], foi colocado um analisador de espectro óptico na saída da LPG, conforme *setup* mostrado na Figura 2.1, onde observou-se um pico na banda de atenuação da LPG, que representa o comprimento de onda central do modulador. Para fins didáticos, foi criado um código em Matlab que pudesse substituir o

espectro ótico de reflexão observado pelo *OSA* nesses trabalhos, a fim de mostrar ao leitor de como seria este experimento na prática. A Figura 5.2, mostra a simulação do espectro ótico na saída da LPG, do setup experimental mostrado na Figura 2.1. O pico, em 1540 nm, representa o espectro de reflexão do modulador de comprimento de onda, o qual é demodulado pela LPG.

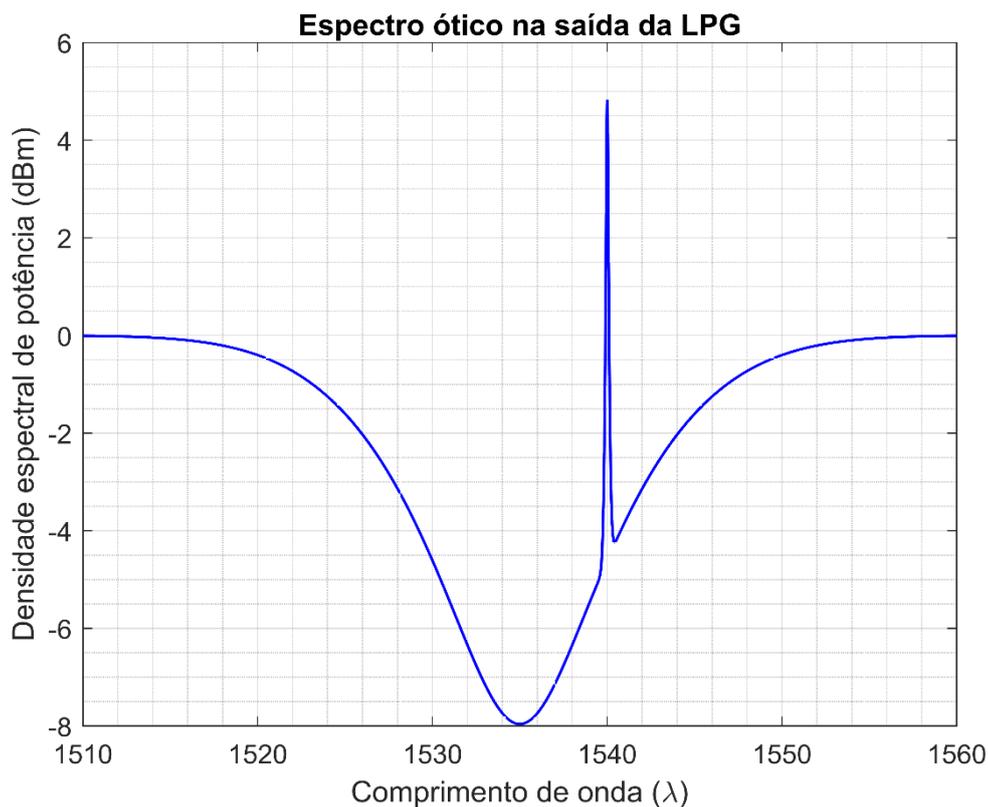


Figura 5.2 – Espectro ótico na saída da LPG, do setup da Figura 2.1, com a inserção do espectro de reflexão do comprimento de onda do modulador considerando  $\lambda_r = 1535\text{nm}$ .

De maneira análoga, é feita a análise considerando a diferença relativa para  $S < 0\text{nm}$ . Neste momento, a demodulação do sinal elétrico emulado passa a ocorrer na região à esquerda da banda de atenuação da LPG. A Figura 5.3 apresenta a análise espectral que, novamente, irá obter o valor das amplitudes das componentes harmônicas  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ .

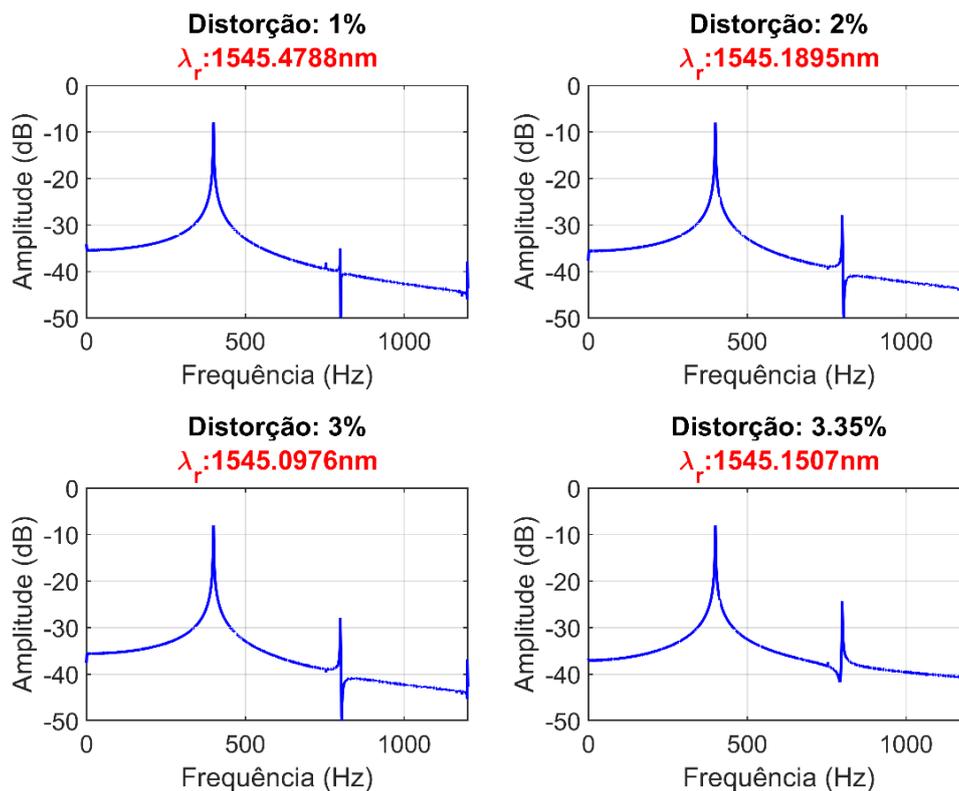


Figura 5.3 – Interrogação e análise espectral do sinal elétrico emulado para uma frequência de modulação de 400Hz variando a porcentagem do nível de distorção de 1% a 3.35% e considerando  $S < 0\text{nm}$ .

A partir da Figura 5.3, é utilizado o valor para  $\lambda_r$  teórico,  $\lambda_r = 1545\text{nm}$ , e após o uso da técnica de interrogação obtém-se, para uma distorção de 1%, o  $\lambda_r$  experimental com valor de 1545,47nm. Para a distorção de 2%, obteve-se o  $\lambda_r$  experimental igual a 1545,1895nm e para a distorção de 3% e 3.35%, obteve-se o  $\lambda_r$  experimental de 1545,09nm e 1545,15nm, respectivamente. Vale lembrar que este sinal elétrico emulado da *Etapa 1 de emulação* é similar ao sinal elétrico na saída do fotodetector da *Etapa 1 experimental*.

A partir de simulações numéricas, também é mostrado, para fins didáticos, como seria o espectro ótico da banda de atenuação da LPG obtido na prática, porém, dessa vez considera-se uma diferença relativa de  $S < 0\text{nm}$ , como é mostrada na Figura 5.4.

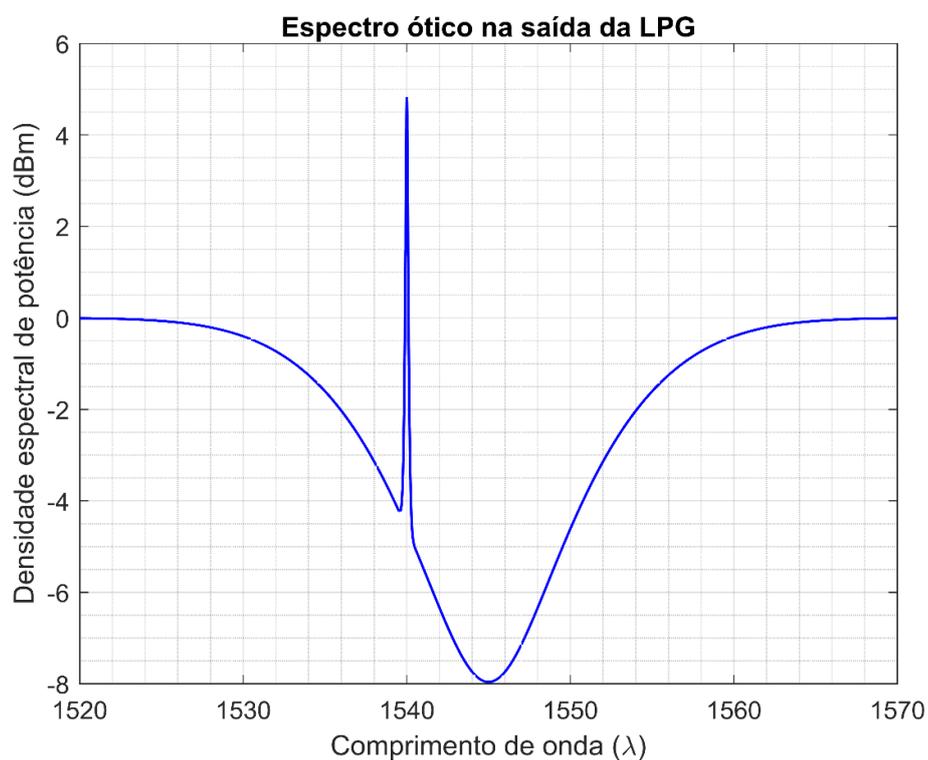


Figura 5.4 – Espectro óptico na saída da LPG com a inserção do espectro de reflexão do comprimento de onda do modulador considerando  $\lambda_r = 1545nm$ .

A Figura 5.4 mostra, para fins didáticos, como se observaria na prática, o espectro óptico de reflexão observado pelo *OSA* na saída da Figura 2.1. O pico, em  $1540nm$ , representa o espectro de reflexão do modulador de comprimento de onda, o qual é demodulado pela LPG. Similarmente, foi realizada a interrogação do sinal elétrico emulado utilizando uma frequência de modulação de  $1800Hz$  e, em seguida, efetuada a análise espectral das componentes harmônicas que compõem o sinal elétrico para determinar o valor do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), considerando  $S < 0nm$ , conforme a Figura 5.5.

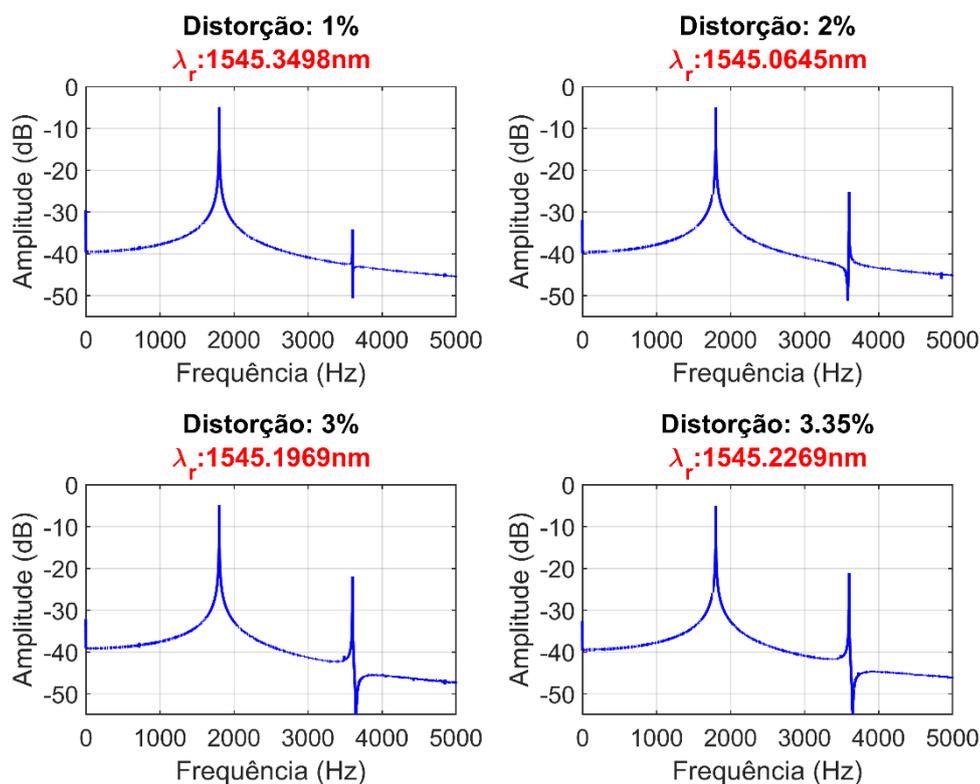


Figura 5.5 - Interrogação e análise espectral do sinal elétrico emulado para uma frequência de modulação de 1800Hz variando a porcentagem do nível de distorção de 1% a 3.35% considerando  $S < 0nm$ .

A Figura 5.5 apresenta a análise espectral realizada para a medida dos valores das amplitudes das componentes harmônicas  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$  e, destacado em vermelho, o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) obtido após a interrogação do sinal elétrico emulado. Para obter os resultados da Figura 5.5, tem-se que o sinal elétrico gerado pelo procedimento denominado de *Etapa 1 de emulação*, já descrito anteriormente, é usado um  $\lambda_r$  teórico de 1545nm. Este sinal elétrico foi amostrado utilizando um conversor A/D e processado em código Matlab, obtendo, assim, os valores das amplitudes das componentes harmônicas  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ . Este procedimento é denominado de *Etapa 2*, como é visto na Figura 4.9 e na Figura 4.10. Após a obtenção dos valores das amplitudes das componentes harmônicas, estes valores são utilizados no processo de interrogação ilustrado no fluxograma da Seção 3.8 para determinar o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), chamado de  $\lambda_r$  experimental. Para este caso específico, tem-se que  $S < 0nm$ , ou seja, a demodulação está ocorrendo na região à esquerda da banda de atenuação da LPG. Em seguida, na Figura 5.6, será utilizado o mesmo procedimento descrito anteriormente para a obtenção dos valores

das amplitudes das componentes harmônicas e, posteriormente, do comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), destacado em vermelho, após a interrogação.

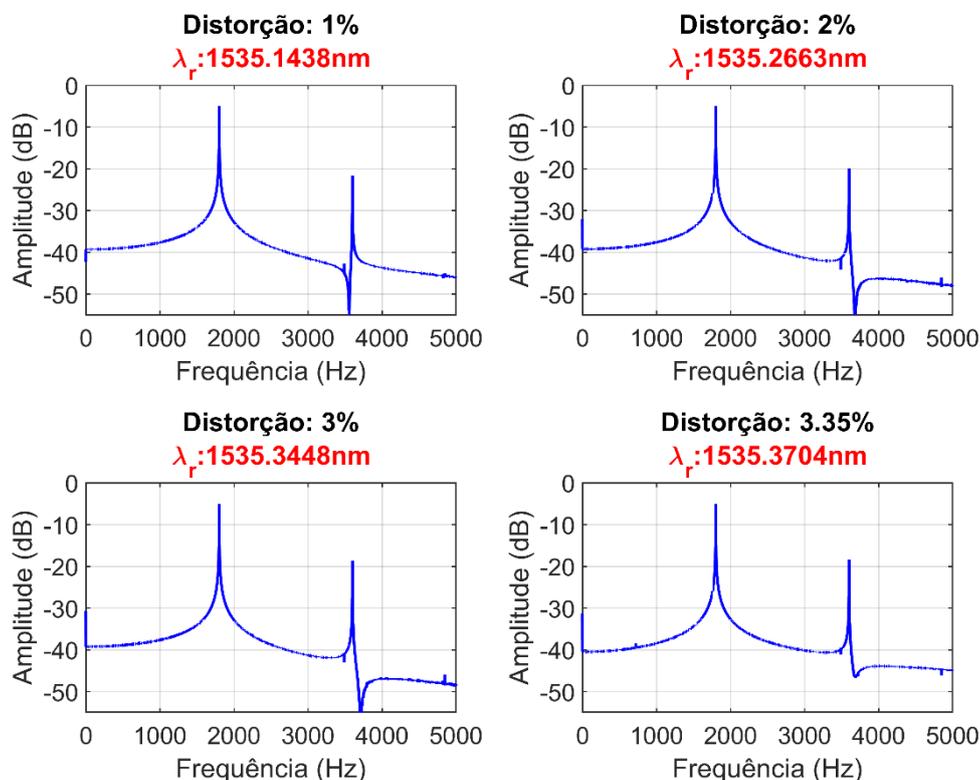


Figura 5.6 - Interrogação e análise espectral do sinal elétrico emulado para uma frequência de modulação de 1800Hz variando a porcentagem do nível de distorção de 1% a 3.35% considerando  $S > 0\text{nm}$ .

A partir da Figura 5.6, é utilizado o valor para  $\lambda_r$  teórico,  $\lambda_r = 1535\text{nm}$ , e após o uso da técnica de interrogação obtém-se, para uma distorção de 1%, o  $\lambda_r$  experimental com valor de 1535,14nm. Para a distorção de 2%, obteve-se o  $\lambda_r$  experimental igual a 1535,26nm e para a distorção de 3% e 3.35%, obteve-se o  $\lambda_r$  experimental de 1535,34nm e 1535,37nm, respectivamente. Vale lembrar que este sinal elétrico emulado da *Etapa 1 de emulação* é similar ao sinal elétrico na saída do fotodetector da *Etapa 1 experimental*.

Em experimentos laboratoriais, a partir dos trabalhos desenvolvidos por [32]–[36], tem-se que a portadora ótica proveniente do modulador de comprimento de onda, é transmitida para a LPG que o demodula através do seu espectro de transmissão. As componentes harmônicas presentes, tanto no sinal elétrico nos terminais do fotodetector, quanto no sinal elétrico obtido em emulação, são em função da característica não linear da banda de atenuação da LPG. O sinal ótico na saída da LPG é detectado pelo fotodetector,

gerando um sinal elétrico, denominado de *Etapa 1 experimental*. Na emulação, o sinal elétrico foi gerado por meio de um código em Matlab e um AWG, conforme foi mostrado na Figura 4.10, no procedimento denominado de *Etapa 1 de emulação*. Com o auxílio de uma rotina no Matlab®, então efetua-se a análise harmônica do sinal elétrico emulado, comparando o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) teórico usados para gerar o sinal elétrico, com o obtido por meio do processo de interrogação, sendo calculado os erros absolutos e relativos.

Identicamente, foi feito o uso da técnica de interrogação do sinal elétrico emulado, considerando uma frequência de modulação de 1800Hz, com o emprego de valores de distorção igual a 1%, 2%, 3% e 3.35%. A Tabela 7 apresenta os comprimentos de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ), presumindo os valores de distorção de 1% e 2%. Já a Tabela 8 apresenta os comprimentos de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ) para distorção de 3% e 3.35%. Nestas tabelas, o  $\lambda_r$  teórico é o comprimento de onda de ressonância usado no procedimento de geração do sinal elétrico, conforme foi descrito na Figura 4.10, no procedimento denominado de *Etapa 1 de emulação*. Já o  $\lambda_r$  experimental é a resposta da interrogação do sensor ótico por meio do fluxograma mostrado na Seção 3.8. O erro absoluto é a diferença entre os dois valores e o erro relativo é a relação percentual entre o erro absoluto entre  $\lambda_r$  teórico.

Tabela 7 - Resultados experimentais obtidos utilizando uma frequência de modulação de 1800Hz com valores de distorção de 1% e 2%.

DISTORÇÃO: 1%				DISTORÇÃO: 2%			
$\lambda_r$ teórico	$\lambda_r$ experimental	Erro abs. (nm)	Erro rel. (%)	$\lambda_r$ teórico	$\lambda_r$ experimental	Erro abs. (nm)	Erro rel. (%)
<b>1530</b>	1530,594	0,5937	0,0388	<b>1530</b>	1530,01	0,0099	0,0006
<b>1531</b>	1531,083	0,0829	0,0054	<b>1531</b>	1531,229	0,2290	0,0149
<b>1532</b>	1532,038	0,0383	0,0025	<b>1532</b>	1532,192	0,1915	0,0125
<b>1533</b>	1533,16	0,1604	0,0104	<b>1533</b>	1533,212	0,2119	0,0138
<b>1534</b>	1534,123	0,1233	0,0080	<b>1534</b>	1534,286	0,2860	0,0186
<b>1535</b>	1535,144	0,1438	0,0093	<b>1535</b>	1535,266	0,2662	0,0173
<b>1545</b>	1545,35	0,3498	0,0226	<b>1545</b>	1545,506	0,5064	0,0327
<b>1546</b>	1546,097	0,0973	0,0062	<b>1546</b>	1546,15	0,1498	0,0096
<b>1547</b>	1547,108	0,1080	0,0069	<b>1547</b>	1547,305	0,3045	0,0196
<b>1548</b>	1548,248	0,2476	0,0159	<b>1548</b>	1548,313	0,3133	0,0202
<b>1549</b>	1549,32	0,3203	0,0206	<b>1549</b>	1549,493	0,4933	0,0318
<b>1550</b>	1550,396	0,3959	0,02554	<b>1550</b>	1550,597	0,5970	0,0385

Tabela 8 - Resultado experimentais obtidos utilizando uma frequência de modulação de 1800Hz com valores de distorção de 3% e 3.35%.

DISTORÇÃO: 3%				DISTORÇÃO: 3.35%			
$\lambda_r$ teórico	$\lambda_r$ experimental	Erro abs. (nm)	Erro rel. (%)	$\lambda_r$ teórico	$\lambda_r$ experimental	Erro abs. (nm)	Erro rel. (%)
1530	1530,286	0,2858	0,0186	1530	1530,404	0,4041	0,0264
1531	1531,403	0,4027	0,0263	1531	1531,436	0,4355	0,0284
1532	1532,411	0,4109	0,0268	1532	1532,363	0,3633	0,0237
1533	1533,411	0,4113	0,0268	1533	1533,435	0,4348	0,0283
1534	1534,388	0,3879	0,0252	1534	1534,357	0,3569	0,0232
1535	1535,345	0,3448	0,0224	1535	1535,37	0,3704	0,0241
1545	1545,197	0,1969	0,0127	1545	1545,227	0,2269	0,0146
1546	1546,323	0,3234	0,0209	1546	1546,287	0,2870	0,0185
1547	1547,444	0,4436	0,0286	1547	1547,395	0,3949	0,0255
1548	1548,554	0,5537	0,0357	1548	1548,522	0,5224	0,0337
1549	1549,662	0,6616	0,0427	1549	1549,634	0,6342	0,0409
1550	1550,671	0,6709	0,0432	1550	1550,735	0,7351	0,0474

## 5.2 Relação sinal-ruído (SNR)

O uso da técnica de interrogação do sinal elétrico emulado, anteriormente descrito, não considera a presença do ruído originário de toda estrutura utilizada em bancada. Para que se aproxime ainda mais da realidade, foi introduzido um ruído com amplitude de 10 $\mu$ V no arquivo CSV, para que seja realizada a conversão analógico-digital e, em seguida, a interrogação do sinal elétrico emulado. Neste momento, compara-se os valores referentes a relação sinal ruído (SNR – *Signal to Noise Ratio*) presentes no sinal elétrico emulado, com a adição do ruído e sem adição do ruído. A medida em que se aumenta a amplitude do ruído, menor é o valor da relação sinal-ruído e, com isso, causando imprecisões na medida dos valores das amplitudes das componentes harmônicas ( $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ ) e na aplicação da técnica de interrogação. A Tabela 9 mostra os resultados obtidos a partir da interrogação do sinal elétrico emulado.

**Tabela 9 - Comparação entre os dados experimentais da relação sinal ruído obtidos a partir da interrogação do sinal elétrico emulado de 400Hz.**

SNR sem amplitude de ruído					SNR com amplitude de ruído			
$\lambda_r$ teórico	d=1%	d=2%	d=3%	d=3.35%	d=1%	d=2%	d=3%	d=3.35%
<b>1530</b>	54,081	53,719	53,525	53,281	53,204	53,465	53,377	53,334
<b>1531</b>	54,054	53,925	53,599	53,536	54,013	53,740	53,613	53,647
<b>1532</b>	54,041	53,948	53,922	53,757	53,989	53,765	53,810	53,903
<b>1533</b>	54,025	54,047	54,03	54,046	54,012	54,025	54,000	53,934
<b>1534</b>	54,068	54,156	54,145	54,182	53,886	54,105	53,631	54,179
<b>1535</b>	54,090	54,165	54,154	54,024	54,043	53,977	53,482	53,962
<b>1545</b>	53,679	53,468	52,929	52,892	53,480	53,400	52,615	52,727
<b>1546</b>	54,014	53,786	53,550	53,491	53,661	53,823	53,215	53,486
<b>1547</b>	54,067	54,034	53,946	53,983	53,856	53,925	53,498	53,058
<b>1548</b>	54,203	54,050	54,173	54,157	54,015	53,914	53,859	53,944
<b>1549</b>	54,261	54,142	54,205	54,137	53,919	54,128	53,562	54,097
<b>1550</b>	54,203	54,111	53,967	53,744	53,853	53,792	53,269	53,158

A partir dos resultados experimentais obtidos da Tabela 9, foi realizada a comparação da *SNR* do sinal elétrico emulado sem ruído e do sinal elétrico emulado com a presença de um ruído. Nota-se que, com o acréscimo da amplitude do ruído, a *SNR* atenuou aproximadamente 1dB para os valores de  $\lambda_r$  operando na região linear da banda de atenuação da LPG. É importante lembrar que, para fins de cálculos, é utilizada uma função nativa no Matlab para calcular a relação sinal ruído (*SNR*) do sinal elétrico emulado. Similarmente, foi calculada a *SNR* considerando uma frequência de modulação de 1800Hz, conforme a Tabela 10.

**Tabela 10 - Comparação entre os dados experimentais da relação sinal ruído obtidos a partir da interrogação do sinal elétrico emulado de 1800Hz.**

SNR sem amplitude de ruído					SNR com amplitude de ruído			
$\lambda_r$ teórico	d=1%	d=2%	d=3%	d=3.35%	d=1%	d=2%	d=3%	d=3.35%
<b>1530</b>	51,430	51,271	51,071	51,025	51,290	51,134	50,975	50,877
<b>1531</b>	51,420	51,329	51,220	51,144	51,333	51,200	51,099	51,018
<b>1532</b>	51,429	51,380	51,317	51,303	51,319	51,276	51,210	51,195
<b>1533</b>	51,435	51,420	51,422	51,417	51,339	51,325	51,334	51,316
<b>1534</b>	51,461	51,489	51,489	51,480	51,351	51,371	51,368	51,377
<b>1535</b>	51,490	51,505	51,428	51,412	51,378	51,367	51,356	51,298
<b>1545</b>	51,269	51,053	50,821	50,742	51,126	50,946	50,724	50,628
<b>1546</b>	51,358	51,289	51,211	51,186	51,255	51,153	51,138	51,012
<b>1547</b>	51,432	51,435	51,421	51,410	51,324	51,319	51,322	51,306
<b>1548</b>	51,499	51,481	51,506	51,489	51,371	51,413	51,371	51,395
<b>1549</b>	51,516	51,513	51,462	51,446	51,381	51,375	51,344	51,345
<b>1550</b>	51,528	51,458	51,363	51,332	51,413	51,355	51,195	51,146

Na Tabela 10, são apresentados os valores experimentais com o acréscimo de um ruído com amplitude de 20dB $\mu$ V. É observado que, para cada comprimento de onda de ressonância da LPG, é calculada a *SNR* do sinal elétrico emulado variando os percentuais de distorção. Para isso, foram criados dois arquivos CSV que contêm os valores do sinal elétrico emulado para verificar a influência da presença do ruído no sinal elétrico. Similarmente, também para uma frequência de modulação de 1800Hz, a *SNR* atenuou a medida que se inseriu um ruído no sinal elétrico emulado, sendo, também, influenciada pelos níveis de distorção presentes no sinal.

Baseado nos resultados experimentais provenientes deste processo de emulação utilizando a técnica de interrogação, pode-se ter a concepção completa do funcionamento da técnica proposta neste trabalho utilizando um protótipo funcional, sendo capaz de evidenciar os pontos fortes e fracos assim como elucidar possíveis aperfeiçoamentos. Deste modo, de acordo com os resultados obtidos, conclui-se que a região que torna possível a interrogação do sinal elétrico emulado é a região linear. Sendo esta região da banda de atenuação da LPG desenvolvida neste trabalho. Nesta ocasião, por ser um procedimento de emulação, não são considerados os parâmetros externos como a temperatura e a tensão axial sobre a LPG, que

possam alterar as medidas das componentes harmônicas e, desse modo, medindo apenas o parâmetro que se deseja medir. As distorções introduzidas no código-fonte do comprimento de onda central do modulador, são utilizadas de forma a obter uma maior estabilidade e sensibilidade nos valores da relação de  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ . Em seguida, a partir de experimentos teóricos mostrados na Seção 3.6.3, observou-se que uma largura de gaussiana mais estreita, ocasionaria em uma maior variação da relação entre  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ , fazendo com que a LPG tenha uma maior sensibilidade. Ao passo que os valores de  $\lambda_r$ , especificamente para os valores entre 1540nm e 1544nm foram se aproximando do vale da banda de atenuação da LPG, não foi possível efetuar a validação dos resultados experimentais. Portanto, ficando para trabalhos futuros, a investigação e validação dos resultados experimentais obtidos para essa faixa de comprimento de onda.

Com esses resultados e observações, valida-se o funcionamento do protótipo funcional da técnica de interrogação do sinal elétrico emulado da LPG baseado no modelo matemático desenvolvido no Capítulo 3 desta dissertação.

## Capítulo 6 - Conclusão

A técnica de interrogação apresentada nesta dissertação tem como base os trabalhos desenvolvidos por [33]–[35]. A grade de período longo (LPG) é o dispositivo sensor primário de estudo, cujo parâmetro medido venha a deslocar o comprimento de onda de ressonância da LPG. Variações de parâmetros externos, como temperatura, tensão, curvatura, alteram o período de grade e/ou o índice de refração (RI) da fibra óptica, resultando em um deslocamento do comprimento de onda de ressonância do LPG ( $\lambda_r$ ). Além disso, quando o RI do ambiente muda, a interação do campo elétrico evanescente do modo de propagação com o ambiente externo também muda o comprimento de onda de ressonância do LPG ( $\lambda_r$ ). A partir do modelo matemático desenvolvido pelo grupo de estudos do Laboratório de Comunicações Ópticas (LaCOp) da Universidade Federal Fluminense, verificou-se que a técnica é relativamente simples e barata de ser implementada. A configuração experimental consiste em uma portadora óptica modulada em comprimento de onda, atravessando a LPG e, em seguida, tornando este sinal óptico modulado em amplitude em razão da banda de atenuação da LPG. Este sinal óptico demodulado é detectado por um fotodetector e, dessa maneira, é convertido para um sinal elétrico. Posteriormente, quando convertido para o domínio elétrico, é realizada a análise espectral, onde se verifica a presença de componentes harmônicas por conta da não linearidade da curva da banda de atenuação da LPG. As componentes harmônicas obtidas experimentalmente são comparadas com as equações destes mesmos harmônicos desenvolvidas por meio do modelo matemático desenvolvido anteriormente. Isso permite obter o comprimento de onda de ressonância ( $\lambda_r$ ), que é o parâmetro de mérito no processo de interrogação. Uma importante particularidade desta técnica é que ela é autorreferenciável, ou seja, o modelo matemático não depende da potência da fonte óptica, evitando, assim, imprecisões nos valores das amplitudes das componentes harmônicas mensuradas, sendo, neste caso,  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ . Por ser autorreferenciável, é uma técnica de baixo custo, diferenciando de outras técnicas, pelo fato de fazer uso de um número reduzido de grades de Bragg e, além do mais, tendo processamento de aquisição de dados rápido e o alcance dos resultados é instantânea.

O objetivo inicial era desenvolver o protótipo funcional, embarcado com nível de maturidade o suficiente para testes em campo. Com isso, foi produzido um protótipo funcional utilizando a técnica de interrogação a partir da análise harmônica, emulando o

sinal elétrico gerado pelo circuito ótico do sensor. Com a necessidade de dar continuidade aos experimentos iniciados em novembro de 2019, logo após o ingresso do autor desta dissertação em julho de 2019, foram utilizados equipamentos disponíveis em laboratório e levados para residência para continuação desta pesquisa. Para isso, um gerador de forma de onda arbitrária *PicoScope*<sup>®</sup> foi utilizado para emular o sinal elétrico demodulado proveniente da LPG, através de um arquivo CSV, que chega ao fotodetector para a análise espectral. Após configurar o *PicoScope*<sup>®</sup>, este foi conectado ao conversor analógico-digital da *National Instruments*<sup>®</sup> *DAQ 6216* para realizar a aquisição dos valores oriundos do sinal elétrico emulado. Este conversor é conectado a um notebook para que seja efetuada a conversão analógico-digital do sinal elétrico emulado e, conseqüentemente, as análises espectrais e a interrogação do sinal elétrico emulado através de uma rotina *Matlab*<sup>®</sup>.

Com isso, conclui-se que, a partir dos resultados obtidos nesta dissertação, há a viabilidade de construção de um protótipo funcional que utiliza a técnica de interrogação em LPG realizando a análise harmônica no domínio do tempo.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Neste trabalho, uma das maiores dificuldades encontradas foi interrogar o sinal elétrico emulado a LPG no vale da banda de atenuação para os valores entre 1540nm e 1544nm e, dessa forma, não sendo possível realizar a interrogação da técnica para determinar o comprimento de onda de ressonância da LPG ( $\lambda_r$ ). Uma das alternativas seria revisar todo o modelo matemático apresentado na Seção 4.5.2 do Capítulo 4, realizando novamente todo o processo de geração do arquivo CSV, quantização e interrogação do sinal elétrico emulado.

Uma configuração experimental de baixo custo também pode ser considerada para realizar a interrogação do sinal elétrico emulado, uma vez que os equipamentos utilizados possuem alto custo de aquisição para um pesquisador efetuar o pagamento sem o incentivo de um órgão que fomenta a pesquisa e o desenvolvimento de projetos. Baseando nas observações e conclusões deste trabalho, pode-se sugerir as seguintes ações para melhorar a configuração experimental:

- Substituir o notebook convencional por um Raspberry Pi. Por possuir um custo relativamente reduzido em comparação a um notebook, o Raspberry Pi é microcomputador de placa única que possui seu dimensionamento do tamanho de um cartão de crédito e, dessa maneira, facilitando o deslocamento do dispositivo sem a necessidade de carregar dispositivos pesados. Além do custo operacional, o Raspberry Pi possui integração com dispositivos que utilizam o sistema *IoT (Internet of Things)*, facilitando, assim, o acesso remoto para monitoramento de dados processados pelo equipamento.
- Substituir o conversor analógico-digital da *National Instruments® USB DAQ 6216* por uma placa de aquisição da *Waveshare®*. Este dispositivo possui níveis de quantização melhores que o *DAQ 6216*, sendo de 24 bits de quantização com taxa de amostragem de 30ksps contra 16 bits com a taxa de amostragem de 400ksps e, além disso, possui um custo de aquisição setenta vezes menor que o dispositivo da *National Instruments®*.
- Realizar um estudo rigoroso da faixa dinâmica da técnica, tendo como base todos os parâmetros experimentais envolvidos, incluindo a relação sinal-ruído em volta das harmônicas experimentais a serem medidas.

Outro ponto a ser estudado são as análises comportamentais das amplitudes das componentes harmônicas  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$ , individualmente desenvolvidas por [33]–[35]. Observar o comportamento de  $H_1^{ex}$  e  $H_2^{ex}$  considerando e não considerando a presença da distorção presente no segundo harmônico, fazendo a variação dos percentuais de acordo com trabalhos anteriormente desenvolvidos.

Outra forma de avanço nos estudos é calcular o índice de refração. A partir da modelagem matemática que determina o valor do índice de refração, sabendo-se em qual substância o sensor está submerso. A partir destas considerações finais, este trabalho finaliza aqui o seu estudo de um protótipo funcional que possa emular o sinal elétrico demodulado da LPG.

## Capítulo 7 - Referências Bibliográficas

- [1] LACY, E.A., *Fiber Optics*. Prentice-Hall, 1982.
- [2] T. Ōkoshi, *Optical fibers*. New York: Academic Press, 1982.
- [3] W. F. GIOZZA, E. CONFORTI, e H. WALDMAN, *Fibras Ópticas Tecnologias e Projeto de Sistemas*. Rio de Janeiro: McGraw-Hill, 1991.
- [4] D. Hondros e P. Debye, “Elektromagnetische Wellen an Dielektrischen Drahten”, p. 465–470.
- [5] Y. Suematsu e K. Iga, “Introduction to Optical Fiber Communications”, n° John Wiley&Sons, 1982.
- [6] A. Ashkin *et al.*, “OPTICALLY-INDUCED REFRACTIVE INDEX INHOMOGENEITIES IN  $\text{LiNbO}_3$  AND  $\text{LiTaO}_3$ ”, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 9, n° 1, p. 72–74, jul. 1966, doi: 10.1063/1.1754607.
- [7] K. C. Kao e G. A. Hockham, “Dielectric-fibre surface waveguides for optical frequencies”, *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 113, n° 7, p. 1151–1158, jul. 1966, doi: 10.1049/piee.1966.0189.
- [8] F. P. Kapron, D. B. Keck, e R. D. Maurer, “Radiation losses in glass optical waveguides”, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 17, n° 10, p. 423–425, nov. 1970, doi: 10.1063/1.1653255.
- [9] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka, e T. Miyashita, “Ultimate low-loss single-mode fibre at 1.55  $\mu\text{m}$ ”, *Electron. Lett.*, vol. 15, n° 4, p. 106–108, fev. 1979, doi: 10.1049/el:19790077.
- [10] K. O. Hill, Y. Fujii, D. C. Johnson, e B. S. Kawasaki, “Photosensitivity in optical fiber waveguides: Application to reflection filter fabrication”, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 32, n° 10, p. 647–649, maio 1978, doi: 10.1063/1.89881.
- [11] D. K. W. Lam e B. K. Garside, “Characterization of single-mode optical fiber filters”, *Appl. Opt.*, vol. 20, n° 3, p. 440, fev. 1981, doi: 10.1364/AO.20.000440.
- [12] J. Stone, “Photorefractivity in  $\text{GeO}_2$ -doped silica fibers”, *J. Appl. Phys.*, vol. 62, n° 11, p. 4371–4374, dez. 1987, doi: 10.1063/1.339070.
- [13] G. Meltz, W. W. Morey, e W. H. Glenn, “Formation of Bragg gratings in optical fibers by a transverse holographic method”, *Opt. Lett.*, vol. 14, n° 15, p. 823, ago. 1989, doi: 10.1364/OL.14.000823.
- [14] M. R. KASHYAP J. R. ARMITAGE R. WYATT S. T. DAVEY D. L. WILLIAMS, “All Fiber Narrowband Reflection Grating at 1550nm”, vol. 26, n° Electronics Letters, p. 3, 1990.
- [15] LEMAIRE, P. J., ATKINS, R. M., MIZRAHI, V., REED, W. A, “High pressure H2 loading as a technique for achieving ultrahigh sensitivity in  $\text{GeO}_2$  doped optical fibres”, vol. 29, n° Electronics Letters, p. 1191–1193, 1993.
- [16] A. M. Vengsarkar, P. J. Lemaire, J. B. Judkins, V. Bhatia, T. Erdogan, e J. E. Sipe, “Long-period fiber gratings as band-rejection filters”, *J. Light. Technol.*, vol. 14, n° 1, p. 58–65, jan. 1996, doi: 10.1109/50.476137.
- [17] W. Zhao e R. O. Claus, “Long-period grating fiber sensor with fiber Bragg grating demodulator”, apresentado em 5th Annual International Symposium on Smart Structures and Materials, San Diego, CA, R. O. Claus e W. B. Spillman, Jr., Orgs., San Diego, CA, jul. 1998, p. 231–236. doi: 10.1117/12.316978.
- [18] S. James e R. Tatam, “Optical fibre long-period grating sensors: characteristics and application. Measurement Science & Technology, 14(5), R49-R61”, *Meas. Sci. Technol.* - MEAS SCI TECHNOL, vol. 14, maio 2003, doi: 10.1088/0957-0233/14/5/201.

- [19] K. Gao, Y.-W. Zhou, F. Lin, e Z.-J. Fang, “Novel pressure sensor based on long period fiber grating”, *Zhongguo JiguangChinese J. Lasers*, vol. 31, n° 8, p. 997–1000, 2004.
- [20] X. Mao, Y. Liao, M. Zhang, S. Lai, e H. Yin, “A novel optical fiber biochemical sensor based on long period grating”, em *Sensors for Harsh Environments III, September 11, 2007 - September 12, 2007*, em Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, vol. 6757. Boston, MA, United states: SPIE, 2007, p. The International Society for Optical Engineering (SPIE). doi: 10.1117/12.733313.
- [21] J.-N. Wang, J.-L. Tang, W.-T. Wu, D.-C. Chen, C.-H. Chen, e C.-Y. Luo, “Viscosity sensor using long-period fiber grating based on transmission amplitude change of resonance wavelength”, em *2010 Photonics Global Conference, PGC 2010*, em 2010 Photonics Global Conference, PGC 2010. IEEE Computer Society, 2010. doi: 10.1109/PGC.2010.5705992.
- [22] J. M., R. I., J. C., e R. Rojas-Lagu, “Long Period Fiber Grating Produced by Arc Discharges”, em *Fiber Optic Sensors*, Moh. Yasin, Org., InTech, 2012. doi: 10.5772/26703.
- [23] Nidhi, U. Tiwari, N. Panwar, R. S. Kaler, R. Bhatnagar, e P. Kapur, “Long Period Fiber Grating Humidity Sensor With Gelatin/Cobalt Chloride Coating”, *IEEE Sens. J.*, vol. 13, n° 11, p. 4139–4140, nov. 2013, doi: 10.1109/JSEN.2013.2277914.
- [24] H. Xue *et al.*, “Continuous liquid level sensor based on a reflective long period fiber grating interferometer”, *Meas. Sci. Technol.*, vol. 26, n° 3, p. 037001, mar. 2015, doi: 10.1088/0957-0233/26/3/037001.
- [25] K. Dandapat, I. Kumar, e S. M. Tripathi, “Ultra high sensitive long period fiber grating based sensor for detection of adulterator in ethanol”, 2018.
- [26] J. Dong *et al.*, “Refractive Index Sensor Based on Graphene Oxide-Coated Long-Period Fiber Grating Inscribed in a Two-Mode Fiber”, *IEEE Access*, vol. 8, p. 109028–109037, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3001375.
- [27] S. Rana, N. Kandadai, e H. Subbaraman, “Reflective Long Period Grating Based Refractive Index Sensor”, em *2021 IEEE Photonics Conference (IPC)*, out. 2021, p. 1–2. doi: 10.1109/IPC48725.2021.9592992.
- [28] I. Del. Villar e I. R. Matias, “Optical Fiber Sensors: Fundamentals for Development of Optimized Devices | Ignacio Del Villar, Ignacio R. Matias | download”. <https://pt.br1lib.org/book/6128678/181013> (acessado 21 de julho de 2022).
- [29] T. Allsop, T. Earthrowl, R. Reeves, D. J. Webb, e I. Bennion, “The interrogation and multiplexing of long period grating curvature sensors using a Bragg grating based, derivative spectroscopy technique”, *Meas. Sci. Technol.*, vol. 15, n° 1, p. 44–48, jan. 2004, doi: 10.1088/0957-0233/15/1/006.
- [30] Honglei Guo, Gaozhi Xiao, N. Mrad, e Jianping Yao, “Simultaneous Interrogation of a Hybrid FBG/LPG Sensor Pair Using a Monolithically Integrated Echelle Diffractive Grating”, *J. Light. Technol.*, vol. 27, n° 12, p. 2100–2104, jun. 2009, doi: 10.1109/JLT.2008.2007426.
- [31] G. Singh, M. Basu, e S. K. Ghorai, “Interrogation of FBG sensors using LPG and Artificial Neural Network”, em *2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE)*, Coimbatore, India: IEEE, mar. 2014, p. 1–4. doi: 10.1109/ICGCCEE.2014.6922439.
- [32] A. C. Carneiro, “UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE ESCOLA DE ENGENHARIA MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES”, p. 118, 2014.

- [33] Pressley Xavier Neto, “UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE ESCOLA DE ENGENHARIA MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES”, p. 153, 2015.
- [34] V. Oliveira, A. Cascardo, A. López-Barbero, V. Silva, e R. Ribeiro., “Técnica de Interrogação de LPGs Auto- Referenciável por Análise Espectral”, em *Anais de XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais*, Sociedade Brasileira de Telecomunicações, 2017. doi: 10.14209/sbrt.2017.230.
- [35] C. N. Rodrigues, “Técnica de Interrogação de Sensores Ópticos Baseados em LPGs por Análise Harmônica”. 2018.
- [36] N. D. A. Soares, “TÉCNICA DE CARACTERIZAÇÃO DE MODULADORES DE COMPRIMENTO DE ONDA ATRAVÉS DE ANÁLISE ESPECTRAL”, p. 107.
- [37] Gerd Keiser, *Comunicações por Fibras Ópticas - 3.ed.*, 3º ed. AMGH Editora Ltda, 2014.
- [38] P. G. Agrawal, *Fiber-Optic Communication System*, 4º ed. John Wiley & Sons, 2010.
- [39] K. Okamoto, *Fundamentals of optical waveguides*, 2nd ed. Amsterdam ; Boston: Elsevier, 2006.
- [40] G. Keiser, *Comunicações por Fibras Ópticas - 4.ed.* AMGH Editora, 2014.
- [41] H. K. Hisham, *Fiber Bragg Grating Sensors: Development and Applications*, 1º ed. CRC Press, 2019. doi: 10.1201/9780429275135.
- [42] T. K. Gangopadhyay, P. Kumbhakar, e M. K. Mandal, *Photonics and Fiber Optics*, 1a ed. 6000 Broken Sound Parkway NW, Suite 300: Taylor & Francis Group.
- [43] A. Othonos, K. Kalli, D. Pureur, e A. Mugnier, “Fibre Bragg Gratings”, *Springer Ser. Opt. Sci.*, p. 189, jan. 2006.
- [44] K. A. Wickersheim e R. B. Alves, “Recent advances in optical temperature measurement”, *Industrial Research and Development*, p. 11–19.
- [45] T. Wang *et al.*, “Fiber Bragg grating strain sensors for marine engineering”, *Photonic Sens.*, vol. 3, set. 2013, doi: 10.1007/s13320-013-0123-6.
- [46] G. Silva e J. Santos, “Dynamic response of fiber Bragg gratings strain sensors”, *Proc SPIE*, vol. 8794, maio 2013, doi: 10.1117/12.2026718.
- [47] H. K. Hisham, *Effect of temperature variations on strain response of polymer Bragg grating optical fibers*. Iraq. J. Electr. Electron. Eng., 2017.
- [48] C. Caucheteur *et al.*, “External Refractive Index Sensitivity of Weakly Tilted Fiber Bragg Gratings With Different Coating Thicknesses”, *IEEE Sens. J.*, vol. 8, nº 7, p. 1330–1336, jul. 2008, doi: 10.1109/JSEN.2008.926966.
- [49] S. Vasiliev, O. Medvedkov, I. Korolev, A. Bozhkov, A. s Kurkov, e E. Dianov, “Fibre gratings and their applications”, *Quantum Electron.*, vol. 35, p. 1085, out. 2005, doi: 10.1070/QE2005v035n12ABEH013041.
- [50] T. Libish, J. Linesh, P. Biswas, S. Bandyopadhyay, K. Dasgupta, e P. Radhakrishnan, “Fiber Optic Long Period Grating Based Sensor for Coconut Oil Adulteration Detection”, *Sens. Transducers J.*, vol. 114, p. 102–11, mar. 2010.
- [51] S. Chaubey, P. Joshi, M. Kumar, R. Arya, A. Nath, e S. Kher, “Design and development of long-period grating sensors for temperature monitoring”, *Sādhanā*, vol. 32, p. 513–519, out. 2007, doi: 10.1007/s12046-007-0038-2.
- [52] Y. Yuan, “Cladding mode resonances in short- and long- fiber grating filters: comment”, *J. Opt. Soc. Am. A Opt. Image Sci. Vis.*, vol. 26, p. 2199–201, out. 2009, doi: 10.1364/JOSAA.26.002199.
- [53] V. Bhatia, *Properties and sensing applications of long-period gratings*. 1996.
- [54] L. S. Madhavan, “TEMPERATURE AND STRAIN SENSITIVITY OF LONG PERIOD GRATING FIBER SENSOR: REVIEW”, *Int. J. Res. Eng. Technol.*, vol. 04, nº 02, p. 776, 2015.

- [55] T. Yokouchi *et al.*, “Thermal tuning of mechanically induced long-period fiber grating”, *Appl. Opt.*, vol. 44, p. 5024–8, set. 2005, doi: 10.1364/AO.44.005024.
- [56] V. Bhatia, “Applications of long-period gratings to single and multi-parameter sensing”, *Opt. Express*, vol. 4, n° 11, p. 457–466, maio 1999, doi: 10.1364/OE.4.000457.
- [57] S. W. James, S. Khaliq, e R. P. Tatam, “Enhanced sensitivity fibre optic long period grating temperature sensor”, em *2002 15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest. OFS 2002(Cat. No.02EX533)*, maio 2002, p. 139–142 vol.1. doi: 10.1109/OFS.2002.1000521.
- [58] D. E. Ceballos-Herrera *et al.*, “Ultra-widely tunable long-period holey-fiber grating by the use of mechanical pressure”, *Appl. Opt.*, vol. 46, n° 3, p. 307–311, jan. 2007, doi: 10.1364/AO.46.000307.
- [59] P. Kluczynski e J. Gustafsson, “Wavelength modulation absorption spectrometry – an extensive scrutiny of the generation of signals”, *At. Spectrosc.*, p. 78, 2001.