



UNIVERSIDADE da MADEIRA

Centro de Competência de Ciências Exactas e de Engenharia

Controlo automático de um interferómetro para monitorização e caracterização de sensores interferométricos

José Eduardo Correia Velosa

Novembro de 2009



Centro de Competência de Ciências Exactas e de Engenharia

**Controlo automático de um interferómetro para
monitorização e caracterização de sensores interferométricos**

José Eduardo Correia Velosa

*Dissertação submetida a Universidade da Madeira para obtenção do grau
de Mestre em Engenharia de Telecomunicações e Redes*

Novembro de 2009

Dissertação realizada sob a supervisão de
Professor Doutor José Manuel Rocha Teixeira Baptista
Professor Auxiliar do Departamento de Matemática
e Engenharias da Universidade da Madeira

"A persistência é o caminho do êxito."

Charles Chaplin (1889-1977)

Prefácio

Esta dissertação de mestrado surgiu da necessidade da automatização do processo de medição e caracterização de sensores interferométricos em fibra óptica na Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos (UOSE) do Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores (INESC) Porto, Laboratório Associado.

Com base nessa necessidade, surgiu a proposta de realização de um estudo com vista ao desenvolvimento de um sistema de interrogação de sensores interferométricos em fibra óptica controlado automaticamente através de instrumentação virtual e empregando a técnica de interferometria de luz branca.

Numa primeira fase foram estudadas as diferentes tecnologias associadas ao processo de controlo e detecção de sinal de interferómetros em fibra óptica. Foram estudados os conceitos de interferometria de luz branca, interrogação homódina e heteródina e instrumentação virtual, dando especial ênfase às suas vantagens e desvantagens e possibilidade de implementação no referido projecto. Numa primeira fase foi realizado trabalho de laboratório, nas instalações da Universidade da Madeira (UMa), nomeadamente ao nível de desenvolvimento de software de instrumentação virtual em LabVIEW, assim como trabalho com tecnologia de fibra óptica essencial ao posterior desenvolvimento do projecto.

A implementação prática do projecto foi realizada nas instalações da UOSE, do Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores (INESC) Porto, onde foi desenvolvido, caracterizado e testado o sistema de interrogação baseado na técnica de interferometria de luz branca. Para esse objectivo, foi desenvolvido um interferómetro de leitura em fibra óptica, assim como toda a instrumentação virtual necessária para o controlo automático do mesmo.

O sistema de interrogação desenvolvido encontra-se na UOSE, havendo planos para optimização e miniaturização do mesmo, visto ter sido demonstrado que a utilização de um sistema controlado automaticamente por intermédio de instrumentação virtual é válida e apresenta diversas vantagens relativamente a sistemas tradicionais.

As excelentes condições de trabalho existentes na UOSE foram essenciais para que este projecto fosse levado a bom porto, tendo sido possível implementar de forma prática os diversos conceitos estudados.

Sumário

A indústria de sensores de fibra óptica está a tornar-se cada vez mais importante e emprega diferentes técnicas que permitem monitorizar uma grande variedade de parâmetros. Uma das técnicas que apresenta grandes potencialidades, devido ao seu elevado desempenho, é a técnica interferométrica, que fornece, simultaneamente, uma grande sensibilidade e uma larga gama dinâmica. Além destas vantagens, juntam-se as vantagens comuns associadas a todos os sensores de fibra óptica, tais como passividade eléctrica, fiabilidade e possibilidade de multiplexagem, que também se aplicam aos sensores interferométricos.

Outra técnica muito utilizada no ramo dos sensores de fibra óptica, em configurações interferométricas com intuito de interrogação, é a técnica de interferometria de luz branca. Esta técnica permite precisão de medição, insensibilidade a flutuações da potência óptica ao longo do sistema de interrogação, assim como uma resolução elevada. Com o intuito de tornar os sistemas de instrumentação / interrogação mais compactos e flexíveis foi desenvolvida uma plataforma de instrumentação virtual, que consiste em aplicações de *software* que implementam as funções dos instrumentos físicos em ambiente computacional. Esta área permite obter sistemas de instrumentação / interrogação menos complexos, de maior portabilidade e com um custo mais reduzido.

Esta dissertação tem como objectivo o desenvolvimento de um sistema de interrogação de sensores de fibra óptica interferométricos controlado automaticamente através de instrumentação virtual, sendo necessário numa fase inicial um estudo aprofundado dos sensores de fibra óptica, das diferentes técnicas de interrogação e da área de instrumentação virtual.

O capítulo 1 é o capítulo de introdução, onde são apresentados de forma genérica os diferentes conceitos inerentes ao trabalho, nomeadamente sensores de fibra óptica e os conceitos de interrogação de sensores interferométricos e conceitos de instrumentação virtual.

Os sensores interferométricos são abordados com mais detalhe no capítulo 2. Neste capítulo são abordados os conceitos teóricos de interferometria, assim como os diferentes esquemas interferométricos geralmente utilizados em sensores de fibra óptica.

No capítulo 3 são apresentados os diferentes esquemas de detecção de sinal utilizados para interrogar sensores interferométricos de fibra óptica. É apresentada a técnica de interferometria de luz branca e os esquemas de detecção de sinal homódina e heteródina.

O conceito de instrumentação, com ênfase nos sistemas de instrumentação virtual é apresentado no capítulo 4. É abordado o tema de sistemas de instrumentação tradicionais e de instrumentação virtual, dando ênfase às vantagens destes últimos. É também apresentado o ambiente de programação LabVIEW e o amplificador *lock-in* virtual, utilizado no desenvolvimento do projecto.

No capítulo 5 é apresentado o desenvolvimento do sistema de interrogação de sensores interferométricos proposto inicialmente. Todo o desenvolvimento, desde implementação do interferómetro receptor, passando pelo sistema de controlo baseado em instrumentação virtual, até à caracterização do sistema está documentado neste capítulo.

A monitorização e caracterização de sensores interferométricos com o sistema apresentado no capítulo 5 estão documentadas no capítulo 6.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões relativas ao trabalho desenvolvido, assim como as perspectivas futuras de evolução do sistema implementado.

Summary

The optical-fiber industry of sensors is becoming more important each day, and uses different techniques that allow the monitorization of a large variety of parameters. One of the techniques that present great potentialities, due to its high performance, is the interferometric technique that supplies, simultaneously, great sensitivity and a wide dynamic range. Beyond these advantages, the common advantages associated to all the optical-fiber sensors, such as electric passivity, reliability and possibility of multiplexing, also are applied to the interferometric sensors.

Another technique used in the area of the interferometric optical fiber sensors, is the white light interferometry technique. This technique allows an accurate measurement, insensitive to fluctuations of the optical power throughout the interrogation system, as well as a high resolution. With intention to have cheaper and more portable instrumentation/interrogation systems it was developed the concept virtual instrumentation that consists of software applications that implement in computational environment the functions of the physical instruments. With the concept of virtual instrumentation it is possible to obtain simpler instrumentation/interrogation systems, with higher portability and at a reduced cost.

This dissertation has the objective of developing an interrogation system for interferometric optical fiber sensors, automatically controlled by virtual instrumentation, being necessary at an initial phase to do an extensive study of the optical fiber sensors, the different interrogation techniques and of the virtual instrumentation technique.

Chapter 1 is the introduction chapter, where interferometric optical fiber sensors, the concepts of interrogation of interferometric sensors and virtual instrumentation are generically presented.

The interferometric sensors are described in chapter 2. In this chapter the theoretical concepts of white light interferometry are presented, as well as the different interferometric configurations generally used in optical fiber sensors systems.

In chapter 3, the different signal detection schemes used to interrogate interferometric optical fiber sensors are analyzed. It is presented the technique of white light interferometry and the Homodyne and Heterodyne signal detection schemes.

The instrumentation concept, with emphasis in virtual instrumentation systems are presented in chapter 4. The areas of instrumentation systems and virtual instrumentation systems are analyzed, giving emphasis to the advantages of these former ones. Also it is presented the LabVIEW programming environment and the virtual lock-in amplifier, used in the development of this project.

In chapter 5 the development of the interrogation system for the interferometric optical fiber sensors is presented. All the development, from the implementation of the readout interferometer, passing through the automatic control of the system based on virtual instrumentation, until the characterization of the system is analyzed in this chapter.

The experimental monitorization and characterization of interferometric optical fiber sensors with the system presented in chapter 5 is described in chapter 6.

Chapter 7 presents the developed work, as well as the perspectives of evolution of the developed system.

Palavras-chave:

Sensores de Fibra Óptica

Interferometria

Interrogação

Interferometria de Luz Branca

Detecção pseudo-heteródina

Detecção heteródina sintética

Instrumentação Virtual

Agradecimentos

Gostaria de expressar os mais sinceros agradecimentos a todos os que contribuíram para que a concretização deste trabalho fosse uma realidade.

Ao Professor José Manuel Baptista, pela oportunidade que me proporcionou de trabalhar no INESC Porto, assim como pelo seu sincero apoio, compreensão, e completa disponibilidade durante todo este percurso.

Ao Professor José Luís Santos, por me ter acolhido na Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos do INESC Porto.

Ao INESC Porto pelas excelentes condições disponibilizadas para a realização deste trabalho.

Aos supervisores e colegas do INESC Porto, Pedro Jorge, Orlando Frazão, Carlos Gouveia, Jaime Viegas, Carina Correia, João Ferreira, Ireneu Dias e Luísa Mendonça, pelo apoio, colaboração, partilha de conhecimento e experiência.

À Fundação para Ciência e Tecnologia pela bolsa concedida, que me permitiu realizar em regime de exclusividade o trabalho de dissertação de Mestrado.

À Universidade da Madeira pela formação, pessoal e académica, proporcionada ao longo destes cinco anos. Um especial agradecimento ao Professor Amândio Azevedo, ao Professor Luís Gomes e ao Professor Morgado Dias, pelo rigor e empenho na qualidade do ensino prestado.

A todos os meus amigos, pela amizade, apoio e cumplicidade.

À minha mãe pelo seu apoio, compreensão e constante empenho e esforço na minha educação e formação. Aos meus irmãos pela amizade, companheirismo e apoio incondicional.

Índice

Índice	xi
Índice de Figuras	xiv
Índice de Gráficos	xvi
Índice de Tabelas	xvii
Lista de Símbolos.....	xviii
Glossário	xix
1. Introdução	1
1.1. Motivação.....	1
1.2. Sensores de Fibra Óptica.....	2
1.2.1. Vantagens.....	3
1.2.2. Classificação de Sensores.....	3
1.2.3. Parâmetros de Modulação	6
1.2.4. Critérios de Desempenho	7
1.2.5. Opções de escolha	7
1.3. Interrogação de Sensores Interferométricos.....	8
1.3.1. Técnicas de detecção de sinal.....	9
1.4. Instrumentação Virtual.....	9
2. Sensores Interferométricos	11
2.1. Introdução – Onda de luz	11
2.2. Interferometria.....	13
2.2.1. Conceito	14
2.2.2. Visibilidade	14
2.3. Sensores Interferométricos	15
2.3.1. Interferómetros de duas ondas.....	16
2.3.2. Interferómetros de múltiplas ondas	19
3. Técnicas e Esquemas de detecção de Sinal.....	25
3.1. Interferometria de Luz Branca	25
3.1.1. Princípio de Funcionamento.....	26
3.2. Técnicas de Detecção de Sinal	30
3.2.1. Técnica homódina	31
3.2.2. Técnicas Activas	32

3.3.	Técnicas de detecção Passivas	33
3.3.1.	Técnica heteródina	33
3.3.2.	Técnica pseudo-heteródina.....	34
3.3.3.	Técnica heteródina sintética	38
3.3.4.	Técnicas heteródinas sintéticas simplificadas	40
4.	Instrumentação	44
4.1.	Sistema de Instrumentação.....	44
4.1.1.	Elemento sensor	44
4.1.2.	Processamento de sinal.....	45
4.1.3.	Apresentação de dados	45
4.2.	Processamento digital de sinal	46
4.3.	Instrumentação Virtual.....	47
4.3.1.	Vantagens.....	47
4.4.	LabVIEW	48
4.4.1.	Instrumentos Virtuais	49
4.4.2.	Ambiente gráfico.....	51
4.5.	Amplificador <i>Lock-In</i>	57
4.5.1.	<i>NI Lock-In Amplifier Start-UP Kit</i>	58
5.	Controlo Digital de Interferómetro em Fibra Óptica.....	60
5.1.	Introdução	60
5.2.	Esquema Desenvolvido.....	62
5.3.	Interferómetro de leitura	63
5.3.1.	Desenvolvimento.....	63
5.4.	Implementação digital da técnica pseudo-heteródina.....	68
5.4.1.	Implementação	68
5.4.2.	Caracterização do sistema	69
5.4.3.	Configuração Diferencial	71
5.5.	Implementação digital da técnica heteródina sintética	72
5.5.1.	Esquema Heteródino Sintético 1	73
5.5.2.	Esquema Heteródino Sintético 2	74
5.5.3.	Esquema Heteródino Sintético 3	75
5.6.	Sistema de controlo digital.....	76
5.6.1.	Modulação e Aquisição	79
5.6.2.	Amplificador <i>Lock-In</i> virtual.....	84
5.6.3.	Analizador de Espectros Eléctrico Virtual	86
5.6.4.	Filtros, Registo de dados e Erros.....	87

5.6.5.	Esquemas de Detecção	89
5.7.	Caracterização do sistema	92
5.7.1.	Esquema Pseudo-heteródina	92
5.7.2.	Digital vs. Físico	98
5.7.3.	Esquemas heteródinos sintéticos	101
6.	Monitorização e Caracterização de Sensores	103
6.1.	Interferómetro Fabry-Pérot	103
6.1.1.	Testes de Deformação	104
6.2.	Sensor baseado em FBG	109
6.2.1.	Testes de deformação	110
7.	Conclusões	114
	Referências	116
	ANEXOS	119

Índice de Figuras

Fig. 1.2.1 – Diagrama de classificação de sensores de fibra óptica [5]	4
Fig. 1.2.2 – Esquema simplificado de um sensor extrínseco	5
Fig. 1.2.3 – Esquemas simplificados de sensores intrínsecos, directos (a) e indirectos (b).....	5
Fig. 1.3.1 – Representação simplificada de um esquema de interferometria de luz branca	8
Fig. 1.4.1 – Exemplo do painel frontal de um instrumento virtual desenvolvido em LabVIEW	10
Fig. 1.4.2 – Exemplo do diagrama de blocos de um instrumento virtual desenvolvido em LabVIEW	10
Fig. 2.1.1 – Exemplo da propagação de uma onda electromagnética [8]	11
Fig. 2.1.2 – Exemplo da divisão espectral das ondas de luz [9]	12
Fig. 2.3.1 – Representação esquemática do interferómetro de <i>Michelson</i>	17
Fig. 2.3.2 – Representação esquemática do interferómetro de <i>Mach-Zehnder</i>	18
Fig. 2.3.3 – Representação gráfica da função de transferência de um interferómetro de duas ondas [11] ..	19
Fig. 2.3.4 – Interferência de múltiplas ondas numa placa plano-paralela [9].....	20
Fig. 2.3.5 – Distribuição de intensidade em franjas de interferência de múltiplas ondas formadas pela transmissão de luz, para diferentes valores de reflectância (<i>R</i>) das superfícies [9]	21
Fig. 2.3.6 – Representação esquemática de um interferómetro <i>Fabry-Pérot</i> formado com duas <i>FBGs</i>	22
Fig. 2.3.7 – Representação esquemática de um interferómetro <i>Fabry-Pérot</i> formado com uma <i>FBG</i>	23
Fig. 3.1.1 – Representação esquemática de um sistema de WLI	26
Fig. 3.1.2 – Exemplo de um interferograma de um FOLCI [7]	29
Fig. 3.1.3 – Variação da Intensidade do padrão de interferência [18]	30
Fig. 3.2.1 – Esquema básico de um sistema de detecção homódina.....	31
Fig. 3.3.1 – Sinal de modulação e sinal à saída de um interferómetro usando a técnica pseudo-heteródina	35
Fig. 3.3.2 – Onda de modulação tipo dente-de-serra e respectiva saída do interferómetro [23].....	37
Fig. 3.3.3 – Efeito do <i>flyback</i> da onda tipo dente-de-serra na medição da fase actual do interferómetro [23]	37
3.3.4 – Princípio de operação da técnica de detecção heteródina sintética – esquemáticos de <i>hardware</i> (a) e processamento de sinal (b)	39
Fig. 3.3.5 – Diagrama de blocos do esquema heteródino sintético simplificado I	41
Fig. 3.3.6 – Diagrama de blocos do esquema heteródino sintético simplificado II	43
Fig. 4.1.1 – Diagrama de um sistema de medição	44
Fig. 4.1.2 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema de medição	45
Fig. 4.4.1 – Exemplo de painel frontal e diagrama de blocos de um VI.....	50
Fig. 4.4.2 – Exemplo de uma paleta de funções(<i>screenshot</i> de LabVIEW)	51
Fig. 4.4.3 – Exemplo de uma paleta de controlos (<i>screenshot</i> de LabVIEW).....	51
Fig. 4.4.4 – Exemplo de uma paleta de controlos de numéricos (<i>screenshot</i> de LabVIEW).....	52
Fig. 4.4.5 – Exemplo de uma paleta de indicadores gráficos (<i>screenshot</i> de LabVIEW).....	52
Fig. 4.4.6 – Exemplos de objectos de um diagrama de blocos – VI (a), VI <i>Express</i> (b) e função (c) (<i>screenshot</i> de LabVIEW)	53
Fig. 4.4.7 – Três aparências possíveis de um VI (<i>screenshot</i> de LabVIEW)	53
Fig. 4.4.8 – Estrutura de ciclo FOR (<i>screenshot</i> de LabVIEW)	55
Fig. 4.4.9 – Estrutura de ciclo WHILE (<i>screenshot</i> de LabVIEW).....	55
Fig. 4.4.10 – Estrutura CASE (<i>screenshot</i> de LabVIEW)	56
Fig. 4.5.1 – Diagrama de blocos de um amplificador <i>lock-in</i> [39]	57
Fig. 4.5.2 – Entradas e saída do VI “LockINPLL” [39]	58
Fig. 4.5.3 – Entradas e saída do VI’s “LockInDemodulatorSettings” e “LockInDemodulator” [39].....	59
Fig. 5.1.1 – Esquema de um sistema de interrogação de WLI sem recurso a instrumentação virtual	61
Fig. 5.1.2 – Vista real de um sistema de interrogação de WLI sem recurso a instrumentação virtual	61
Fig. 5.2.1 – Esquema do sistema de interrogação desenvolvido	62
Fig. 5.3.1 – Esquema do interferómetro de leitura implementado.....	64

Fig. 5.3.2 – Espectros de potência óptica à entrada – (a) e (b) – e à saída do interferómetro – (c) e (d)....	65
Fig. 5.3.3 – Esquema do percurso aéreo desenvolvido.....	66
Fig. 5.3.4 – Vista real do percurso aéreo desenvolvido.....	67
Fig. 5.3.5 – Vista real do interferómetro de leitura em fase de desenvolvimento	67
Fig. 5.4.1 – Sinal de modulação de fase do interferómetro (negro) e sinal de saída do interferómetro (vermelho)	68
Fig. 5.4.2 – Vista real do interferómetro de leitura durante e após o processo de isolamento.....	70
Fig. 5.4.3 – Vista real do interferómetro juntamente com o computador, a DAQ (a vermelho) e o fotodetector (a verde).....	70
Fig. 5.5.1 – Forma de onda obtida à saída do interferómetro de leitura na técnica heteródina sintética	73
Fig. 5.5.2 – Diagrama de Blocos do esquema de detecção heteródino sintético	73
Fig. 5.5.3 – Sinal de modulação de fase do interferómetro de leitura (negro) e saída gerada pelo esquema heteródino sintético (vermelho)	74
Fig. 5.5.4 – Diagrama de Blocos do esquema de detecção heteródino sintético simplificado I	74
Fig. 5.5.5 – Sinal de modulação de fase do interferómetro de leitura (negro) e saída gerada pelo esquema heteródino sintético (vermelho)	75
Fig. 5.5.6 – Diagrama de Blocos do esquema de detecção heteródino sintético simplificado II.....	75
Fig. 5.6.1 – Esquema de blocos simplificado da estrutura de controlo automático do Interferómetro de leitura.....	77
Fig. 5.6.2 – Interface principal da aplicação de controlo digital desenvolvida.....	78
Fig. 5.6.3 – Área de configuração do módulo de modulação da aplicação desenvolvida.....	79
Fig. 5.6.4 – Área de configuração do módulo de aquisição da aplicação desenvolvida.....	80
Fig. 5.6.5 – Sinal obtido à saída do interferómetro (a) e respectivo espectro eléctrico (b) com amplitude de modulação inferior à ideal	81
Fig. 5.6.6 – Sinal obtido à saída do interferómetro (a) e respectivo espectro eléctrico (b) com amplitude de modulação superior à ideal	82
Fig. 5.6.7 – Sinal obtido à saída do interferómetro e respectivo espectro com amplitude de modulação ideal	83
Fig. 5.6.8 – Área de configuração do amplificador <i>lock-in</i> virtual da aplicação desenvolvida	85
Fig. 5.6.9 – Secção “ <i>Lock-In</i> ” da área principal da aplicação	86
Fig. 5.6.10 – Área de controlo do módulo de aquisição da aplicação desenvolvida	86
Fig. 5.6.11 – Secção “ <i>FFT</i> ” da área principal da aplicação.....	87
Fig. 5.6.12 – Secção “ <i>Filters</i> ” da área de configuração da aplicação.....	87
Fig. 5.6.13 – Secção “ <i>Log</i> ” da área de configuração da aplicação	88
Fig. 5.6.14 – Secção “ <i>Errors</i> ” da área de configuração da aplicação.....	88
Fig. 5.6.15 – Interface para configuração dos esquemas de detecção de sinal – pseudo-heteródino (a), heteródino sintético 1 (b), heteródino sintético 2 (c) e heteródino sintético 3 (d)	90
Fig. 5.6.16 – Visualização dos sinais em diferentes pontos de processamento dos esquemas de detecção de sinal.....	91
Fig. 5.7.1 – Diagrama do esquema utilizado para proceder à caracterização do sistema com instrumentação virtual (a) e instrumentação física (b).....	99
Fig. 6.1.1 – Esquema do interferómetro <i>Fabry-Pérot</i> sensor utilizado	103
Fig. 6.1.2 – Esquema utilizado para realizar os testes de deformação com o interferómetro <i>Fabry-Pérot</i>	105

Índice de Gráficos

Gráfico 5.4.1 – Deriva da fase do interferómetro (antes do seu isolamento)	69
Gráfico 5.4.2 – Deriva da fase do interferómetro de leitura	71
Gráfico 5.4.3 – Medição de fase em modo não diferencial e em modo diferencial.....	72
Gráfico 5.6.1 – Distribuição da relação entre a frequência fundamental e o segundo harmónico para as diferentes amplitudes testadas	84
Gráfico 5.7.1 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de fm	93
Gráfico 5.7.2 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de fs	94
Gráfico 5.7.3 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de N	95
Gráfico 5.7.4 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de TC	97
Gráfico 5.7.5 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de TC para os diferentes tipos de filtro do <i>lock-in</i>	97
Gráfico 5.7.6 – Desvio padrão da fase medida para diferentes factores de <i>Roll-Off</i> para o filtro FIR	98
Gráfico 5.7.7 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de TC com o sistema digital e sistema físico	100
Gráfico 5.7.8 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de TC para os diferentes esquemas de detecção	101
Gráfico 6.1.1 – Espectro óptico do interferómetro <i>Fabry-Pérot</i> utilizado	104
Gráfico 6.1.2 – Variação da intensidade do padrão de interferência à saída do interferómetro de leitura em função da variação do OPD	105
Gráfico 6.1.3 – Níveis de deformação aplicados no interferómetro <i>Fabry-Pérot</i>	106
Gráfico 6.1.4 – Sensibilidade do interferómetro <i>Fabry-Pérot</i> obtida com os diferentes esquemas de detecção	107
Gráfico 6.1.5 – Resolução obtida para os diferentes esquemas de detecção de sinal	108
Gráfico 6.2.1 – Variação do espectro óptico da rede <i>Bragg</i> – sensor em repouso (negro) e sensor com aplicação de deformação (vermelho)	109
Gráfico 6.2.2 – Espectro óptico da rede <i>Bragg</i> utilizada	110
Gráfico 6.2.3 – Níveis de deformação no sensor baseado em FBG.....	111
Gráfico 6.2.4 – Sensibilidade do sensor baseado em FBG obtida com o sistema digital implementado..	111
Gráfico 6.2.5 – Sensibilidade do sensor baseado em FBG obtida com o sistema comercial.....	112

Índice de Tabelas

Tabela 4.4.1 – Ícones terminais de LabVIEW.....	54
Tabela 4.4.2 – Tipos de fios básicos em LabVIEW	54
Tabela 5.3.1 – Comprimentos dos percursos ópticos do braço superior do interferómetro de leitura.....	64
Tabela 5.3.2 – Comprimentos dos percursos ópticos do braço inferior do interferómetro de leitura	64
Tabela 5.7.1 – Número de ciclos adquiridos do sinal de medição para teste de f_m , f_s e N	96
Tabela 5.7.2 – Comparação do desempenho dos esquemas de detecção implementados	102
Tabela 6.1.1 – Níveis de deformação aplicados	106
Tabela 6.1.2 – Sensibilidade obtida para os diferentes esquemas de detecção.....	107
Tabela 6.1.3 – Resoluções obtidas para os diferentes esquemas de detecção (sensor interferométrico) ..	108
Tabela 6.2.1 – Resultados obtidos com os diferentes esquemas utilizados (sensor FBG).....	112

Lista de Símbolos

- c - Velocidade da luz no vácuo (3×10^8 m/s)
- d - Distância geométrica
- f_m - Frequência de modulação
- f_s - Frequência de amostragem
- I - Intensidade óptica
- $J_n(x)$ - Função de Bessel de ordem n e argumento x
- L - Comprimento de uma cavidade interferométrica
- L_c - Comprimento de coerência de uma fonte óptica
- N - Número de amostras
- n - Índice de refração
- OP - Percurso óptico
- R_{FBG} - Espectro de reflexão de uma FBG
- r_s - Coeficiente de reflexão de uma superfície
- R_s - Reflectância de uma superfície
- t - Variável tempo
- T - Período do sinal de modulação
- TC - Constante de tempo de um amplificador *lock-in*
- t_s - Coeficiente de transmissão de uma superfície
- T_s - Transmitância de uma superfície
- u - Constante que especifica o tempo de *flyback*
- v - Velocidade de uma onda de luz num meio
- V - Visibilidade
- ΔL_o - Percurso não balanceado estático entre dois interferômetros
- $\Delta\phi$ - Diferença de fase
- λ - Comprimento de onda
- ϕ - Fase de onda
- ω - Frequência angular

Glossário

- A/D – *Analógico / Digital*
- AFTH – *Active Phase Tracking Homodyne*
- APC – *Angled Physical Contact*
- AWTH – *Active Wavelength Tuning Homodyne*
- CFP – *Central Fringe Position*
- CD – *Compact Disc*
- DAQ – *Data Acquisition Card*
- DC – *Directional Coupler (Acoplador Direccional)*
- DSP – *Digital Signal Processing / Processor*
- FBG – *Fiber Bragg Grating*
- FPGA – *Field Programmable Gate Array*
- FC-APC – *Ferrule Connector-Angled Physical Contact*
- FFT – *Fast Fourier Transform*
- FIR – *Finite Impulse Response*
- FOLCI – *Fiber Optic Low Coherence Interferometry*
- FWHM – *Full Width Half Maximum*
- GRIN – *Graded Index*
- IIR – *Infinite Impulse Response*
- IV – *Infra-Vermelho*
- LASER – *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*
- LED – *Light Emitting Diode*
- NI – *National Instruments*
- LiNbO₃ – *Nióbato de Lítio*
- OPD – *Optical Path Difference*
- PC – *Personal Computer*
- PLL – *Phase Locked Loop*
- PZT – *Piezo-Electric Transducer*
- S.D. – *Standard Deviation*
- UV – *Ultra-Violeta*
- USB – *Universal Serial Bus*
- VI – *Virtual Instrument*
- WLI – *White Light Interferometry*

1. Introdução

Nas últimas duas décadas assistiu-se a uma grande evolução na área das indústrias da optoelectrónica e das comunicações ópticas. A indústria da optoelectrónica permitiu que fosse desenvolvido equipamento tão diverso, desde leitores de CDs, passando por leitores de códigos de barras, até impressoras e apontadores a LASER. Já a indústria das comunicações ópticas permitiu que fossem desenvolvidas ligações de comunicações de desempenho superior, mais fiáveis e com uma largura de banda superior. Esta constante evolução em ambas a indústrias tem permitido a criação em larga escala de componentes optoelectrónicos domésticos e também a criação de redes de telecomunicações ultra-rápidas, que têm como base as fibras ópticas, apoiadas por diverso equipamento optoelectrónico [1].

Aproveitando o enorme crescimento nas duas indústrias referidas anteriormente, a tecnologia dos sensores de fibra óptica teve também um avanço significativo, sendo uma das principais áreas onde são aproveitados os avanços conseguidos nas indústrias de optoelectrónica e das comunicações ópticas.

1.1. Motivação

Estando a área dos sensores de fibra óptica em franca expansão na actualidade, sendo alvo de atenção por parte de muitos investigadores espalhados pelos mais diversos laboratórios em todo o mundo, incluindo Portugal [2], e tendo já diversas aplicações práticas, é de todo o interesse aprofundar o estudo desta tecnologia.

Este tipo de tecnologia permite efectuar tarefas de monitorização em meios que antes não eram possíveis, devido às limitações apresentadas pelos sensores tradicionais, e que podem ser ultrapassadas com a utilização de sensores de fibra óptica.

De entre os vários tipos de sensores de fibra óptica existentes na actualidade, os sensores interferométricos são aqueles que podem ser aplicados a uma vasta gama de parâmetros de medição, com a possibilidade de atingir resoluções e gama dinâmica elevadas [3].

Como este tipo de tecnologia pode ser utilizada com baixa potência, a monitorização dos mesmos pode ser efectuada remotamente, sendo possível interrogar os sensores

pretendidos através de diversas técnicas de detecção de sinal. Assim, surge a necessidade de desenvolvimento de sistemas de monitorização e caracterização de sensores interferométricos.

Neste contexto, o desenvolvimento de sistemas de monitorização e caracterização automáticos, compactos e portáteis são muito interessantes, sendo que a utilização de instrumentação virtual surge como uma boa solução para esses objectivos.

Verifica-se então que o desenvolvimento de um sistema de monitorização e caracterização de sensores interferométricos controlado de forma automática por *software* é de todo interessante e relevante.

1.2. Sensores de Fibra Óptica

Os sensores de fibra óptica podem ser definidos como dispositivos onde um mensurando físico, químico ou biológico interage com a luz, quer esta seja guiada numa fibra óptica, denominados sensores intrínsecos, ou guiada através de fibra óptica até uma região de interacção, os chamados sensores extrínsecos.

Nos primórdios desta tecnologia, os sensores de fibra óptica com mais sucesso comercial eram dirigidos a aplicações onde a tecnologia de sensores era quase, ou até mesmo completamente inexistente. Os utilizadores dos sistemas sensores tradicionais eram, nesta fase inicial, algo conservadores, o que fez com que os sensores de fibra óptica, apesar das vantagens apresentadas sobre os seus equivalentes eléctricos e electrónicos, tivessem de competir em pé de desigualdade, tendo os seus desenvolvedores de apostar na redução do preço e no aumento da fiabilidade e desempenho, de forma a, pelo menos, se equipararem aos seus rivais.

Com estas condicionantes, os sensores de fibra óptica apenas conseguiram obter algum sucesso em aplicações onde apresentavam vantagens credíveis sobre os sistemas concorrentes, ou então eram capazes de executar medições em ambientes onde anteriormente não era possível com as técnicas ou equipamentos já existentes [4].

No entanto, com o aumento da produção dos componentes optoelectrónicos e das fibras ópticas de telecomunicações, o preço dos componentes desceu e a sua qualidade aumentou, fazendo com que os sensores de fibra óptica comesçassem a se equiparar, em termos de custo e fiabilidade, aos sensores tradicionais (eléctricos e electrónicos), nas mais

variadas aplicações (rotação, pressão, acústica, vibração, tensão, humidade, viscosidade, medições químicas, etc...) [1].

1.2.1. Vantagens

O principal interesse neste tipo de sensores advém do facto das próprias fibras ópticas oferecerem inúmeros benefícios operacionais, tais como o facto de serem electromagneticamente passivas (de tal maneira que podem operar em ambientes que apresentem um campo electromagnético elevado e variável), química e biologicamente passivas (pois o seu componente básico, a sílica, é resistente à maioria dos agentes químicos e biológicos) e apresentam um tamanho e peso reduzidos. Estes dispositivos apresentam também uma baixa atenuação óptica, tornando possível o desenvolvimento de redes de sensores distribuídos, onde o mensurando pode ser determinado em função da posição do sensor ao longo da fibra óptica, simplesmente através da interrogação a partir de uma extremidade da fibra.

As fibras ópticas podem também ser operadas em comprimentos de transmissão extremamente elevados, sendo possível colocar sensores a quilómetros de distância do local de interrogação e monitorização. É também possível a execução de medições multiplexadas, usando grandes redes de sensores remotos, operados a partir de uma única fonte óptica e uma única unidade de detecção, sem a necessidade de colocar componentes optoelectrónicos activos na área de medição onde actua o mensurando, o que torna a informação recolhida imune e interferências electromagnéticas ou outros efeitos “ambientais”[1].

Além das vantagens referidas anteriormente, a necessidade de baixa potência, a elevada sensibilidade, assim como uma largura de banda generosa, são outros aspectos que colocam os sensores de fibra óptica em vantagem relativamente aos sensores eléctricos e electrónicos tradicionais.

1.2.2. Classificação de Sensores

Os sensores de fibra óptica podem ser classificados de acordo com o seu modo de funcionamento, sendo que a maioria destes componentes são classificados de acordo com o tipo de modulação do sinal óptico. Na figura 1.2.1 é apresentado um esquema de classificação de sensores de fibra óptica.

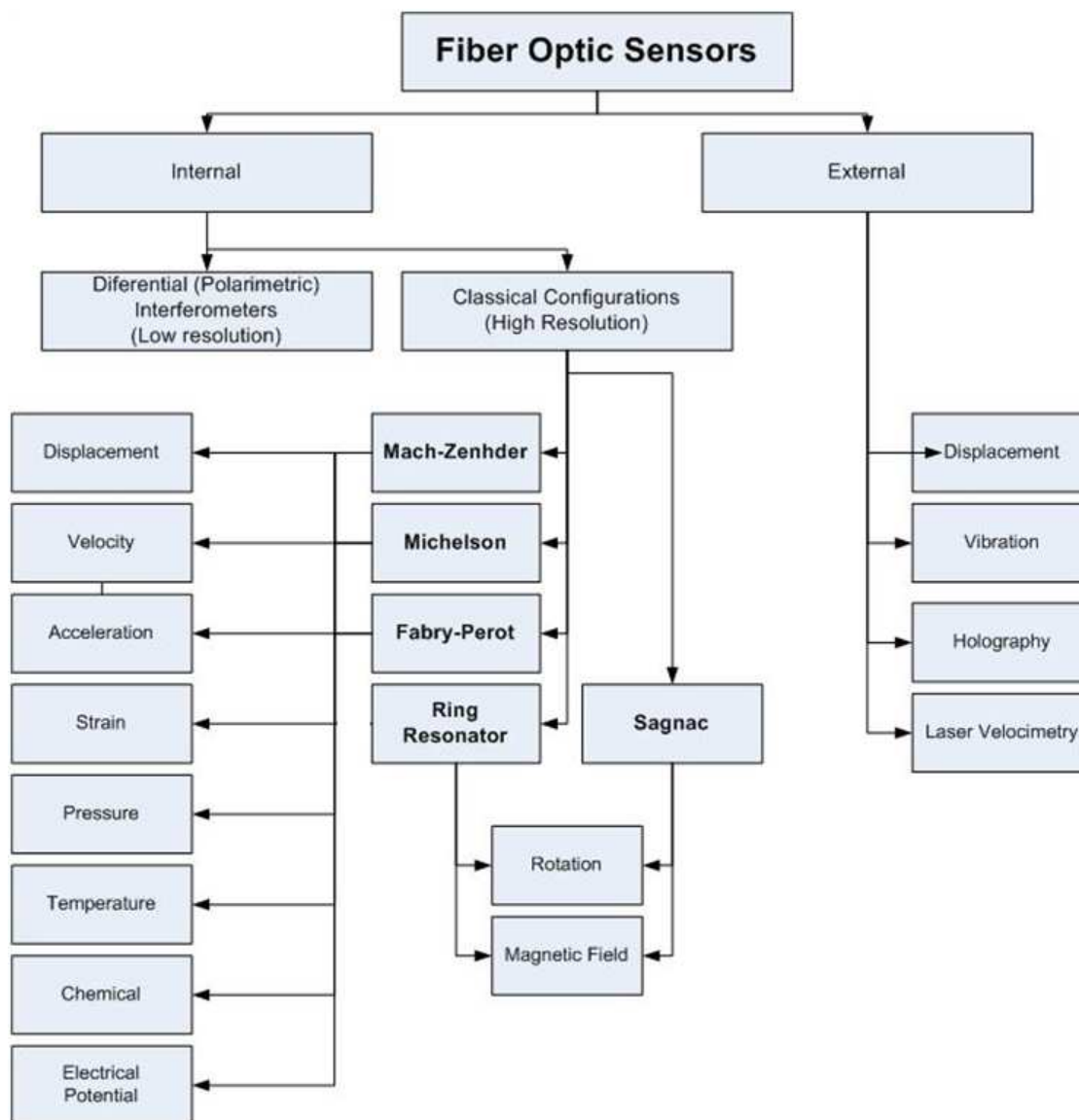


Fig. 1.2.1 – Diagrama de classificação de sensores de fibra óptica [5].

O esquema apresentado na figura 1.2.1 divide os sensores em dois grupos principais, sensores extrínsecos e sensores intrínsecos, sendo que nestes últimos a medição do mensurando pode ser feita directa ou indirectamente, dependendo da forma como o mensurando modula a luz que percorre a fibra óptica. Nas figuras 1.2.2 e 1.2.3 são apresentados três esquemas que representam, de forma simplificada, o funcionamento dos sensores de fibra óptica externos, internos intrínsecos e internos extrínsecos [5].

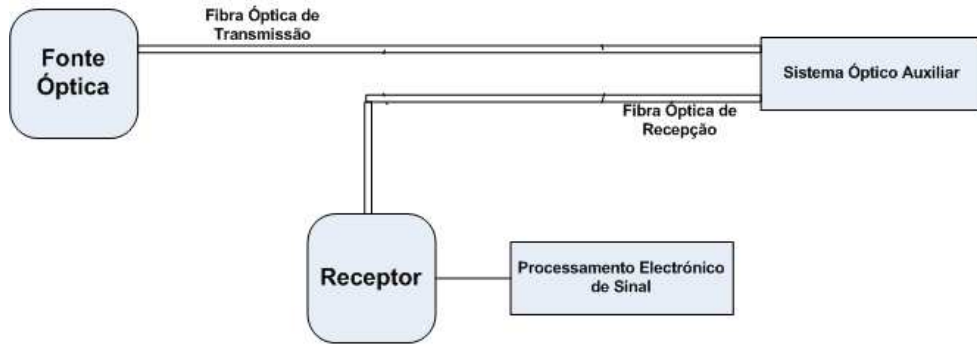


Fig. 1.2.2 – Esquema simplificado de um sensor extrínseco

Nos sensores extrínsecos a luz é modulada num sistema óptico auxiliar, tal como está representado na figura 1.2.2. Neste tipo de sensores a fibra óptica apenas tem o objectivo de guiar a luz desde a fonte óptica até ao campo de acção do mensurando de interesse onde se encontra o sistema óptico auxiliar, e posteriormente até ao receptor [6].

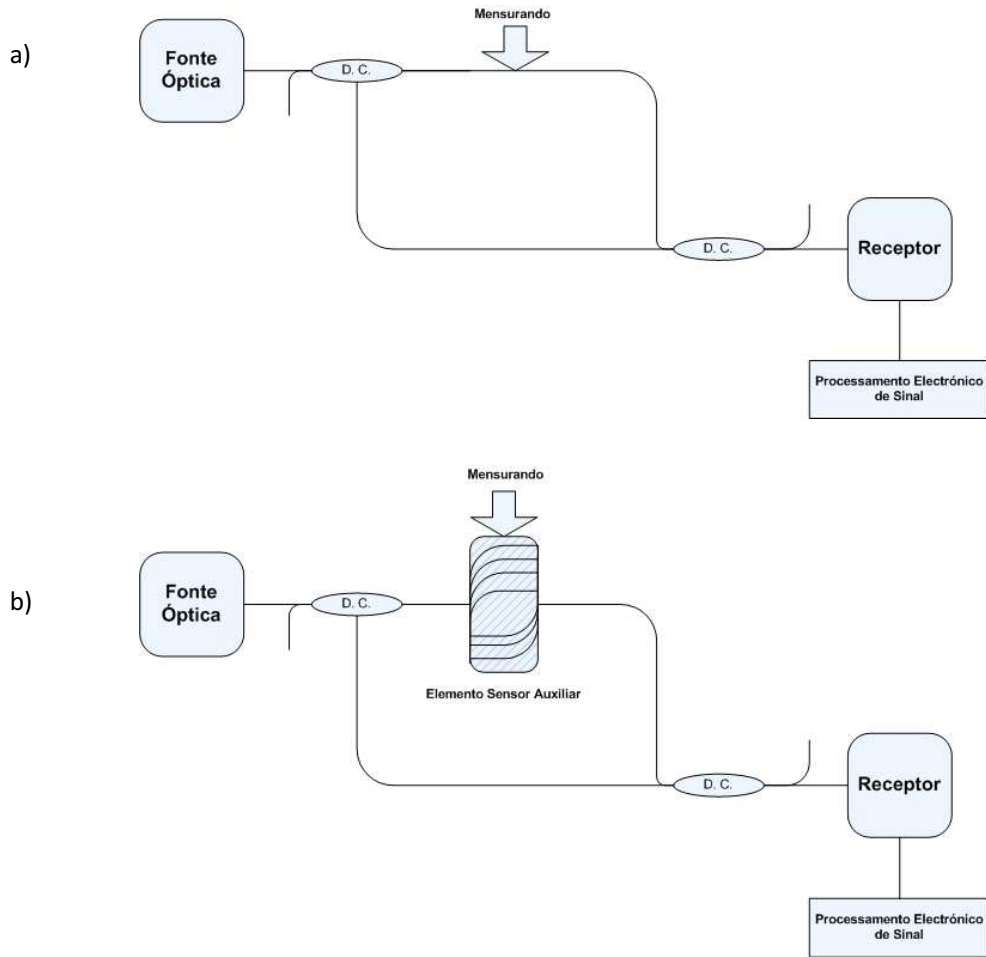


Fig. 1.2.3 – Esquemas simplificados de sensores intrínsecos, directos (a) e indirectos (b)

Nos sensores intrínsecos a modulação da luz pelo mensurando de interesse é realizada dentro da própria fibra óptica, podendo essa modulação ser realizada de duas maneiras. Caso a modulação da luz seja realizada utilizando unicamente a própria fibra óptica, o sensor denomina-se intrínseco directo (figura 1.2.3 a). Quando a modulação da luz é realizada, na própria fibra óptica, mas recorrendo a um elemento sensor auxiliar, o sensor denomina-se intrínseco indirecto (figura 1.2.3 b) [5-6].

1.2.3. Parâmetros de Modulação

Os sensores de fibra óptica podem ser projectados de modo a que o mensurando interaja com um ou mais parâmetros ópticos, sendo que a interacção do mensurando com o parâmetro óptico desejado (modulação da luz) é realizada através de algum mecanismo presente na região sensora, que por si só reage ao mensurando, modulando a luz de acordo com o comportamento do mesmo.

Independentemente do tipo de sensor utilizado, o parâmetro de interesse modula o sinal óptico, e conseqüentemente este sinal é convertido num sinal eléctrico no receptor (portadora modulada). Seguidamente, o processamento de sinal da portadora modulada relaciona estas mudanças com variações no campo do mensurando.

Existe um número limitado de propriedades ópticas que podem ser moduladas num sistema óptico sensor. Estas podem ser identificadas como:

- Modulação de intensidade;
- Modulação de frequência ou comprimento de onda;
- Modulação temporal;
- Modulação em fase;
- Modulação em polarização.

A modulação em intensidade é o tipo de modulação mais simples para uso em sistemas sensores de fibra óptica. No entanto, uma vez que existem muitos processos numa rede de fibra óptica que podem também modular a intensidade da luz transmitida (perda por acoplamento ou curvatura, por exemplo), esta técnica não pode ser usada directamente sem antes fornecer uma técnica de processamento adicional que permite identificar sem ambigüidade as mudanças induzidas apenas pela medida e interacção de interesse.

As restantes técnicas de modulação óptica são imunes à modulação de intensidade na ligação óptica.

1.2.4. Critérios de Desempenho

Os sistemas de sensores de fibra óptica têm critérios de desempenho, que também são comuns aos utilizados para sistemas sensores tradicionais. Estes podem ser identificados como os factores que ajudam a definir um ponto de medição, incluindo:

- Resolução;
- Precisão;
- Reprodutibilidade;
- Gama dinâmica.

1.2.5. Opções de escolha

Ao considerar as diferentes opções de desenvolvimento a adoptar para um sistema sensor particular, diversos factores relacionados com o desempenho e com o mercado devem ser tomados em linha de conta. Os principais factores a ter em conta são os seguintes:

- Resolução;
- Gama dinâmica;
- Tempos de resposta;
- Condições ambientais de operação;
- Fiabilidade;
- Estabilidade a longo prazo;
- Capacidade de produção;
- Manutenção;
- Custo;
- Aceitação pelo mercado.

Na realidade, as diferentes opções de desenvolvimento escolhidas levarão a um compromisso nos critérios referidos dependendo dos factores requeridos mais dominantes. Os últimos dois factores não deverão ser subestimados (custo e aceitação de mercado), uma vez que estes têm sido os factores mais importantes que têm abrandado a aceitação dos sensores de fibra óptica [4].

1.3. Interrogação de Sensores Interferométricos

A interrogação de sensores de fibra óptica, de modo a poder obter e processar a informação relativa ao mensurando de interesse, pode ser realizada com recurso a diferentes esquemas e técnicas de detecção de sinal.

Um esquema muito utilizado para a interrogação de sensores de fibra óptica interferométricos, é o esquema de interferometria de luz branca, que é apresentado (de forma simplificada) na figura 1.3.1, e que permite a medição de modo absolutamente remoto de diversos parâmetros, tais como deslocamentos, temperatura, pressão e índice de refacção.

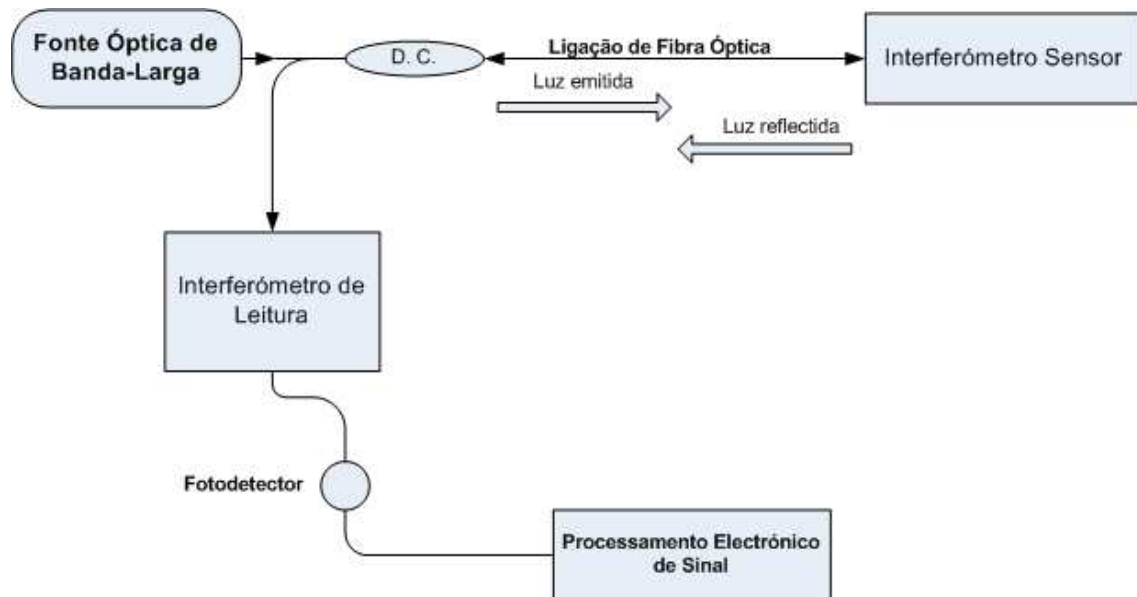


Fig. 1.3.1 – Representação simplificada de um esquema de interferometria de luz branca

Tal como está representado na figura 1.3.1 o esquema é iluminado por uma fonte de espectro largo (ou de luz branca), sendo constituído por dois interferómetros, um interferómetro sensor e um interferómetro de leitura.

Uma das principais características deste esquema é o facto da precisão de medição ser virtualmente insensível a flutuações da potência óptica, que ocorrem ao longo da ligação de fibra usada para conectar o sensor remoto à unidade de processamento de sinal. Este esquema permite também obter uma faixa de resolução muito elevada, o que o torna numa técnica muito atractiva para uma grande variedade de aplicações. Uma descrição mais detalhada do princípio de funcionamento deste esquema de interrogação de sensores interferométricos é apresentada mais à frente neste trabalho [7].

1.3.1. Técnicas de detecção de sinal

As técnicas de detecção de sinal têm como objectivo a geração de uma portadora eléctrica, à saída do sistema óptico sensor, na qual esteja contida a informação relativa à acção do mensurando, sendo que este processo deverá ser preciso, estável e apresentar uma faixa de operação consideravelmente larga. Tal como já foi referido, essa informação poderá estar contida em diversos parâmetros, sendo que nos sensores interferométricos o parâmetro modulado é a fase.

Para a geração desta portadora, que contém a informação sobre o mensurando de interesse, existem diversas técnicas de detecção de sinal, sendo que cada uma delas apresenta vantagens e desvantagens.

A maioria das técnicas de detecção de sinal pode ser caracterizada como activa, quando é necessária alguma forma de realimentação para o sensor ou para a fonte óptica, ou passiva, onde não é empregue nenhuma forma de realimentação [5]. Os esquemas de detecção mais indicados para os sensores de fibra óptica interferométricos enquadram-se nas categorias homódina, heteródina, pseudo-heteródina ou heteródina sintética. O princípio de funcionamento destas técnicas de detecção de sinal é descrito mais à frente no presente trabalho.

1.4. Instrumentação Virtual

Os instrumentos virtuais são equipamentos que têm a mesma função que os instrumentos tradicionais, mas que são totalmente controlados por *software*, eliminando desta forma algumas das grandes desvantagens destes últimos que são as suas grandes dimensões e pouca portabilidade. Ao invés de existir um instrumento físico, de grandes dimensões e

portabilidade reduzida e com um painel frontal muitas vezes demasiado condensado, um instrumento virtual é na sua totalidade desenvolvido em *software* (sempre apoiado por equipamento de aquisição e geração de sinal), sendo o seu painel frontal geralmente disponibilizado através de um PC.

O conceito de instrumentação virtual contempla todos os instrumentos que são implementados com uma interface completamente baseada em *software*. Algumas tecnologias de *software*, tais como os produtos da gama LabVIEW da *National Instruments*, tornaram mais fácil o desenvolvimento de instrumentos virtuais deste tipo. Um exemplo de um painel frontal de um instrumento virtual, desenvolvido em ambiente LabVIEW é apresentado na figura 1.4.1.

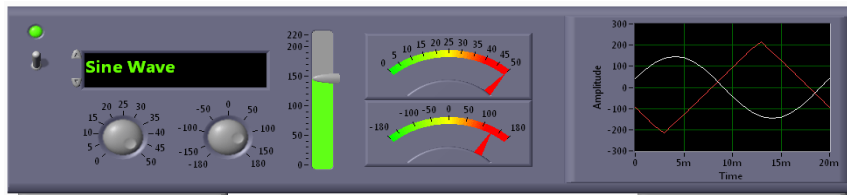


Fig. 1.4.1 – Exemplo do painel frontal de um instrumento virtual desenvolvido em LabVIEW

No ambiente de programação LabVIEW, a programação do instrumento virtual baseia-se numa programação gráfica, que tem como base diversos blocos que possuem diversas funções (aquisição, análise, processamento, e representação de dados), que são interligados entre si, dando origem a um diagrama de blocos, tal como é exemplificado na figura 1.4.2.

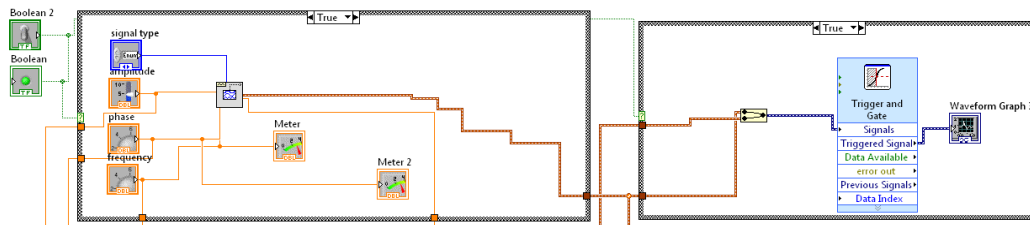


Fig. 1.4.2 – Exemplo do diagrama de blocos de um instrumento virtual desenvolvido em LabVIEW

O conceito de instrumentação virtual e o funcionamento do ambiente de programação LabVIEW é abordado com maior detalhe mais à frente no presente trabalho.

2. Sensores Interferométricos

A utilização de diferentes técnicas interferométricas em sistemas de sensores de fibra óptica tornou-se num dos métodos mais utilizados para monitorizar uma grande variedade de parâmetros, pois providenciam elevadas resoluções e uma elevada capacidade de gama dinâmica.

2.1. Introdução – Onda de luz

A luz, que se propaga no interior de uma fibra, pode ser vista como uma onda electromagnética transversal que se propaga através do espaço. Estando os campos magnético e eléctrico relacionados entre si e propagando-se em conjunto, geralmente apenas é necessário considerar o campo eléctrico num determinado ponto. Uma exemplificação da propagação de uma onda electromagnética é apresentada na figura 2.1.1.

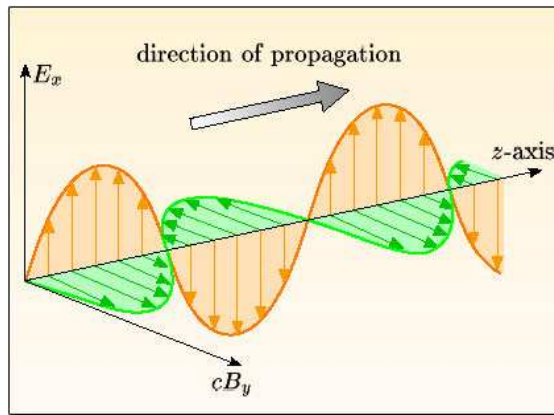


Fig. 2.1.1 – Exemplo da propagação de uma onda electromagnética [8]

O campo eléctrico pode ser representado como um vector de campo variável no tempo perpendicular à direcção da propagação da onda. Se o vector de campo estiver “assente” sempre no mesmo plano, a onda de luz considera-se polarizada linearmente.

A luz visível compreende comprimentos de onda (λ) entre os 400 nm (violeta) e os 750 nm (vermelho), correspondentes às frequências de $7,5 \times 10^{14}$ Hz e $4,0 \times 10^{14}$ Hz, respectivamente. Os comprimentos de onda inferiores situam-se na região denominada por ultravioleta (UV) e os maiores na região infra-vermelha (IV), tal como está representado na figura 2.1.2.

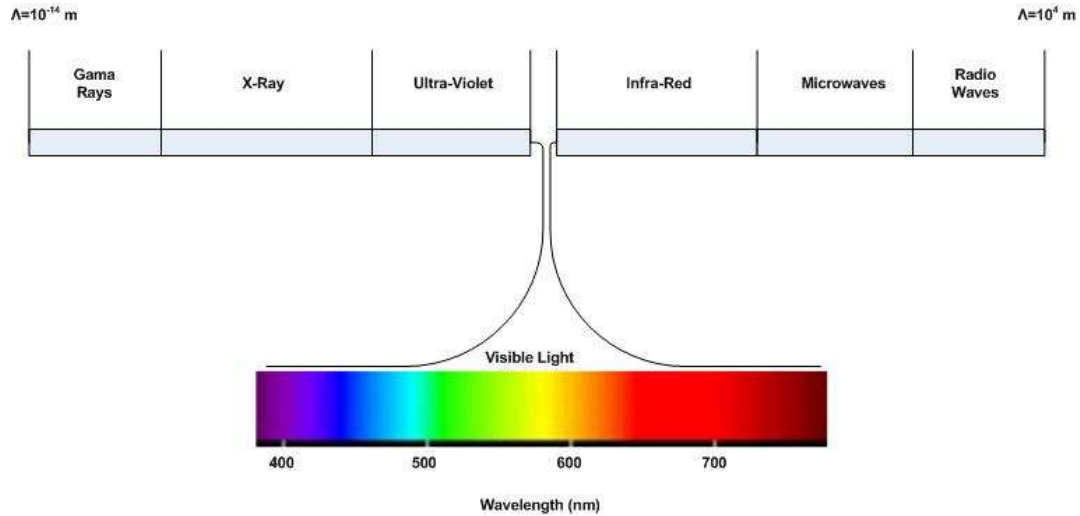


Fig. 2.1.2 – Exemplo da divisão espectral das ondas de luz [9]

O campo eléctrico (E) devido à propagação de uma onda de luz ao longo da direcção Z , tal como representado na figura 2.1.1, num ponto qualquer, pode então ser descrito através da seguinte equação.

$$E(x, y, z, t) = a \cos[2\pi(ft - z/\lambda)] \quad (2.1)$$

Na equação (2.1) a representa a amplitude da onda de luz, f a sua frequência e λ o comprimento de onda. O termo $2\pi(ft - z/\lambda)$, denominado por fase de onda, varia com o tempo (t) e com a distância ao longo do eixo Z (z) desde a origem [9].

A equação (2.1) pode também ser escrita da seguinte forma:

$$E(x, y, z, t) = a \cos[\omega t - kz] \quad (2.2)$$

Onde $\omega = 2\pi f$ é definida como a frequência angular e $k = 2\pi/\lambda$ como a constante de propagação. A velocidade com que uma onda de luz se move no vazio ao longo do tempo pode ser expressa de acordo com a equação (2.3).

$$c = \lambda f \quad (2.3)$$

Na equação (2.3) c identifica a velocidade da luz, que no vácuo tem um valor de aproximadamente 3×10^8 metros por segundo [9]. Num meio com um índice de refração n , a velocidade de uma onda de luz (v) é então dada por:

$$v = c/n \quad (2.4)$$

Tendo a onda de luz uma frequência fixa ao longo do tempo, o comprimento de onda da luz num meio com um determinado índice de refração, λ_n , pode ser definido da seguinte forma:

$$\lambda_n = \lambda/n \quad (2.5)$$

No caso de uma onda de luz que viaja uma distância geométrica d num meio com índice de refração n , o percurso óptico equivalente (*Optical Path – OP*) é:

$$OP = nd \quad (2.6)$$

A representação de uma onda de luz em termos de uma equação do tipo sinusoidal, tal como a apresentada nas equações (2.1) e (2.2), poderá não ser a melhor maneira de manipular matematicamente a mesma. Desta forma é muitas vezes conveniente a utilização da representação complexa exponencial, sendo que a equação (2.1) pode ser representada desta forma:

$$E(x, y, z, t) = \text{Re}\{a \exp(-i\phi) \exp(i\omega t)\} = \text{Re}\{A \exp(i\omega t)\} \quad (2.7)$$

Na equação (2.7) o termo $\phi = 2\pi z/\lambda$ é denominado por fase de onda, e o termo $A = a \exp(-i\phi)$ é conhecido como a amplitude complexa [9].

2.2. Interferometria

Quando duas ondas se sobrepõem, a intensidade resultante em qualquer ponto dependem da forma como elas interagem mutuamente. Ao fenómeno de aumento ou anulação do campo eléctrico por interacção de duas ondas dá-se o nome de interferência. A interferência entre duas ou mais ondas de luz pode ser utilizada como base para a realização de medições extremamente precisas, dando origem ao conceito de Interferometria.

2.2.1. Conceito

Assumindo duas ondas de luz que se propagam na mesma direcção, polarizadas no mesmo plano e que apresentam a mesma frequência, a amplitude complexa (A) em qualquer ponto no padrão de interferência é o resultado da soma das amplitudes complexas das duas ondas. Este fenómeno pode ser descrito através da expressão (2.8).

$$A = A_1 + A_2 \quad (2.8)$$

Nesta expressão $A_1 = a_1 \exp(-i \phi_1)$ e $A_2 = a_2 \exp(-i \phi_2)$ são as amplitudes complexas das duas ondas que interferem mutuamente [9]. A intensidade resultante pode ser descrita como:

$$\begin{aligned} I &= |A|^2 \\ &= (A_1 + A_2)(A_1^* + A_2^*) \\ &= |A_1|^2 + |A_2|^2 + A_1 A_2^* + A_1^* A_2 \\ &= I_1 + I_2 + 2(I_1 I_2)^{\frac{1}{2}} \cos(\Delta\phi) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Na expressão (2.9), I_1 e I_2 são as intensidades resultantes devido à actuação individual de cada onda, sendo $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$ a diferença de fase entre ambas. Se as duas ondas forem provenientes da mesma fonte, de tal modo que apresentem a mesma fase na origem, a diferença de fase $\Delta\phi$ corresponde a uma diferença de percurso óptico (*Optical Path Difference* - OPD), que pode ser definido através da equação (2.10).

$$OPD = (\lambda/2\pi)\Delta\phi \quad (2.10)$$

Se a diferença de fase entre as duas ondas de luz, $\Delta\phi$, variar linearmente ao longo do tempo, a intensidade varia segundo uma função do tipo sinusoidal originando as franjas de interferência, que se formam devido à interferência construtiva e destrutiva entre ambas as ondas [9].

2.2.2. Visibilidade

A intensidade de um padrão de interferência apresenta um valor máximo que pode ser descrito pela equação (2.11).

$$I_{m\acute{a}x} = I_1 + I_2 + 2(I_1 I_2)^{1/2} \quad (2.11)$$

A intensidade tem um valor máximo quando $\Delta\phi = 2m\pi$, ou $OPD = m\lambda$, sendo m um número inteiro [9]. O valor mínimo da intensidade de um padrão de interferência pode ser descrito pela seguinte equação:

$$I_{m\acute{i}n} = I_1 + I_2 - 2(I_1 I_2)^{1/2} \quad (2.12)$$

A intensidade tem um valor mínimo quando $\Delta\phi = (2m+1)\pi$, ou $OPD = (2m+1)\lambda/2$, sendo m um número inteiro [9].

A visibilidade do padrão de interferência é então definida pela relação:

$$V = \frac{I_{m\acute{a}x} - I_{m\acute{i}n}}{I_{m\acute{a}x} + I_{m\acute{i}n}} \quad (2.13)$$

em que $0 \leq V \leq 1$. Tendo em conta as equaoes (2.11) e (2.12) já apresentadas, pode-se reescrever a equação (2.13) na forma:

$$V = \frac{2(I_1 I_2)^{1/2}}{I_1 + I_2} \quad (2.14)$$

2.3. Sensores Interferométricos

Os sensores interferométricos de fibra óptica são sensores que utilizam o conceito de interferência óptica para levar a cabo a medição de um determinado mensurando. . Neste tipo de sensores o mensurando actua na fibra óptica provocando uma modulação na fase relativa de pelo menos duas ondas resultando em alteraoes do padrão de interferência resultante. Genericamente os sistemas baseados em sensores de fibra óptica interferométricos utilizam fontes ópticas coerentes e fibra óptica monomodo.

A modulação da fase do padrão de interferência pode ser directa ou indirecta, sendo que neste último caso a alteração da fase é efectuada por intermédio de um conversor que é afectado pela grandeza física a medir. A variação da fase de uma onda de luz guiada numa fibra monomodo, depende de dois parâmetros principais, nomeadamente o comprimento e o índice de refracção.

A medição de pequenas variações do mensurando pode ser efectuada através da medição da variação da fase do padrão de interferência. No caso de uma interferência entre duas ondas de luz provenientes da mesma fonte óptica, e estando apenas uma exposta à acção do mensurando (que provoca uma variação do caminho óptico), o *OPD* entre as duas ondas de luz irá variar. Esta variação do *OPD* entre as duas ondas de luz irá provocar uma variação da fase, $\Delta\phi$, do padrão de interferência tal como já fora apresentado na expressão (2.10), podendo essa mesma expressão ser reescrita de seguinte forma.

$$\Delta\phi = \frac{2\pi \cdot OPD}{\lambda} \quad (2.15)$$

Os sensores interferométricos podem, na sua forma mais básica apresentar dois tipos de configurações, nomeadamente, interferómetros de duas ondas ou interferómetros de múltiplas ondas.

2.3.1. Interferómetros de duas ondas

Os interferómetros de duas ondas são esquemas que permitem a medição de um determinado mensurando, utilizando duas ondas de luz que viajam através de percursos separados e que de alguma forma interferem mutuamente. Um dos percursos é denominado por percurso de referência enquanto o outro é o percurso de teste ou medida.

O *OPD* entre as duas ondas que se interferem é dado por:

$$\begin{aligned} OPD &= OP_1 - OP_2 \\ &= \sum n_1 d_1 - \sum n_2 d_2 \end{aligned} \quad (2.16)$$

Na expressão (2.16), n identifica o índice de refração do meio de propagação da onda de luz e d a distância geométrica de cada secção nos dois percursos.

De modo a obter um padrão de interferência estacionário, a diferença de fase entre as duas ondas que se interferem não deve variar com o tempo, devendo as duas ondas de luz apresentar exactamente a mesma frequência, requisito que apenas é possível se ambas as ondas forem provenientes da mesma fonte óptica.

Existem diversas configurações de interferómetros de duas ondas, das quais se destacam as seguintes.

- Interferómetro de *Michelson*
- Interferómetro de *Mach-Zehnder*

Interferómetro de *Michelson*

Uma das configurações de interferómetros de duas ondas mais utilizadas na actualidade é a configuração de *Michelson*, cuja representação esquemática em fibra óptica é apresentada na figura 2.3.1.

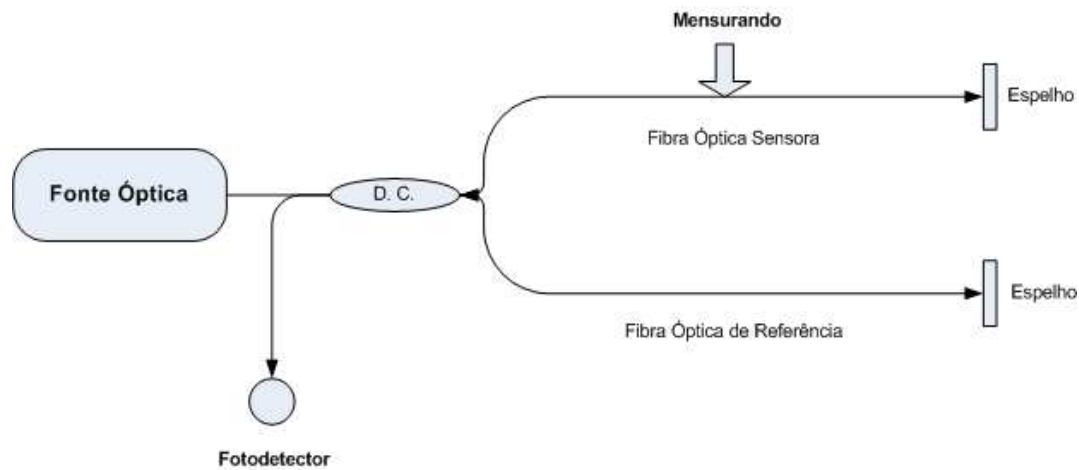


Fig. 2.3.1 – Representação esquemática do interferómetro de *Michelson*

A radiação emitida pela fonte óptica, usualmente coerente, é acoplada à fibra óptica, monomodo, e posteriormente é dividida por um Acoplador Direccional (DC), que idealmente deverá ser de 50/50. Desta maneira a radiação é dividida pelos dois ramos de fibra, pela fibra sensora (onde actua o mensurando) e pela fibra de referência [10].

A radiação ao percorrer as duas fibras, sensora e de referência, é reflectida por um espelho que se encontra colocado no final de cada percurso. Após a reflexão, as radiações provenientes de ambos os percursos são recombinadas no DC, levando à formação de uma onda de interferência [11]. Parte desta onda de interferência é entregue ao fotodetector, para um posterior processamento e cálculo do valor do mensurando, e a restante é devolvida ao gerador. Para que a interferência possa ser observada a diferença de percursos ópticos deve ser inferior ao comprimento de coerência da fonte óptica.

Interferómetro de *Mach-Zehnder*

Uma outra configuração interferométrica também muito utilizada é a configuração de *Mach-Zehnder*, que se encontra ilustrada, esquematicamente, na figura 2.3.2.

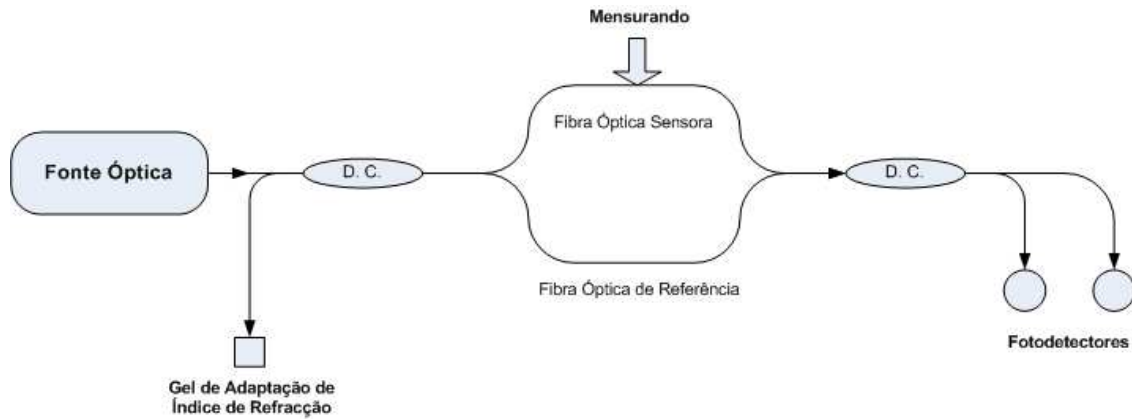


Fig. 2.3.2 – Representação esquemática do interferómetro de *Mach-Zehnder*

O funcionamento deste tipo de interferómetro é muito semelhante ao apresentado pelo interferómetro de *Michelson*, sendo que muitas propriedades são partilhadas por ambos os modelos. No entanto, enquanto a configuração de *Michelson* funciona em modo de reflexão, a configuração de *Mach-Zehnder* funciona em modo de transmissão.

No caso do interferómetro de *Mach-Zehnder*, são utilizados dois DCs, que permitem obter duas ondas de interferência à saída do interferómetro. Estas duas ondas encontram-se em oposição de fase, facto que é utilizado por alguns esquemas de detecção de sinal.

A função de transferência dos dois interferómetros anteriores (*Michelson* e *Mach-Zehnder*) é descrita pela equação (2.17).

$$I_{out} = \frac{I_{in}}{2} [1 + V \cos(\Delta\phi)] \quad (2.17)$$

A equação apresentada traduz a variação da potência óptica à saída do interferómetro e que é entregue ao fotodetector (I_{out}) devido à variação da diferença de fase ($\Delta\phi$) entre as fibras de sinal e referência. O factor V refere-se à visibilidade do padrão de interferência produzido. Este factor depende da razão das potências ópticas das ondas de referência e de sinal, do grau de coerência da fonte óptica e do estado de polarização entre os vectores de campo eléctrico das ondas interferentes [11].

A representação gráfica da função de transferência, desprezando possíveis perdas e atribuindo uma visibilidade unitária, é apresentada na figura 2.3.3.

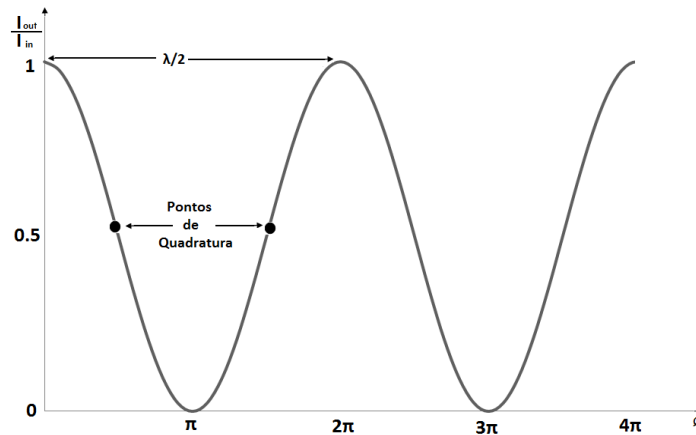


Fig. 2.3.3 – Representação gráfica da função de transferência de um interferômetro de duas ondas [11]

É possível observar que com a variação da diferença de fase óptica entre os dois percursos de fibra de referência e de sinal existe também uma variação da potência de saída do interferômetro. A sensibilidade da potência de saída do interferômetro é nula para variações de fase óptica de $\phi = m\pi$ (sendo m um número inteiro), e máxima para variações de fase de $\phi = (2m+1)\pi/2$ (pontos de quadratura). De modo a que a sensibilidade seja maximizada o interferômetro deverá operar num ponto de quadratura, que é equivalente a manter a *OPD* entre os dois percursos de $1/4$ do comprimento de onda incidente [11].

É também possível verificar que as variações de fase superiores a π não podem ser distinguidas sem que haja ambiguidade das variações menores que π , pois o interferômetro apresenta uma resposta periódica. Uma solução para esta limitação passa pela utilização de técnicas de detecção e processamento de sinal adequadas, ou através de uma arquitectura de sistema que permita limitar a gama dinâmica do intervalo de fase correspondente a $\pm\pi/2$, por intermédio de esquemas de realimentação [11].

2.3.2. Interferómetros de múltiplas ondas

Além dos interferómetros de duas ondas referidos anteriormente, existem também os interferómetros de múltiplas ondas, que têm também uma grande aplicação na área dos sensores de fibra óptica. No caso dos interferómetros de múltiplas ondas, o padrão de interferência é formado através da interferência não de apenas duas ondas como apresentado

anteriormente, mas sim de múltiplas ondas que se formam quando a onda incidente é decomposta em várias componentes reflectidas e transmitidas como será especificado de seguida [9].

Considerando uma onda de luz incidente numa placa plano-paralela (com espessura d e índice de refração n), tal como representado na figura 2.3.4 com um ângulo θ_1 . Múltiplas reflexões na superfície da placa produzem uma série de componentes reflectidas e transmitidas, cuja amplitude decai progressivamente [9].

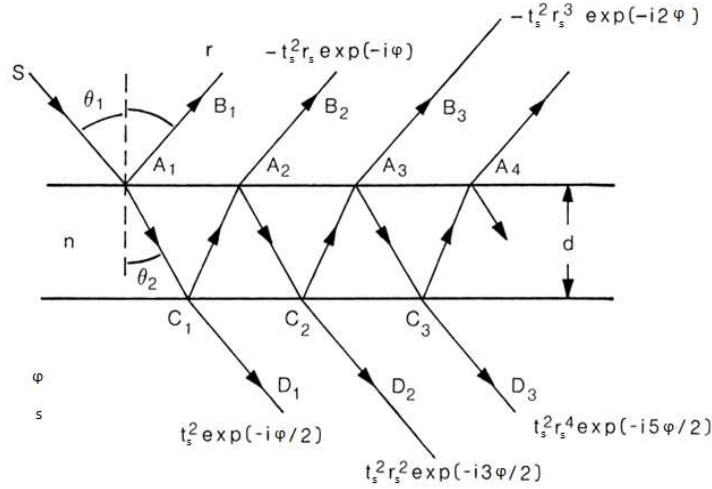


Fig. 2.3.4 – Interferência de múltiplas ondas numa placa plano-paralela [9]

Franjas de múltiplas ondas por transmissão

A amplitude complexa da onda transmitida, que é a soma das amplitudes das componentes transmitidas, é definida através da expressão (2.18).

$$\begin{aligned}
 A_{Ts}(\phi) &= t_s^2 [1 + r_s^2 \exp(-i\phi) + r_s^4 \exp(-i2\phi) + \dots] \\
 &= t_s^2 / [1 - r_s^2 \exp(-i\phi)]
 \end{aligned}
 \tag{2.18}$$

Onde r_s e t_s são, respectivamente, os coeficientes de reflexão e transmissão (para a amplitude) da superfície. A intensidade no padrão de interferência formado pela transmissão pode ser obtido através de:

$$\begin{aligned}
 I_T(\phi) &= |A_{Ts}(\phi)|^2 \\
 &= Ts^2 / [1 + Rs^2 - 2Rscos(\phi)]
 \end{aligned}
 \tag{2.19}$$

Na expressão (2.19) $R_s = r^2$ e $T_s = t^2$ são, respectivamente, a reflectância e a transmitância (para a intensidade) das superfícies. Na figura 2.3.5 as curvas representadas mostram que à medida que a reflectância R aumenta, as franjas tornam-se mais estreitas [9].

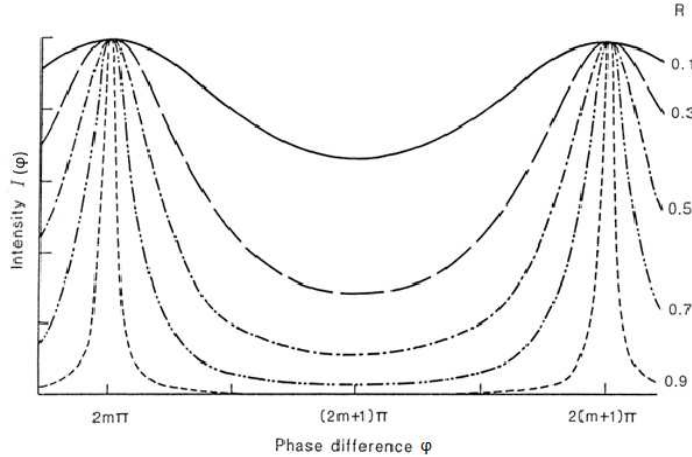


Fig. 2.3.5 – Distribuição de intensidade em franjas de interferência de múltiplas ondas formadas pela transmissão de luz, para diferentes valores de reflectância (R) das superfícies [9]

A separação das franjas corresponde a uma mudança na fase φ de 2π . A largura das franjas (FWHM – *Full Width Half Maximum*) é definida como a separação de dois pontos, em ambos os lados de um máximo, no qual a intensidade é igual a metade do valor máximo. Nestes pontos verifica-se a igualdade expressa em (2.20).

$$\sin\left(\frac{\phi}{2}\right) = (1 - R)/2R^{1/2} \quad (2.20)$$

Quando o valor de R é próximo à unidade, $\sin(\phi/2) \approx \phi/2$, e a mudança na fase ϕ correspondente ao FWHM das franjas de interferência, pode ser definido pela expressão (2.21).

$$\Delta\phi_W = 4(1 - R)/2R^{1/2} \quad (2.21)$$

A *finesse* das franjas (F) é definida como uma proporção da separação de franjas adjacentes (correspondente a uma mudança na fase ϕ de 2π) no seu FWHM, sendo obtida através da relação expressa em (2.22).

$$F = 2\pi/\Delta\phi_W = \pi R^{1/2}/(1 - R) \quad (2.22)$$

Franjas de múltiplas ondas por reflexão

A amplitude complexa da onda reflectida é obtida somando as amplitudes complexas de todas as componentes reflectidas e é dada através da seguinte relação [9].

$$\begin{aligned} A_R(\varnothing) &= r[1 - t^2 \exp(-i\varnothing) - t^2 r^2 \exp(-i2\varnothing) + \dots] \\ &= r[1 - \exp(-i\varnothing)]/[1 - r^2 \exp(-i\varnothing)] \end{aligned} \quad (2.23)$$

A intensidade do padrão de interferência formado pela reflexão pode ser obtida através da seguinte equação.

$$I_R(\varnothing) = 2R[1 - \cos(\varnothing)]/[1 + R^2 - 2R\cos(\varnothing)] \quad (2.24)$$

As franjas de interferência obtidas por reflexão são complementares às formadas pela transmissão, sendo que com o aumento de R a largura das franjas de interferência aumenta (comportamento complementar ao apresentado na figura 2.3.5).

Interferómetro *Fabry-Pérot*

O interferómetro *Fabry-Pérot* faz uso da interferência de múltiplas ondas, consistindo, na sua forma mais simples, em duas superfícies paralelas com revestimentos altamente reflectivos [9].

No caso dos sensores interferométricos, uma configuração muito utilizada consiste na formação de uma cavidade *Fabry-Pérot* com duas redes de Bragg (*FBG*) [12], tal como exemplificado na figura 2.3.6.

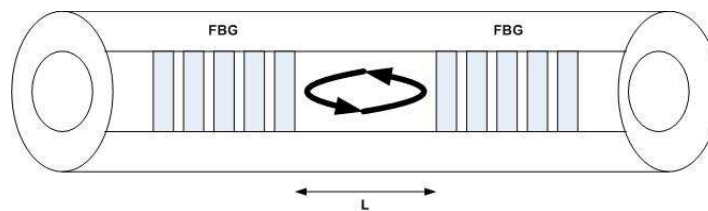


Fig. 2.3.6 – Representação esquemática de um interferómetro *Fabry-Pérot* formado com duas *FBGs*

Uma configuração alternativa à apresentada na figura anterior, consiste em formar uma cavidade *Fabry-Pérot* com apenas uma *FBG* e o espelho formado na ponta da fibra devido à reflexão de *Fresnel*, tal como exemplificado na figura 2.3.7.

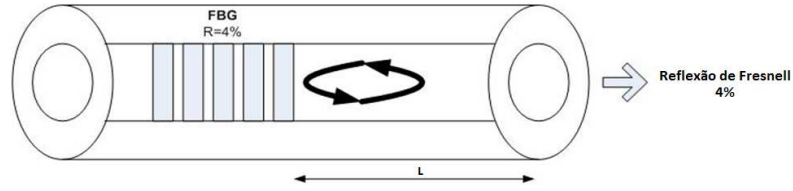


Fig. 2.3.7 – Representação esquemática de um interferómetro *Fabry-Pérot* formado com uma *FBG*

O espectro normalizado de reflexão do esquema apresentado na figura 2.3.6 é, assumindo uma visibilidade unitária, traduzido pela seguinte equação.

$$R(\lambda) = R_{FBG}(\lambda)[1 - \cos(\phi)] \quad (2.25)$$

Na expressão (2.25), $R_{FBG}(\lambda)$ representa o espectro de reflexão da *FBG* utilizada para formar a cavidade e ϕ é o desvio de fase entre as ondas reflectidas pelas *FBGs*. O termo $1 - \cos(\phi)$ representa a modulação resultante da interferência entre as ondas reflectidas pelos *FBGs*. O desvio de fase pode ser obtido através de:

$$\phi = 4\pi nL/\lambda \quad (2.26)$$

Na expressão (2.26), n identifica o índice de refração efectivo do núcleo da fibra óptica e L o comprimento da cavidade formada.

A configuração apresentada na figura 2.3.7 tem um comportamento similar ao já apresentado. Neste esquema uma *FBG* de baixa reflectividade é utilizada para formar uma cavidade *Fabry-Pérot* com comprimento L em conjunto com a ponta da fibra, que funciona como um espelho devido à reflexão de *Fresnel*. A reflexão de *Fresnel* resulta da diferença de índices de refração na interface fibra / meio, sendo o seu valor calculado através da equação (2.27).

$$R_{Fresnel} = \left(\frac{n_{fibra} - n_{meio}}{n_{fibra} + n_{meio}} \right)^2 \quad (2.27)$$

A mudança de fase provocada pelo mensurando pode ser obtida utilizando técnicas de detecção de sinal adequadas. A configuração apresentada na figura 2.3.6 pode ser utilizada para medir deformação e a configuração apresentada na figura 2.3.7 é muitas vezes utilizada como refractómetro, aproveitando o facto do índice de refração variar conforme o meio onde o interferómetro é colocado provocando uma variação no valor da reflexão de *Fresnel*,

apresentado na expressão (2.27), e conseqüentemente uma variação no padrão de interferência do interferómetro. Esta última configuração comporta-se, por aproximação, como um interferómetro de duas ondas [13].

3. Técnicas e Esquemas de detecção de Sinal

A recuperação do valor da variação de fase, provocada pelo mensurando, nos sensores interferométricos pode ser efectuada recorrendo a diferentes técnicas e esquemas de detecção de sinal, que permitem obter uma portadora cuja variação de fase é proporcional à variação do mensurando.

3.1. Interferometria de Luz Branca

A interferometria de luz branca (*White Light Interferometry* - WLI), conhecida como *Fiber Optic Low-coherence Interferometry* (FOLCI) na área dos sensores de fibra óptica, é um esquema que permite a medição de forma absolutamente remota de diversos parâmetros, tais como deslocamentos, temperatura, pressão e índice de refração. Esta técnica é utilizada na monitorização e desenvolvimento de uma vasta gama de sistemas sensores de fibra óptica. Uma das principais características que distingue a técnica de WLI dos sensores de fibra óptica de intensidade convencionais é o facto da precisão de medição ser virtualmente insensível a flutuações da potência óptica que ocorrem ao longo da ligação de fibra usada para conectar o sensor remoto à unidade de processamento de sinal.

Este método era inicialmente confinado ao uso de componentes de fibra óptica monomodo, mas mais recentemente ganhou um maior interesse devido à sua habilidade para superar algumas das principais limitações no uso de díodos LASER monomodo, que incluíam um grau muito reduzido de estabilização do comprimento de onda da fonte e eliminação de problemas de *feedback* na cavidade uma vez que os sistemas de luz branca podem operar com dispositivos LED (*Light Emitting Diode*) ou LASERs multimodo [4]. A interferometria de luz branca está dependente dos comprimentos de coerência relativamente curtos deste tipo de fontes e pode operar através da interconexão da fonte com interferómetros sensores e sistemas de processamento através de uma rede de fibra óptica para estabelecer um sistema de monitorização completo [14].

De modo a medir convenientemente as variações de fase óptica introduzidas no interferómetro sensor, é produzido um sinal (portadora) através da modulação do não balanceamento do percurso óptico num segundo interferómetro de processamento (também denominado por interferómetro receptor ou de leitura). No método de interferometria de luz

branca convencional isto é realizado através da variação periódica, em forma de rampa, do OPD do interferómetro de leitura através de um Transdutor Piezo-Eléctrico (PZT), o que consequentemente produz um sinal de saída de franjas sinusoidais. Este tipo de sistema é classificado como um método de franjas temporais. Uma outra vantagem da técnica de interferometria de luz branca é a sua relativa insensibilidade às flutuações de comprimento de onda da fonte.

Esta técnica é geralmente utilizada em conjunto com esquemas de detecção de sinal que poderão ser controlados manualmente através de instrumentação convencional [15], ou de forma automática através de *software* [16-17].

3.1.1. Princípio de Funcionamento

O esquema simplificado de uma configuração de WLI é apresentado na figura 3.1.1.

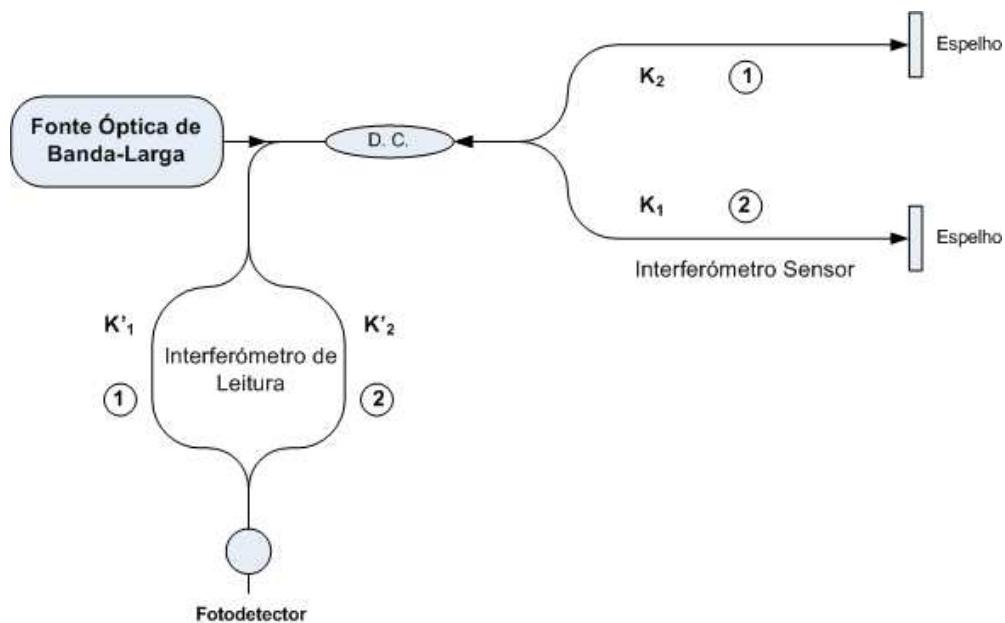


Fig. 3.1.1 – Representação esquemática de um sistema de WLI

A luz proveniente de uma fonte de espectro largo é acoplada a um braço do acoplador bidireccional. Como o comprimento de coerência deste tipo de fontes é muito menor que o apresentado por um LASER típico, estas fontes são muitas vezes denominadas por fontes de baixa coerência e consequentemente uma configuração sensora interferométrica que use uma fonte deste tipo é denominada por interferometria de baixa coerência (LCI).

O sinal óptico de saída do primeiro interferómetro, denominado por interferómetro sensor, é acoplado através de uma ligação de fibra óptica ao segundo interferómetro, denominado por interferómetro de leitura. O interferómetro sensor está localizado no campo de acção do mensurando, enquanto o de leitura se encontra colocado num ambiente controlado, longe do campo do mensurando. Desde que o OPD do interferómetro receptor seja regulado de forma a se ajustar ao OPD do interferómetro sensor, ocorre interferência na saída do interferómetro receptor. A fase e a visibilidade das franjas do sinal interferométrico resultante serão dadas em função da diferença entre os OPDs dos dois interferómetros [7].

O campo eléctrico à saída do interferómetro receptor é dado por:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_{11} + \mathbf{E}_{12} + \mathbf{E}_{21} + \mathbf{E}_{22} \quad (3.1)$$

Na equação (3.1) E_{ij} é a componente do campo eléctrico na saída proveniente da propagação no braço j do interferómetro sensor e no braço i do interferómetro de leitura. As respectivas componentes são descritas através da equação (3.2).

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{11} &= A_{11} \exp[i\Phi] & \mathbf{E}_{12} &= A_{12} \exp[i(\Phi + \mathbf{k}\mathbf{X}_1)] \\ \mathbf{E}_{21} &= A_{21} \exp[i(\Phi + \mathbf{k}\mathbf{X}_2)] & \mathbf{E}_{22} &= A_{22} \exp[i(\Phi + \mathbf{k}(\mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_2))] \end{aligned} \quad (3.2)$$

Onde A_{ij} identifica a amplitude de onda de cada E_{ij} , k identifica o número de onda e Φ identifica a fase óptica de E_{11} . Os termos X_1 e X_2 são as diferenças de percursos ópticos dos interferómetros sensor e receptor, respectivamente.

A intensidade de saída óptica (I) pode ser obtida calculando a média temporal da equação (3.1), que é o produto da saída do campo eléctrico E com o seu complexo conjugado.

$$\mathbf{I} = \langle (\mathbf{E}_{11} + \mathbf{E}_{12} + \mathbf{E}_{21} + \mathbf{E}_{22})(\mathbf{E}_{11} + \mathbf{E}_{12} + \mathbf{E}_{21} + \mathbf{E}_{22})^* \rangle \quad (3.3)$$

Desenvolvendo a equação (3.3) é possível obter:

$$\mathbf{I} = I_0 \left\{ \begin{aligned} &1 + I_1 |\gamma(\mathbf{X}_1)| \cos[\mathbf{k}\mathbf{X}_1] + I_2 |\gamma(\mathbf{X}_2)| \cos[\mathbf{k}\mathbf{X}_2] \\ &+ I_3 |\gamma(\mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_2)| \cos[\mathbf{k}(\mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_2)] + I_4 |\gamma(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2)| \cos[\mathbf{k}(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2)] \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

Na equação (3.4), I_0 refere-se ao total de potência óptica que chega ao fotodetector, sendo I_i ($i=1,2,3,4$) a amplitude normalizada de cada termo da equação (3.4). O factor $\gamma(\mathbf{X}_i)$ é o

valor absoluto da função de autocorrelação da fonte normalizada, que para uma fonte de baixa coerência apresenta geralmente um perfil *Gaussiano*, determinado pela forma da emissão espontânea.

Se X_1 e X_2 forem muito maiores que o comprimento de coerência da fonte (L_c), e $X_1 - X_2 < L_c$ (condição necessária para um sistema de WLI remoto) apenas o quarto termo da equação (3.4) não é nulo, podendo ser descrita através da equação (3.5).

$$I = I_0 \{ \mathbf{1} + \mathbf{I}_4 |\gamma(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2)| \cos[\mathbf{k}(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2)] \} \quad (3.5)$$

Se também foram tomadas em conta a taxas de divisão de potência no acoplador direccional, a equação (3.5) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$I = I_0 \left\{ \mathbf{1} + 2\sqrt{K_1 K_2 K'_1 K'_2} \exp \left[- \left(\frac{2\Delta X}{L_c} \right)^2 \right] \cos(\mathbf{k}\Delta\mathbf{X}) \right\} \quad (3.6)$$

Na equação (3.6) $\Delta X = (X_1 - X_2)$ e K_1, K_2, K'_1, K'_2 identificam a taxas de divisão de potência do interferómetro sensor e de leitura, respectivamente. Quando as taxas de divisão de potência (K_1, K_2, K'_1, K'_2) são iguais, a visibilidade das franjas de interferência ($V = 2\sqrt{K_1 K_2 K'_1 K'_2} \exp[-(2\Delta X/L_c)^2]$) é maximizada. A máxima visibilidade no FOLCI é de 0,5 com $\Delta X = 0$, quando todas a taxas de divisão são iguais a 50% [7]. Para este caso, a equação (3.5) pode ser descrita como:

$$I = I_0 \left\{ \mathbf{1} + \frac{1}{2} \exp \left[- \left(\frac{2\Delta X}{L_c} \right)^2 \right] \cos(\mathbf{k}\Delta\mathbf{X}) \right\} \quad (3.7)$$

O gráfico de interferência (interferograma) obtido a partir da equação (3.7) é apresentado na figura 3.1.2.

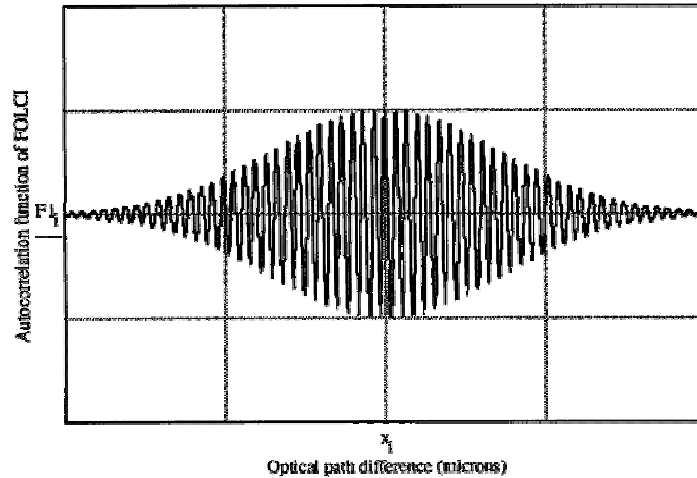


Fig. 3.1.2 – Exemplo de um interferograma de um FOLCI [7]

Pode ser observado que qualquer alteração do OPD no interferómetro sensor relativamente ao interferómetro receptor resulta numa mudança na visibilidade das franjas e na fase do sinal. Esta mudança do OPD no interferómetro sensor pode ser monitorizada através do varrimento sucessivo do interferómetro de leitura. A mudança da posição da franja central é normalmente usada para determinar a mudança absoluta da OPD do interferómetro sensor, através da identificação da posição da franja central (*Central Fringe Position - CFP*), enquanto a fase pode também ser monitorizada através de esquemas de detecção de sinal que serão apresentados mais à frente [7].

A intensidade do padrão de interferência apresenta um máximo principal quando o OPD do interferómetro de leitura é nulo ($X_1=0$), ou quando esta apresentar um valor igual ao não balanceamento do interferómetro sensor ($X_1= X_2$), tal como exemplificado na figura 3.1.3, devendo o OPD do interferómetro de leitura ser ajustado para a segunda condição, de modo a que possa ser obtida a informação proveniente do interferómetro sensor.

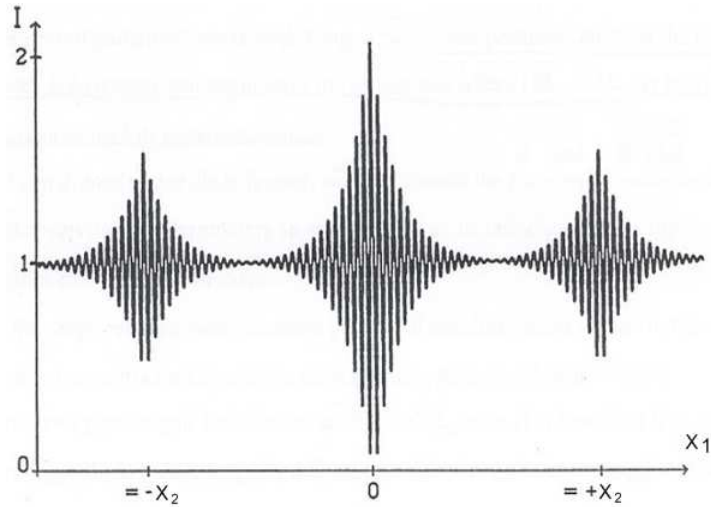


Fig. 3.1.3 – Variação da Intensidade do padrão de interferência [18]

3.2. Técnicas de Detecção de Sinal

A função principal dos esquemas de interrogação de sensores de fibra óptica é a transformação da informação de fase óptica de um interferómetro óptico num sinal eléctrico que possa ser posteriormente processado ou interpretado através de circuitos analógicos ou digitais.

As técnicas de detecção de sinal podem ser caracterizadas como activas, onde é requerido alguma forma de realimentação para o sensor ou para a fonte óptica, ou passivas, onde não é empregue nenhuma forma de realimentação.

Os esquemas de detecção mais indicados para os interferómetros de duas ondas já apresentados (os utilizados como interferómetro de leitura em sistemas de WLI) enquadram-se nas categorias homódina, heteródina, pseudo-heteródina ou heteródina sintética.

3.2.1. Técnica homódina

O esquema básico de um sistema de detecção homódina é representado na figura 3.2.1.

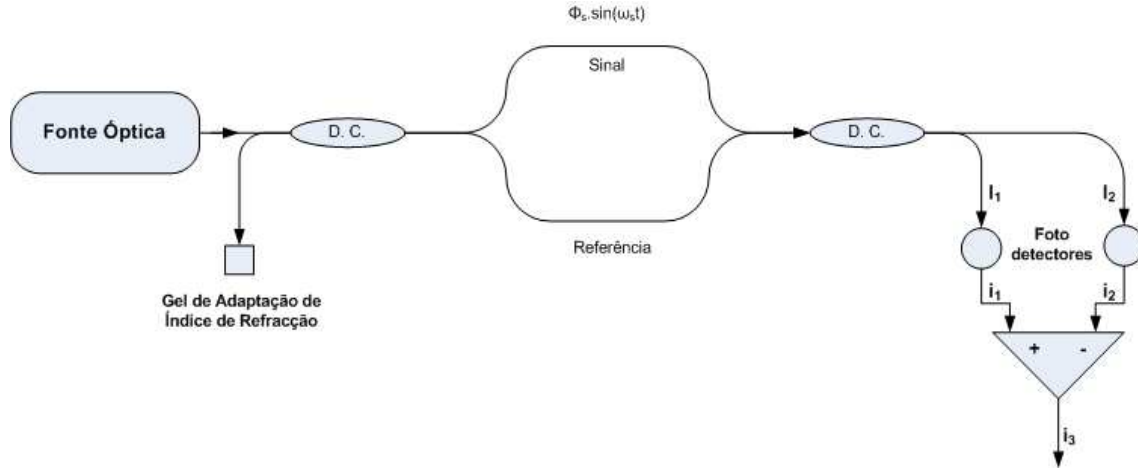


Fig. 3.2.1 – Esquema básico de um sistema de detecção homódina

Se o comprimento de percurso óptico de um braço do interferómetro for modulado por um sinal a uma dada frequência ω_s , a diferença de fase entre os dois feixes ópticos, $\phi(t)$, pode ser expressa através de:

$$\phi(t) = \phi_d + \phi_s \sin(\omega_s t) \quad (3.8)$$

Na equação (3.8) ϕ_d representa a diferença de fase estática entre os dois braços do interferómetro e ϕ_s identifica a mudança de fase de pico induzida pelo sinal de perturbação. As saídas dos fotodetectores representados na figura 3.2.1 (no caso de um interferómetro de *Mach-Zehnder*) estarão de acordo com as seguintes expressões.

$$i_1 = i_0 [1 - k \cos(\phi_d + \phi_s \sin(\omega_s t))] \quad (3.9)$$

$$i_2 = i_0 [1 + k \cos(\phi_d + \phi_s \sin(\omega_s t))] \quad (3.10)$$

Nas expressões (3.9) e (3.10), o factor i_0 está relacionado com a potência óptica de entrada e o parâmetro k é uma função da visibilidade das franjas de saída.

Após a combinação diferencial das saídas dos fotodetectores obtém-se o seguinte resultado:

$$i_3 = 2i_0k \cos(\phi_d + \phi_s \sin(\omega_s t))$$

$$i_3 = 2i_0k [\cos\phi_d \cos(\phi_s \sin(\omega_s t)) - \sin\phi_d \sin(\phi_s \sin(\omega_s t))] \quad (3.11)$$

Expandido a expressão (3.11) na forma de soma de componentes obtém-se:

$$i_3 = 2i_0k \left\{ \begin{array}{l} \cos\phi_d \left[J_0(\phi_s) + 2 \sum_{n=1}^{inf} J_{2n}(\phi_s) \cos(2n\omega_s t) \right] \\ - \sin\phi_d \left[\sum_{n=0}^{inf} J_{2n+1}(\phi_s) \sin((2n+1)\omega_s t) \right] \end{array} \right\} \quad (3.12)$$

Na expressão (3.12) J_n representa a função de Bessel de ordem n . Sabendo que para pequenos argumentos, $\phi_s \ll 1$, $J_0 \approx 1$ e $J_1(x) \approx \frac{1}{2}x$, o sinal de saída i_3 apresenta a forma:

$$i_3 = 2i_0k \{ \cos\phi_d - (\sin\phi_d)\phi_s \sin(\omega_s t) \} \quad (3.13)$$

É possível verificar que, embora a saída mantenha a informação de fase e de amplitude do sinal de modulação, a amplitude do sinal recuperado depende de $\sin(\phi_d)$. Este termo resulta num desvanecimento do sinal recuperado, produzindo um máximo de sensibilidade para $\phi_d \approx (2m+1)\frac{\pi}{2}$ e uma sensibilidade nula para $\phi_d \approx m\pi$ [5]. Devido a esta limitação, a técnica de detecção homódina, na sua configuração mais simples, apresenta uma reduzida aplicação prática, a não ser que esta sensibilidade do sinal recuperada seja compensada através de configurações activas.

3.2.2. Técnicas Activas

Existem diversos esquemas homódinos activos para a detecção de sinal de um interferómetro. De seguida são apresentados alguns destes esquemas, sendo também referidas as suas principais vantagens e desvantagens.

Active Phase Tracking Homodyne (APTH)

Este esquema apresenta como principais vantagens a sua facilidade de implementação, a sua extrema linearidade de operação e a não introdução de ruído no sensor. No entanto tem algumas desvantagens, tais como a apresentação de uma gama de seguimento de fase limitada e o facto de se basear num elemento activo eléctrico - PZT - utilizado para manter o interferómetro no seu ponto de máxima sensibilidade, em quadratura, através da indução de

uma mudança de fase, $\Delta\phi$, no braço de referência do interferómetro – impossibilitando a sua utilização em diversos ambientes de risco [5].

Active wavelength tuning homodyne (AWTH)

Este esquema homódino activo é uma variação do APTH, permitindo ultrapassar uma das suas desvantagens. Neste esquema o interferómetro é mantido em quadratura recorrendo ao controlo da frequência de emissão do LASER, não sendo utilizados elementos activos eléctricos, tornando possível a utilização deste esquema em determinados ambientes de risco [5].

3.3. Técnicas de detecção Passivas

Como já foi referido anteriormente, os esquemas de detecção de sinal passivos não utilizam qualquer circuito ou sistema de realimentação.

3.3.1. Técnica heteródina

O conceito de um interferómetro verdadeiramente heteródino é extremamente simples. A luz num dos braços do interferómetro (interferómetro de leitura no caso de esquemas de interferometria de luz branca) é modulada com um sinal a uma determinada frequência (ω_s), enquanto a luz no outro braço (ou no interferómetro sensor num esquema de interferometria de luz branca) sofre a influência do mensurando. Tipicamente a modulação da luz num dos braços do interferómetro é realizada com recurso a um PZT.

O sinal de saída do interferómetro, i_0 , é dado através da expressão (3.14).

$$i_0 = 2i_{in}\cos[\omega_m t + \phi_d + \phi_s \sin(\omega_s t)] \quad (3.14)$$

Na expressão (3.14), ω_m refere-se à frequência do sinal de modulação do braço do interferómetro e i_{in} à potência de entrada no interferómetro. Este sinal pode ser considerado uma portadora de frequência ω_m que é modulada em fase pelo termo de fase do interferómetro $[\phi_d + \phi_s \sin(\omega_s t)]$.

A desmodulação final da portadora de saída heteródina pode ser realizada recorrendo, entre outras soluções, a dispositivos electrónicos de seguimento de fase ou a um Amplificador *lock-in*.

A grande vantagem da técnica heteródina reside no facto de esta permitir uma gama de seguimento de fase extremamente larga, e consequentemente permitir a operação com uma gama dinâmica larga [5].

No entanto, esta técnica de detecção apresenta também algumas desvantagens consideráveis:

- Requer o uso de um componente *bulk* electricamente activo num dos braços do interferómetro;
- Problemas associados à instabilidade de fase do oscilador que gera a frequência de modulação.

De modo a ultrapassar as limitações apresentadas, diversas técnicas que geram uma portadora heteródina a partir do sinal de saída do interferómetro foram propostas e desenvolvidas. Estas técnicas, apresentadas de seguida, mantêm as vantagens da técnica heteródina e eliminam as desvantagens apresentadas pela mesma.

3.3.2. Técnica pseudo-heteródina

A técnica de detecção pseudo-heteródina, apresentada em 1982 por D. A. Jackson [19], gera uma saída tipo do heteródino utilizando o facto de um padrão de franjas de interferência móvel poder ser criado na saída óptica de um interferómetro não balanceado através da variação em forma de rampa do OPD. O OPD do interferómetro é variado linearmente aplicando uma onda tipo dente-de-serra, que no caso de esquemas de WLI, é aplicada num PZT colocado num dos braços do interferómetro de leitura.

Esta é uma das técnicas mais utilizadas e investigadas para interrogação de sensores interferométricos [20-24].

Para um interferómetro não balanceado, com um não balanceamento de valor L , uma mudança no OPD do interferómetro provoca uma mudança de fase, $d\phi$, no padrão de franjas de interferência de saída.

A taxa de variação da fase de saída do interferómetro é então dada por:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{2\pi \cdot OPD}{c} \frac{dL}{dt} \quad (3.15)$$

Na expressão (3.15) (dL/dt) representa o declive da rampa da onda tipo dente-de-serra, associada à variação do percurso óptico em função do tempo. A forma de onda obtida através deste tipo de técnica é representada na figura 3.3.1.

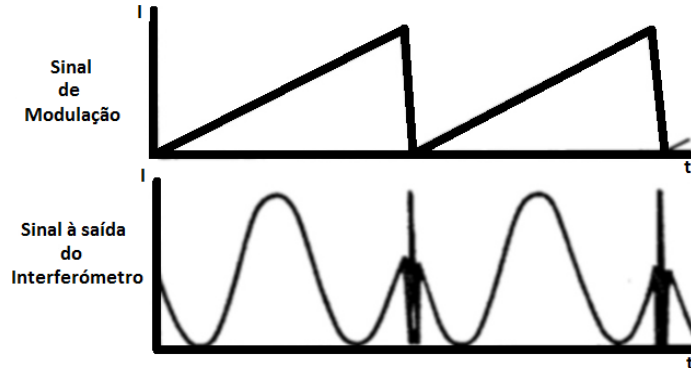


Fig. 3.3.1 – Sinal de modulação e sinal à saída de um interferómetro usando a técnica pseudo-heteródina

Através da figura 3.3.1 é possível observar que a fase do interferómetro é guiada através de aproximadamente 1,5 franjas durante cada período de rampa da onda tipo dente-de-serra. Este sinal obtido à saída do interferómetro apresenta uma distribuição espectral algo complexa, composta de componentes na frequência fundamental e harmónicos da frequência de repetição da rampa ($f_r=1/T$, com T o período da onda tipo dente-de-serra) [19].

A distribuição de potência em cada uma destas componentes de frequência depende da excursão total da fase do padrão de franjas durante o período T , sendo possível concentrar a maior parte de potência no m -gésimo harmónico de f_r através do ajuste do declive da rampa (dL/dt) de tal maneira que o padrão de franjas seja guiado durante um número inteiro, m , de franjas completas durante cada período T . Esta condição pode ser assegurada:

$$\left(\frac{d\phi}{dt}\right) T = 2\pi m \tag{3.16}$$

Para uma modulação tipo dente-de-serra, com um tempo de *flyback* (período de tempo em que a onda de modulação retorna do seu valor máximo ao valor inicial) infinitesimal, é possível verificar através da equação (3.16) que a filtragem (em passa-banda) do sinal de saída do interferómetro no m -gésimo harmónico de f_r apropriado produz um sinal de portadora forte e livre de distorções causadas pelo *flyback* do sinal de modulação. Além disto, a fase desta portadora é equivalente à fase entre os braços do interferómetro (ou entre o interferómetro de leitura e o interferómetro sensor no caso de esquemas de WLI). Desta forma

o sinal à saída do filtro passa-banda, na frequência $m\omega_f$, será similar ao apresentado na expressão (3.14).

$$S_s = 2i_0 k \cos[m\omega_f t + \phi_d + \phi_s] \quad (3.17)$$

Esta forma de onda é similar à apresentada para a técnica de detecção heteródina, sendo também possível desmodulá-la utilizando as técnicas já referidas para esse esquema.

Devido à simplicidade do processamento de sinal electrónico requerido para produzir a saída tipo heteródina, este esquema de detecção pseudo-heteródino é uma técnica de desmodulação muito atractiva. No entanto, apresenta a desvantagem de o *flyback* da onda tipo dente-de-serra utilizada na modulação ser finito, facto que provoca um erro na medição de fase, tal como apresentado em [23].

Efeitos indesejados de um *Flyback* finito

A modulação da OPD de um dos braços do interferómetro de leitura, no caso de interferometria de luz branca, por uma onda dente-de-serra apresenta algumas desvantagens devido aos efeitos não desejados provocados pelo *flyback* finito. Idealmente, o *flyback* de uma onda tipo dente-de-serra deveria ser infinitesimal, no entanto devido a limitações práticas não é possível obter tal situação.

Na prática o *flyback* de uma onda tipo dente-de-serra apresenta um valor finito, que provoca alguns efeitos indesejados na posterior desmodulação do sinal. A expressão que caracteriza uma onda tipo dente-de-serra geralmente aplicada em esquemas de interrogação pseudo-heteródinos é a seguinte:

$$\Delta L(t) = \begin{cases} \frac{A}{uT} t + \Delta L_o, & 0 \leq t \leq uT \\ \frac{A}{(1-u)T} (T - t) + \Delta L_o, & uT \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.18)$$

Na equação (3.18), ΔL_o representa o percurso não balanceado estático entre os interferómetros sensor e de leitura, A identifica a amplitude de modulação e u ($0 < u < 1$) é o parâmetro que especifica o tempo de *flyback* $(1-u)T$, onde T é o período de modulação. No caso ideal (*flyback* infinitesimal) $u=1$ [23]. Uma representação gráfica de uma onda de modulação tipo dente-de-serra com *flyback* finito e a respectiva saída do interferómetro é apresentada na figura 3.3.2.

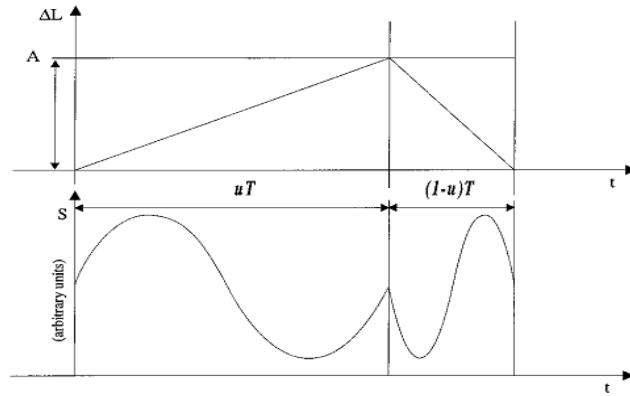


Fig. 3.3.2 – Onda de modulação tipo dente-de-serra e respectiva saída do interferómetro [23]

A fase do sinal de saída é geralmente determinada através de um amplificador *lock-in*. Quando o amplificador *lock-in* está referenciado para uma frequência ω ele irá ler a fase do primeiro harmónico, que será interpretada como a fase actual do interferómetro. No caso de uma onda tipo dente-de-serra perfeita ($u=1$) toda a energia está concentrada na frequência fundamental e a fase do primeiro harmónico é efectivamente a fase actual do interferómetro.

No entanto, para modulações com um *flyback* finito, a energia nos harmónicos mais elevados já não é nula, sendo tanto maior quanto menor for o valor de u . Neste caso, a fase do primeiro harmónico é apenas uma aproximação distorcida do valor da fase actual do interferómetro. Na figura 3.3.3 está representada a dependência da fase do primeiro harmónico relativamente à fase actual do interferómetro para diferentes valores de u [23].

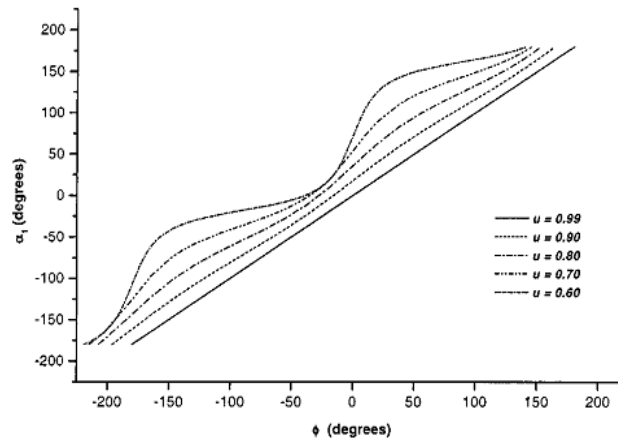


Fig. 3.3.3 – Efeito do *flyback* da onda tipo dente-de-serra na medição da fase actual do interferómetro [23]

É possível verificar que para $u=1$ a fase do primeiro harmónico corresponde efectivamente à fase real do interferómetro. No entanto, com a diminuição de u , a relação

linear entre o valor de fase medido pelo *lock-in* (fase do primeiro harmónico) e a fase real do interferómetro já não se verifica, tornando-se não linear e apresentando um comportamento periódico sobreposto por um *offset*. Este efeito não é desejado, sendo então aconselhável a utilização de um *flyback* o mais reduzido possível, de modo a obter o menor erro de medição de fase possível.

3.3.3. Técnica heteródina sintética

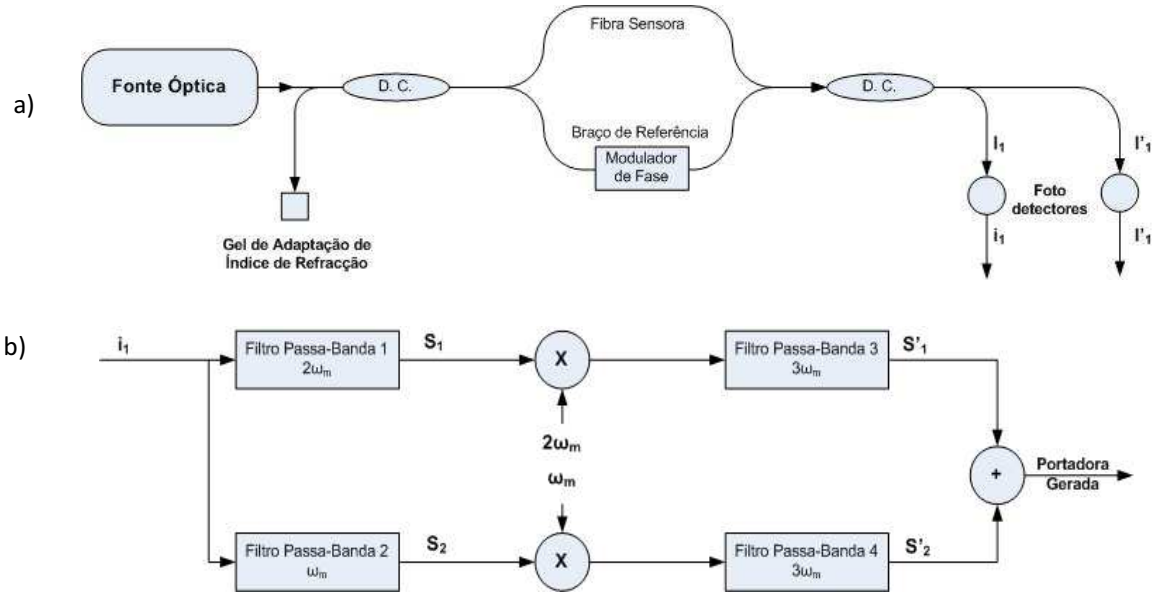
Na técnica de desmodulação heteródina sintética a fase do interferómetro é varrida de forma sinusoidal através do uso de um PZT para modulação de um dos braços do interferómetro.

Geralmente o sinal utilizado para modular sinusoidalmente a fase do interferómetro através do PZT obedece à seguinte expressão:

$$L(t) = L_0 + \frac{\Delta L}{2} \left[1 + \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right) \right] \quad (3.19)$$

Na expressão (3.19) L_0 representa a OPD inicial entre os dois braços do interferómetro, ΔL identifica a máxima elongação e T o período da forma de onda sinusoidal. Segundo o estudo apresentado em [25] o uso de uma forma de onda sinusoidal na modulação da fase do interferómetro apresenta maiores potencialidades que a tradicional forma de onda tipo dente-de-serra, pois não apresenta os efeitos provocados pelo *flyback* finito. No entanto a sua configuração é bastante mais complexa, sendo essa a sua principal desvantagem. Este tipo de detecção de sinal pode ser implementado em *hardware* [24, 26], mas devido à sua grande complexidade é geralmente implementado em *software* [25, 27-29].

O princípio de operação desta técnica é apresentado na figura 3.3.4.



3.3.4 – Princípio de operação da técnica de detecção heteródina sintética – esquemáticos de *hardware* (a) e processamento de sinal (b)

Na figura 3.3.4 (a) é apresentada a configuração de *hardware* que permite implementar o esquema de detecção heteródino sintético. Para implementação desta técnica apenas é necessário utilizar uma das saídas do interferómetro (i_1). No entanto a saída i'_1 , pode também ser utilizada, caso se pretenda implementar uma configuração mais complexa (por exemplo a configuração diferencial apresentada no capítulo 5 desta dissertação).

Na figura 3.3.4 (b) está representado o esquema de processamento de sinal que permite a geração de uma portadora sinusoidal a partir do sinal obtido na saída do interferómetro, quando se aplica uma modulação sinusoidal no modulador de fase indicado na figura 3.3.4 (a).

A saída do interferómetro, representada na figura 3.3.4 (a) como i_1 , é dada por:

$$\mathbf{i}_1 = 2\mathbf{i}_0 \mathbf{k} \cos(\phi_m \sin(\omega_m t) + \phi_d + \phi_s) \quad (3.20)$$

Na equação (3.20), o termo $\phi_m \sin(\omega_m t)$ representa a modulação de sinal aplicada ao PZT. Esta expressão pode também ser expressa em termos de funções de *Bessel*, com ϕ_m como argumento, ficando:

$$\mathbf{i}_1 = 2\mathbf{i}_0 \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{k} \cos(\phi_d + \phi_s) [J_0(\phi_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t)] \\ -\mathbf{k} \sin(\phi_d + \phi_s) [2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\phi_m) \sin((2n+1)\omega_m t)] \end{array} \right\} \quad (3.21)$$

Filtrando o sinal i_l com filtros passa-banda centrados em ϕ_m e $2\phi_m$ obtêm-se os sinais S_1 e S_2 , que estão representados de seguida nas equações (3.22) e (3.23).

$$S_1 = -2i_0k\sin(\phi_d + \phi_s)J_1(\phi_m)\sin(\omega_m t) \quad (3.22)$$

$$S_2 = 2i_0k\sin(\phi_d + \phi_s)J_2(\phi_m)\cos(2\omega_m t) \quad (3.23)$$

A técnica de detecção heteródina sintética processa os sinais apresentados em (3.22) e (3.23) de forma a obter um sinal de portadora com amplitude constante. Convertendo as componentes ω_m e $2\omega_m$ para uma frequência superior $3\omega_m$, multiplicando-os por osciladores locais com frequência ω_m e $2\omega_m$, respectivamente, e filtrando os sinais resultantes com filtros passa-banda centrados em $3\omega_m$, tal como representado na figura 3.3.4, são obtidos os seguintes sinais:

$$S'_1 = -2i_0k\sin(\phi_d + \phi_s)J_1(\phi_m)\sin(3\omega_m t) \quad (3.24)$$

$$S'_2 = 2i_0k\sin(\phi_d + \phi_s)J_2(\phi_m)\cos(3\omega_m t) \quad (3.25)$$

Através da relação trigonométrica $A\cos(\alpha)\cos(\beta)+A\sin(\alpha)\sin(\beta)=A\cos(\alpha-\beta)$ e considerando $\alpha=3\omega_m t$, $\beta=\phi_d+\phi_s$ e $A=2i_0kJ_1(\phi_m)$ com $J_1(\phi_m)=J_2(\phi_m)$, obtém-se:

$$\begin{aligned} S_r &= 2i_0kJ_1(\phi_m)\cos(3\omega_m t - \phi_d - \phi_s) \\ &= 2i_0kJ_1(\phi_m)\cos(3\omega_m t - \Delta\phi) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Como é observável, o sinal obtido em (3.26) é semelhante ao já apresentado em 3.14, representando uma saída heteródina.

Com base neste esquema de detecção heteródino sintético, apresentado em 1982 por James Cole, [30], foram desenvolvidos diversos esquemas heteródinos sintéticos simplificados apresentados de seguida.

3.3.4. Técnicas heteródinas sintéticas simplificadas

Diversas técnicas heteródinas sintéticas simplificadas foram desenvolvidas por diversos autores. Seguidamente são apresentadas duas dessas técnicas.

Técnica apresentada por Yu-Lung Lo e Chin-Ho Chuang

Um esquema heteródino sintético simplificado simples (denominado aqui por esquema heteródino sintético I) foi desenvolvido em 2001 por Yu-Lung Lo e Chin-Ho Chuang, [25], cujo principal objectivo era a modulação de um PZT com uma onda sinusoidal, de modo a eliminar os efeitos de *flyback* apresentados pela modulação com onda tipo dente-de-serra (técnica mais utilizada em sistemas de interrogação de sistemas interferométricos).

O sinal à saída de um interferómetro de leitura num esquema de interferometria de luz branca quando modulado com uma onda sinusoidal pode ser representado através da seguinte equação:

$$I = A + B \cos(\phi_m \cos(\omega_m t) + \Delta\phi(t)) \quad (3.27)$$

Na equação (3.27), A e B são constantes. A notação ϕ_m identifica a profundidade de modulação e ω_m é a frequência de modulação. A mudança de fase $\Delta\phi(t)$ está relacionada com a mudança do percurso óptico no interferómetro sensor. A equação (3.27) pode também ser expressa através de funções de *Bessel*.

$$I = A + B \left\{ \begin{array}{l} \left[J_0(\phi_m) + 2 \sum_{n=1}^{inf} (-1)^n \cdot J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right] \cos(\Delta\phi(t)) \\ - 2 \left[\sum_{n=0}^{inf} (-1)^n J_{2n+1}(\phi_m) \cdot \cos((2n+1)\omega_m t) \right] \sin(\Delta\phi(t)) \end{array} \right\} \quad (3.28)$$

Na equação (3.28), J_n identifica a função de *Bessel* de ordem n .

Na figura 3.3.5 é apresentado o diagrama de blocos do esquema heteródino sintético simplificado aqui apresentado.

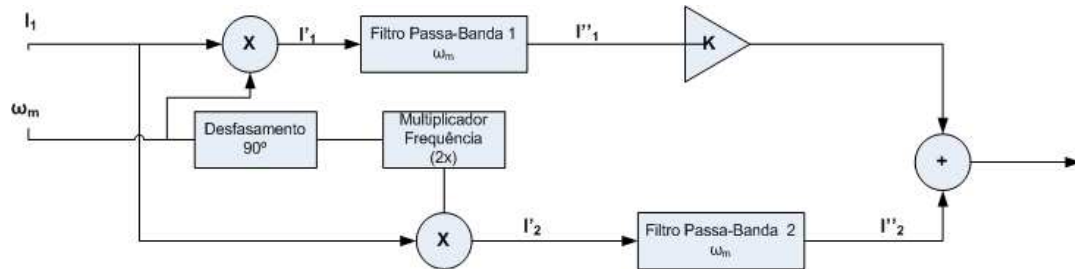


Fig. 3.3.5 – Diagrama de blocos do esquema heteródino sintético simplificado I

O sinal obtido à saída do interferómetro de leitura é aplicado a um bloco DC com o objectivo de remover a componente DC do mesmo sinal. Este sinal é posteriormente

multiplicado por $\cos(\omega_m t)$ e manipulado através da relação trigonométrica $\cos(\alpha)\cos(\beta)=1/2[\cos(\alpha+\beta)+\cos(\alpha-\beta)]$, sendo que o sinal resultante pode ser expresso através da seguinte expressão:

$$I'_1 \approx B \begin{bmatrix} -J_1(\phi_m \sin(\Delta\phi)) - J_2(\phi_m) \cos(\omega_m t) \cos(\Delta\phi) \\ + (J_3(\phi_m) - J_1(\phi_m)) \cos(2\omega_m t) \sin(\Delta\phi) \\ + (J_4(\phi_m) - J_2(\phi_m)) \cos(3\omega_m t) \cos(\Delta\phi) \\ + (J_3(\phi_m) - J_5(\phi_m)) \cos(4\omega_m t) \sin(\Delta\phi) \\ + (J_6(\phi_m) - J_4(\phi_m)) \cos(5\omega_m t) \cos(\Delta\phi) + \dots \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

O sinal apresentado na equação (3.29) é posteriormente filtrado por um filtro passa-banda na frequência ω_m , sendo o sinal resultante expresso da seguinte forma:

$$I''_1 = -BJ_2(\phi_c) \cos(\omega_m t) \cos(\Delta\phi) \quad (3.30)$$

Seguindo o mesmo raciocínio apresentado anteriormente, o outro sinal I_2 é multiplicado por $\sin(2\omega_m t)$, e posteriormente filtrado por um filtro passa-banda na frequência ω_m . O sinal resultante pode ser escrito da seguinte forma:

$$I''_2 = B(J_3(\phi_m) - J_1(\phi_m)) \sin(\omega_m t) \sin(\Delta\phi) \quad (3.31)$$

Das equações (3.30) e (3.31), se $-BJ_2(\phi_m) = B(J_3(\phi_m) - J_1(\phi_m)) = C$, e somando ambas as equações, o sinal final pode ser escrito tal como apresentado na seguinte equação.

$$\begin{aligned} I_{result} &= I''_1 + I''_2 \\ &= C. [\cos(\omega_m t) \cos(\Delta\phi) + \sin(\omega_m t) \sin(\Delta\phi)] \\ &= C. \cos(\omega_m t - \Delta\phi) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Como é possível verificar na equação (3.32), esta técnica heteródina sintética simplificada gera um sinal heteródino, tal como o apresentado na equação (3.26), sendo que a condição $-BJ_2(\phi_m) = B(J_3(\phi_m) - J_1(\phi_m)) = C$, é necessária para obter este mesmo sinal. Na prática esta condição pode ser atingida aplicando o valor correcto no ganho do amplificador presente no esquema de blocos apresentado na figura 3.3.5.

Técnica apresentada por César Jáuregui Misas

Um outro esquema heteródino sintético simplificado foi apresentado por César Jáuregui Misas [31]. Este esquema é também referido pelo mesmo autor em [29] e [32]. É um esquema simples (denominado aqui por esquema heteródino sintético simplificado II), fácil de implementar, que oferece bons resultados e cujo diagrama de blocos se encontra representado na figura 3.3.6.

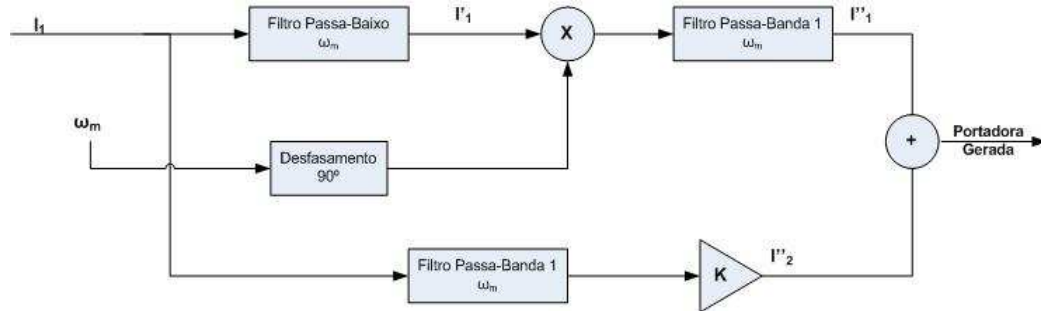


Fig. 3.3.6 – Diagrama de blocos do esquema heteródino sintético simplificado II

Este esquema faz uso do sinal de modulação desfasado de 90° para gerar a portadora. Aplicando o mesmo raciocínio utilizado no esquema anterior obtém-se:

$$I''_1(t) = AJ_0(\phi_m)\cos(\Delta\phi)\cos(\omega_c t) \quad (3.33)$$

$$I''_2(t) = -2kJ_1(\phi_m)\sin(\Delta\phi)\sin(\omega_c t) \quad (3.34)$$

O valor k deve ser ajustado de modo que $k = -(AJ_0(\phi_m) / (2J_1(\phi_m)))$, sendo que com este valor correctamente fixado e somando ambas as componentes apresentadas em (3.33) e (3.34), se obtém:

$$V_c(t) = I''_1(t) + I''_2(t) = AJ_0(\phi_c)\cos(\omega_c t + \Delta\phi) \quad (3.35)$$

Como se pode observar também com este esquema simplificado se obtém um sinal heteródino sintético como pretendido.

4. Instrumentação

Os sistemas de instrumentação são utilizados para realizar medições e transmitir ao utilizador o valor de um determinado mensurando submetido a medição. Estes sistemas podem ser baseados em instrumentos físicos, mais tradicionais, ou em instrumentos virtuais, baseados em software, podendo também existir sistemas híbridos, onde se empregam instrumentos físicos e virtuais.

4.1. Sistema de Instrumentação

Considera-se um sistema de medição com uma entrada do valor real do mensurando a ser medido e uma saída do valor medido do mesmo mensurando, tal como representado na figura 4.1.1.



Fig. 4.1.1 – Diagrama de um sistema de medição

Um sistema de instrumentação para medições consiste num aglomerado de vários instrumentos que são usados para executar funções específicas. Os três principais elementos funcionais destes tipos de sistemas são os elementos sensores, de processamento de sinal e de apresentação de dados [33].

4.1.1. Elemento sensor

O sensor é o elemento do sistema que efectivamente está em contacto com o processo no qual um mensurando está sob medição e dá uma saída que depende de alguma forma do valor do mensurando e que pode ser usado pelo resto do sistema de medição para atribuir um valor ao mensurando.

4.1.2. Processamento de sinal

O elemento de processamento de sinal utiliza a saída do elemento sensor e converte-o numa forma que seja representável ou para ser transmitida para outro sistema de controlo. Muitas vezes pode existir mais que um elemento, por exemplo, um elemento que transforme a saída do elemento sensor num tipo de sinal que possa ser posteriormente processado de forma a ser representado. O termo condicionador de sinal é usado para o elemento que converte a saída de um elemento sensor num sinal específico para posterior processamento [33].

4.1.3. Apresentação de dados

Este elemento é responsável pela representação do valor do mensurando medido numa forma que permita ao utilizar entender a informação. Esta representação pode ser realizada directamente num monitor, ou gravada num determinado suporte (disco rígido, gravador, etc.) ou também transmitido a um outro sistema de controlo.

Na figura 4.1.2 está representado um diagrama que retrata o funcionamento de um sistema de medição formado pelos diversos elementos.

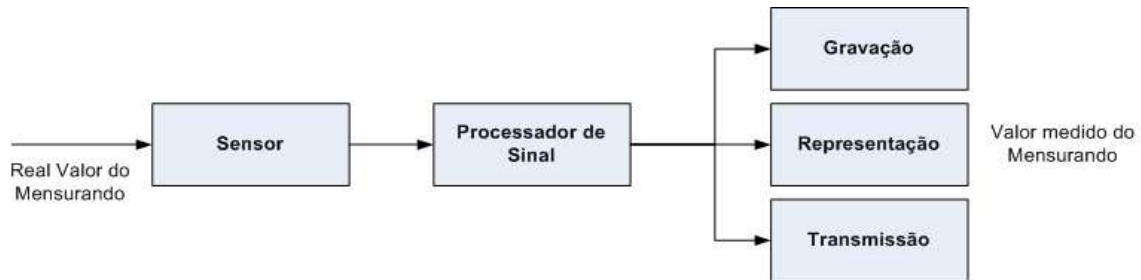


Fig. 4.1.2 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema de medição

O termo transdutor é muitas vezes usado relativamente a sistemas de medição. Os transdutores são definidos como um elemento que converte uma mudança num determinado mensurando físico numa mudança equivalente num outro fenómeno físico. Geralmente é usado para um elemento que converte uma mudança num mensurando físico numa mudança equivalente num sinal eléctrico ou óptico, podendo os sensores serem também definidos como transdutores. No entanto, um sistema de medição pode usar transdutores além dos elementos

sensores, em outras partes do sistema para conversão de um tipo de sinal noutra tipo de sinal [33].

4.2. Processamento digital de sinal

A área de processamento digital de sinal (DSP - *Digital Signal Processing*) tem tido um grande crescimento, principalmente devido às evoluções verificadas em processadores de sinal digitais (DSPs).

Genericamente, os sensores geram sinais analógicos em resposta aos fenómenos físicos que ocorrem de forma analógica (contínuos no tempo). O processamento dos sinais pode ser realizado no domínio analógico ou no domínio digital. Para processar o sinal analógico de forma digital é necessário que um sinal digital seja formado através da amostragem e da quantização do sinal analógico. Desta forma, em contraste com o sinal analógico, um sinal digital é discreto no tempo. O processo de digitalização é conseguido através de um conversor analógico-digital (A/D). O campo de DSP envolve a manipulação de sinais digitais de modo a extrair informação útil dos mesmos [34].

Existem muitas razões para que se queira processar um sinal analógico de uma forma digital. A principal razão prende-se com o facto do processamento digital permitir programação. O mesmo processador de *hardware* pode ser usado para diferentes aplicações através da simples mudança do código residente na memória. Outra razão prende-se com o facto dos circuitos digitais fornecerem uma saída mais estável e tolerante que os circuitos analógicos – por exemplo, quando submetidos a mudanças de temperaturas.

Além disto, a vantagem de operação no domínio digital deve ser intrínseca. Por exemplo, um filtro de fase linear pode facilmente ser realizado utilizando técnicas de processamento digital de sinal e muitos sistemas adaptativos são possíveis de implementar num produto prático apenas através da manipulação digital de sinais. Na sua essência, a representação digital (1's e 0's) permite que dados de voz, imagem e vídeo sejam tratados da mesma forma com propósitos de armazenamento e transmissão digital tolerante a erros [34]

As diversas técnicas de detecção de sinal podem ser implementadas em *software* utilizando técnicas de DSP [20, 25, 28, 31, 35].

4.3. Instrumentação Virtual

Os instrumentos virtuais são equipamentos que têm a mesma função que os instrumentos tradicionais, mas que são totalmente controlados por *software*, eliminando desta forma uma das grandes desvantagens destes últimos que são as suas grandes dimensões, e também o facto de apresentarem um painel frontal muito condensado. Ao invés disto, um painel frontal desenvolvido em *software* e geralmente disponibilizado através de um PC, que serve como interface entre o utilizador e o instrumento. A partir deste conceito surge o termo de instrumentação virtual, que contempla todos os instrumentos que são implementados com uma interface completamente baseada em *software* [36].

4.3.1. Vantagens

A utilização de instrumentação virtual apresenta diversas vantagens relativamente aos instrumentos tradicionais, tornando-a mais atractiva em termos económicos e funcionais.

Eliminação de Redundância

Os sistemas baseados em instrumentos físicos tradicionais apresentam diversos componentes repetidos, pois alguns instrumentos possuem componentes que também se encontram replicados em outros instrumentos. Estes componentes repetidos podem ser as fontes de alimentação, painéis de controlo, interfaces com computador, controlos de computador, interfaces, processamentos de sinal, entre outros.

Uma grande vantagem do uso de instrumentação virtual encontra-se exactamente no facto de que toda a redundância de componentes referida pode ser reduzida, ou até mesmo eliminada, tornando o sistema mais barato e de melhor utilização.

Integração de medições

Uma outra grande vantagem dos sistemas baseados em instrumentação virtual é o conceito de integração de medição, que consiste na combinação de diferentes tipos de medições num único esquema.

A integração de medições é importante porque permite obter a maior parte dos dados necessários. O conjunto de dados é visto como um conjunto integrado que é analisado, categorizado e visualizado na forma que melhor se adaptar a determinado teste.

Esta integração permite eliminar a desvantagem presente na abordagem com a instrumentação tradicional, onde as medições são realizadas separadamente num processo sequencial, aumentando significativamente a duração das medições.

Velocidade de medição

Os sistemas de instrumentação virtual são mais rápidos que os correspondentes tradicionais. De entre diversos factores que contribuem para este fenómeno, destaca-se o facto de que os sistemas virtuais são desenvolvidos com o intuito de realizarem exactamente uma actividade específica, sendo optimizados para isso, realizando exactamente aquilo que o desenvolvedor do sistema pretende.

Já os instrumentos tradicionais podem ser desenvolvidos para um certo tipo de medição, mas a forma como fazem a medição pode não estar optimizada para a tarefa específica, limitando o desempenho global do sistema.

Outra grande razão para a maior velocidade apresentada pelo sistema virtual prende-se com o facto deste tipo de sistemas poder utilizar técnicas e algoritmos de medição mais específicos e optimizados, do que os sistemas tradicionais.

A mudança entre instrumentos virtuais é também mais rápida do que entre instrumentos físicos, uma vez que geralmente todos se encontram na mesma interface (geralmente ecrã de computador), facto que também está relacionado com a integração de medição.

4.4. LabVIEW

O LabVIEW constitui um ambiente de programação gráfica que permite ao programador desenvolver e analisar um sistema DSP num tempo mais curto quando comparado às linguagens de programação baseadas em texto. Os programas gráficos desenvolvidos em LabVIEW são chamados de instrumentos virtuais (VIs), que são executados baseados no conceito de programação de fluxo de dados. Isto significa que a execução de um bloco ou componente gráfico é dependente do fluxo de dados, ou mais especificamente, um bloco é executado quando os dados são disponibilizados a todas as suas entradas. Os dados de saída dos blocos são então enviados para todos os blocos conectados. A programação de fluxos de dados permite que operações múltiplas possam ser executadas em

paralelo uma vez que a sua execução é determinada pelo fluxo de dados e não pelas linhas de código sequenciais [34].

Este software é uma plataforma de desenvolvimento, que tem como base a linguagem G, uma linguagem de programação gráfica que permite o desenvolvimento de diferentes aplicações através de ícones, ao invés das tradicionais linhas de código, tornando-se dessa maneira mais intuitivo.

O desenvolvimento de aplicações neste ambiente baseia-se em fluxos de dados, onde os dados determinam a acção a executar, sendo este aspecto muito útil em diversas áreas de aplicações, nomeadamente nas áreas da ciência e da engenharia, onde muitas vezes é necessário desenvolver aplicações para aquisição e manipulação de dados. As aplicações são desenvolvidas pelo utilizador recorrendo ao uso de diversas ferramentas e objectos que possuem diversas funções distintas (aquisição, análise, processamento e representação de dados, entre outras).

4.4.1. Instrumentos Virtuais

As aplicações desenvolvidas em LabVIEW são chamadas de instrumentos virtuais (VIs – *Virtual Instruments*), devido ao facto do seu aspecto e operação terem como objectivo a “imitação” de instrumentos de laboratório reais, tais como osciloscópios, analisadores de espectros, multímetros, etc. Este tipo de instrumentação é cada vez mais utilizado para controlar e monitorizar diversos sistemas, onde se incluem os sistemas de sensores de fibra óptica [25, 28, 32, 37].

Cada VI é composto por diversas funções que manipulam a entrada, a saída e a representação de dados provenientes do utilizador, ou outras fontes, tais como placas de aquisição de dados.

Um VI criado em ambiente LabVIEW apresenta os seguintes componentes:

Painel Frontal – Serve de interface para o utilizador.

Diagrama de Blocos – Contém o código fonte gráfico que define o funcionamento do VI.

Ícone e Conector – identificam o VI de modo a que esse possa ser utilizado em outro VI, onde será denominado por sub-VI. Um sub-VI assemelha-se a uma sub-rotina nas aplicações de programação em texto tradicionais.

Quando um VI está localizado dentro do diagrama de blocos de outro VI, denomina-se por sub-VI. Os VIs do LabVIEW são modulares, o que significa que qualquer VI ou sub-VI podem ser executados por si só.

Na figura 4.4.1 está representado um exemplo de um painel frontal e de um diagrama de blocos de um VI desenvolvido em ambiente LabVIEW.

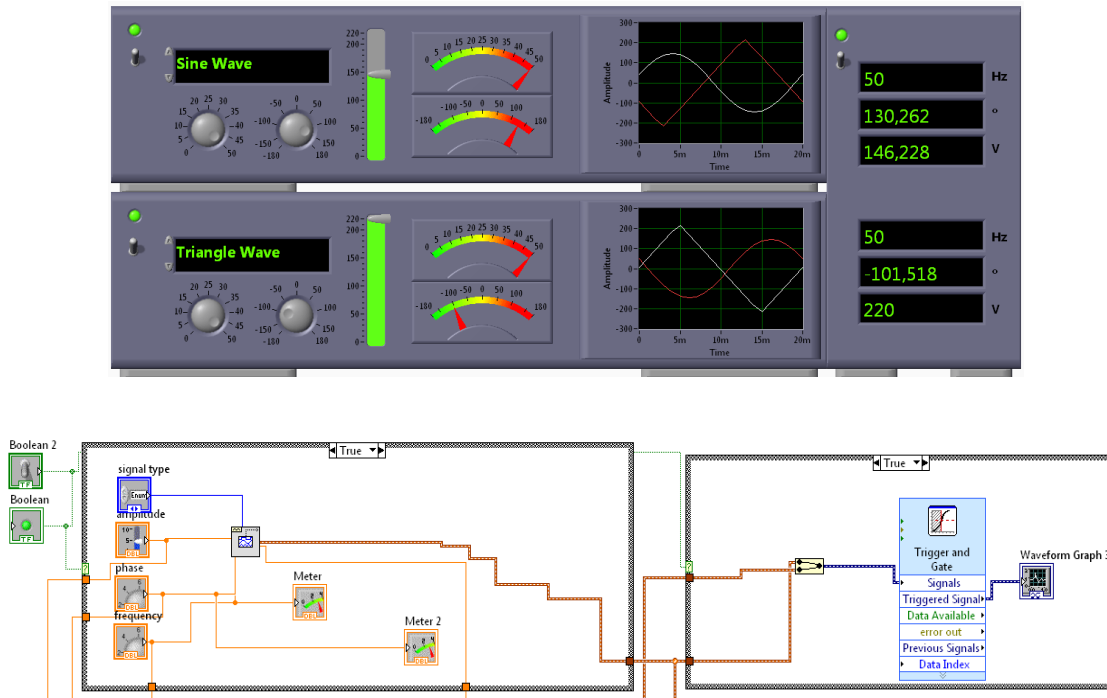


Fig. 4.4.1 – Exemplo de painel frontal e diagrama de blocos de um VI

4.4.2. Ambiente gráfico

A paleta de funções fornece VIs com diversas funções ou blocos para a construção do sistema. Na figura 4.4.2 está representado um exemplo de uma paleta de funções do LabVIEW.

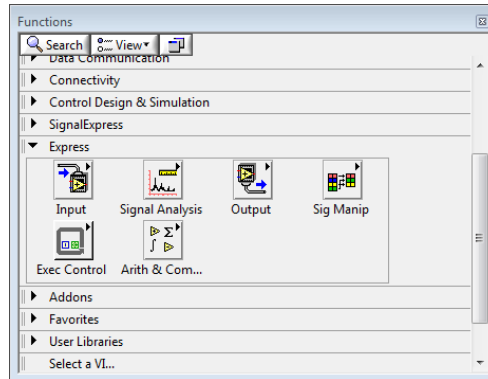


Fig. 4.4.2 – Exemplo de uma paleta de funções (screenshot de LabVIEW)

A paleta de controlos fornece controlos e indicadores de um painel frontal. Esta paleta, exemplificada na figura 4.4.3, apenas pode ser visualizada no painel frontal.

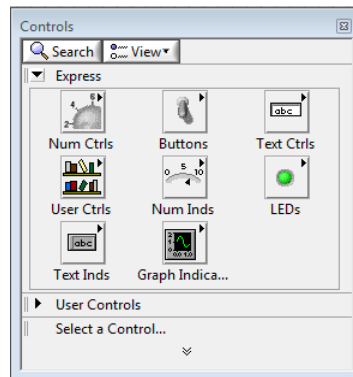


Fig. 4.4.3 – Exemplo de uma paleta de controlos (screenshot de LabVIEW)

Geralmente um VI é feito através da construção de forma alternada do painel frontal e do diagrama de blocos, colocando entradas e saídas no painel frontal e construindo blocos no diagrama de blocos.

Controlos

Os controlos formam as entradas para um VI. Os controlos agrupados na paleta de controlos numéricos são usados para entradas numéricas, os agrupados na paleta de botões e

comutadores são usados para entradas booleanas e os agrupados na paleta de controlos de texto são utilizados para entradas de texto e enumeração [38]. Na figura 4.4.4 está representada a título de exemplo a paleta de controlos numéricos.

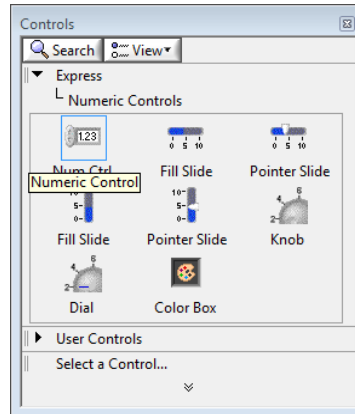


Fig. 4.4.4 – Exemplo de uma paleta de controlos de numéricos (*screenshot* de LabVIEW)

Os indicadores são utilizados para representar as saídas de um VI. Os indicadores agrupados na paleta de indicadores numéricos são usados para saídas numéricas, os indicadores agrupados na paleta de LEDs são utilizados para saídas booleanas, os indicadores agrupados na paleta de indicadores de texto são utilizados para saídas de texto e os indicadores agrupados na paleta de indicadores gráficos são utilizados para representar saídas gráficas. Na figura 4.4.5 está representada uma paleta de indicadores gráficos.

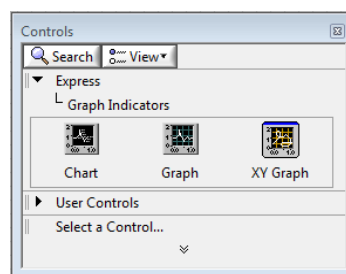


Fig. 4.4.5 – Exemplo de uma paleta de indicadores gráficos (*screenshot* de LabVIEW)

VI_s *express* e funções

Os VI_s *express* são VI_s de nível mais elevado que foram configurados para incorporarem VI_s ou funções de mais baixa ordem. Estes VI_s são apresentados como nós expansíveis com um fundo azul. Colocando um VI *Express* num diagrama de blocos, é executada uma janela de configuração que permite o ajuste dos seus parâmetros. Como

resultado, os VIs *Express* necessitam de menos ligações. A janela de configuração pode ser executada através do duplo clique sobre o VI *Express* [38].

As operações básicas, como soma ou subtracção são representadas por funções. Na figura 4.4.6 estão representados três exemplos de objectos de um diagrama de blocos de LabVIEW.

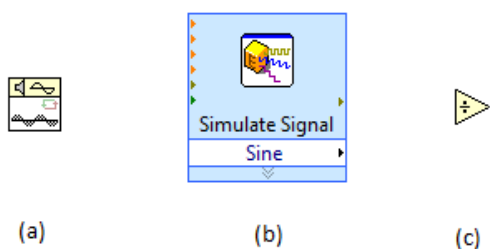


Fig. 4.4.6 – Exemplos de objectos de um diagrama de blocos – VI (a), VI *Express* (b) e função (c) (screenshot de LabVIEW)

Tanto os sub-VIs como os VIs *Express* podem ser apresentados como ícones ou como nós expansíveis. Se um sub-VI for apresentado como um nó expansível, o seu fundo apresenta a cor amarela. Os ícones são usados para salvaguardar espaço num diagrama de blocos, enquanto os nós expansíveis são usados para fornecer uma interligação mais fácil entre blocos ou para permitir uma melhor leitura do diagrama de blocos desenvolvido [38]. Os nós expansíveis podem ser redimensionados para mostrarem os seus nós de conexão de forma mais clara. As três aparências possíveis de um VI são apresentadas na figura 4.4.7.

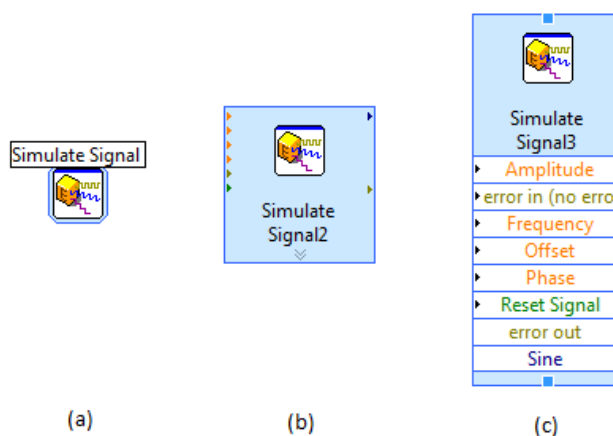




Fig. 4.4.7 – Três aparências possíveis de um VI (screenshot de LabVIEW)

Ícones terminais

Os objectos do painel frontal são apresentados como ícones terminais num digrama de blocos. Um ícone terminal exhibe uma entrada ou saída, assim como o seu tipo de dados. Na tabela 4.4.1 são apresentados dois exemplos de ícones terminais, consistindo em um controlo e um indicador numérico de dupla precisão, sendo que estes ícones terminais podem ser apresentados como ícones terminais de tipo de dados, de forma a conservar espaço no diagrama de blocos.

Tabela 4.4.1 – Ícones terminais de LabVIEW







	Controlo	Indicador
Ícones terminais		
Ícones terminais (Tipos de dados)		

Fios

Os fios transferem dados de um nó para outro num digrama de blocos. Baseado no tipo de dados da fonte de dados, a cor e espessura dos fios inter-conectores é alterada.

Os fios dos tipos de dados básicos em LabVIEW são apresentados na tabela 4.4.2. Além dos tipos de dados apresentados na figura, existem outros tipos de dados específicos. Por exemplo, o tipo de dados dinâmicos é sempre usado para VIs *Express*, e o tipo de dados *waveform*, que corresponde à saída de um VI de geração de forma de onda, é um conjunto especial de componentes de forma de onda, onde se incluem tempo de *trigger*, intervalo de tempo e valores de dados [38].

Tabela 4.4.2 – Tipos de fios básicos em LabVIEW

Tipo de Fio	Escalar	Array 1D
Numérico		
<i>String</i>		
Booleano		

Estruturas

Uma estrutura é representada por uma área gráfica. O código gráfico delimitado pela estrutura é repetido ou executado condicionalmente. Uma estrutura de *loop* delimitada por uma estrutura é repetida ou executada condicionalmente. Uma estrutura de *loop* é o equivalente a uma declaração de ciclo *for* ou de ciclo *while* geralmente utilizadas em linguagens de programação baseadas em texto, enquanto as estruturas *case* são equivalentes a uma declaração *if-else*.

Ciclo FOR

Uma estrutura de ciclo *FOR*, representada na figura 4.4.8, é usada para executar repetições.



Fig. 4.4.8 – Estrutura de ciclo FOR (*screenshot* de LabVIEW)

A área delimitada apresentada na figura 4.4.9 representa uma estrutura de ciclo FOR, onde o terminal de contagem *N* representa o número de vezes que o ciclo será repetido. O terminal de iteração *i* identifica o número total de iterações completadas, sendo sempre iniciado a zero.

Ciclo WHILE

Uma estrutura do tipo *WHILE*, apresentada na figura 4.4.9, permite repetições dependentes de uma determinada condição.

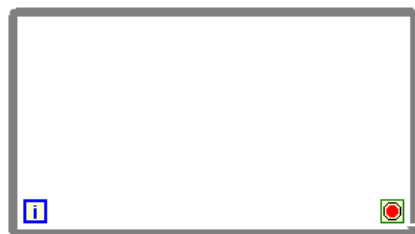


Fig. 4.4.9 – Estrutura de ciclo WHILE (*screenshot* de LabVIEW)

O terminal de STOP, presente no canto inferior direito da figura 4.4.9, termina a repetição se o valor presente no seu terminal for um booleano verdadeiro. O terminal de iteração i identifica o número total de iterações completadas, sendo sempre iniciado a zero.

Estrutura CASE

A estrutura CASE, representada na figura 4.4.10, permite que sejam executados diferentes conjuntos de operações dependendo do valor que é apresentado no terminal selector “?”, que poderá apresentar dados do tipo booleano, inteiro ou *string*.

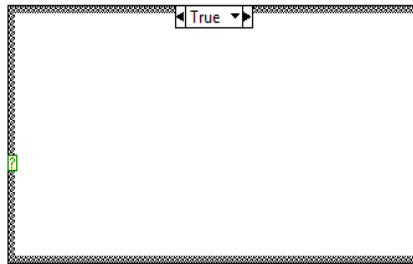


Fig. 4.4.10 – Estrutura CASE (screenshot de LabVIEW)

Grupos de dados – Arrays e Clusters

Um *array* representa um grupo de elementos que possuem o mesmo tipo de dados. Um *array* consiste em elementos de dados que possuem uma dimensão até 231 elementos. Por exemplo, se um número aleatório é gerado num ciclo, faz todo o sentido que seja construída a saída como um *array*, visto que o comprimento do elemento de dados é um e o tipo de dados não é alterado durante as iterações.

Um *cluster* consiste numa colecção de elementos com diferentes tipos de dados, sendo similar ao tipo de dados denominado “estrutura” nas linguagens de programação baseadas em texto. Os *clusters* permitem que o número de fios num digrama de blocos seja reduzido através do agrupamento de elementos de tipos de dados diferentes e passando-os para um único terminal. Um elemento individual pode ser adicionado ou extraído de um *cluster* usando as funções de *cluster* “*Bundle by Name*” e “*Unbundle by Name*”, respectivamente.

4.5. Amplificador *Lock-In*

O funcionamento de um amplificador *lock-in* é baseado no conceito de detecção sensível de fase, que consiste na desmodulação de um sinal AC por intermédio de um circuito controlado por uma forma de onda de referência gerada pelo dispositivo que realiza a modulação do sistema. Idealmente, a detecção sensível de fase rejeita todos os sinais que apresentem uma frequência que não seja igual à apresentada pelo sinal de referência, funcionando como um filtro passa-banda. Este tipo de equipamento pode funcionar como um filtro passa-banda, que pode ser tão estreito como 1mHz, em torno da frequência do sinal de referência. No entanto, na prática o filtro passa-baixa apenas rejeita as frequências que estão fora da sua gama de frequências de corte. Consequentemente, todo o ruído na gama ($\omega_R \pm$ frequência de corte do filtro) irá passar através do filtro e afectar de forma adversa as medições. Este é um dos factores que faz com que as características do filtro de saída sejam de crucial importância para a realização de medições rápidas e precisas [39].

Na figura 4.5.1. está representado o diagrama de blocos que descreve o funcionamento de um amplificador *lock-in*.

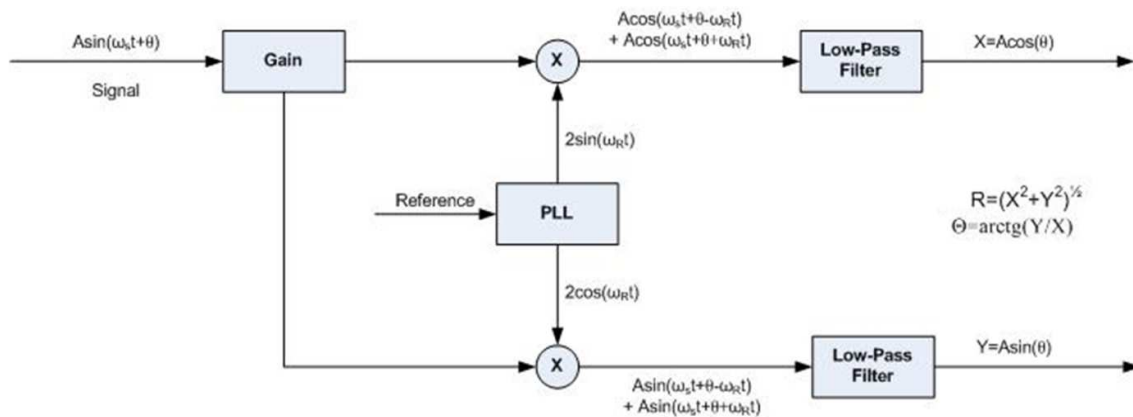


Fig. 4.5.1 – Diagrama de blocos de um amplificador *lock-in* [39]

O sinal de referência, responsável pela modulação do sistema, é aplicado num sintetizador de frequência interno que extrai a informação de fase e frequência do sinal de referenciam, gerando uma onda sinusoidal pura com essa mesma informação de frequência e de fase $- \sin(\omega_R t)$. Esta onda sinusoidal é então multiplicada com o sinal de medição, que poderá ser amplificado à entrada do amplificador *lock-in*. Para cada componente de frequência, o multiplicador gera duas componentes de saída, uma com frequência igual à

diferença de frequências da referência interna e a componente de sinal ($\omega_R - \omega_S$) e outra componente com frequência igual à soma das duas frequências ($\omega_R + \omega_S$) [39].

Para a componente do sinal de entrada com frequência igual à do sinal de referência ($\omega_S = \omega_R$), a primeira componente do misturador terá frequência igual a 0 (um sinal DC) e a segunda componente do misturador terá frequência igual ao dobro da frequência de referência ($2\omega_R$). Um filtro passa-baixo que está colocado a seguir ao multiplicador deve, idealmente, rejeitar todas as componentes, excepto a componente DC, que deve ser proporcional à amplitude da componente de sinal à frequência ω_R e o co-seno da sua fase relativa à fase da referência interna ($A\cos(\theta)$). A grandeza $A\cos(\theta)$ é geralmente referida como “X”.

Se o mesmo processo, multiplicação e filtragem, for aplicado usando uma forma de onda pura do tipo $\cos(\omega_R t)$, será gerada uma grandeza geralmente referida como “Y”, que é proporcional à amplitude da componente de sinal multiplicada pela função seno da mudança de fase ($A\sin(\theta)$). A partir das grandezas X e Y é possível determinar o módulo (R) e a fase relativa (θ) do sinal de entrada) [39]. O módulo do sinal de entrada pode ser obtido através de $R=(X^2+Y^2)^{1/2}$ e a fase relativa através de $\theta=Arctg(Y/X)$.

4.5.1. NI Lock-In Amplifier Start-UP Kit

A National Instruments disponibiliza um pacote gratuito (NI Lock-In Amplifier Start-UP Kit) com os VIs necessários para implementação de um amplificador *lock-in* virtual. Este pacote é constituído por três VIs, nomeadamente “LockINPLL”, “LockInDemodulatorSettings” e “LockInDemodulator”.

O VI “LockINPLL” executa um algoritmo de PLL (*Phase Locked Loop*) e tem como principal objectivo a medição da frequência e fase do sinal de referência. Na figura 4.5.2 estão representadas as entradas e saídas do VI “LockINPLL”.

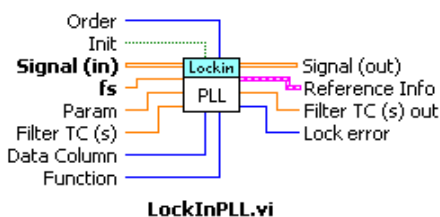


Fig. 4.5.2 – Entradas e saída do VI “LockINPLL” [39]

O VI “LockInDemodulatorSettings” calcula diversos parâmetros que são utilizados pelo VI “LockInDemodulator”. Este último VI tem como objetivo o cálculo das componentes X e Y do sinal de entrada na frequência do sinal de referência. Na figura 5.4.3 estão representadas as entradas e saídas dos VIs “LockInDemodulatorSettings” e “LockInDemodulator”.

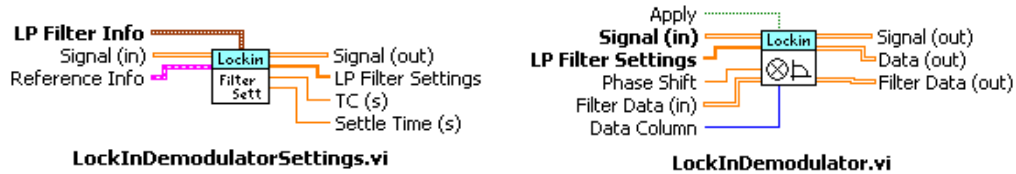


Fig. 4.5.3 – Entradas e saída do VI’s “LockInDemodulatorSettings” e “LockInDemodulator” [39]

O VI “LockInDemodulatorSettings” permite a configuração com diversos tipos de filtros IIR e FIR, podendo cada qual ser configurado com uma determinada constante de tempo (*Time Constant - TC*) e um factor de *Roll-Off*.

Para o valor de *Roll-Off* é possível definir um valor entre 20 e 200 dB. Para os filtros IIR a largura de banda é definida como $1/(2\pi TC)$ Hz e para o filtro FIR essa mesma largura de banda é de $0,35/TC$ Hz [39].

5. Controlo Digital de Interferómetro em Fibra Óptica

Após a apresentação dos sensores de fibra óptica interferométricos, das diferentes técnicas de detecção de sinal e do conceito de instrumentação virtual apresentadas nos capítulos anteriores, onde foram evidenciadas as diversas vantagens dos sensores de fibra óptica interferométricos e do uso de sistemas de medição baseados em instrumentação virtual, é de todo o interesse o estudo da viabilidade e o desenvolvimento de um sistema de medição baseado em instrumentação virtual para controlo e monitorização de sensores de fibra óptica interferométricos.

A interrogação de sensores interferométricos tem como objectivo determinar a variação provocada pela acção do mensurando na fase do padrão de interferência. Um método muito utilizado para levar a cabo esta missão consiste em utilizar um esquema de WLI.

Neste capítulo é então apresentado o desenvolvimento do sistema de monitorização e caracterização de sensores interferométricos de fibra óptica, controlado automaticamente por intermédio de instrumentação virtual que é apresentado no próximo capítulo.

5.1. Introdução

O presente capítulo descreve o desenvolvimento de um sistema de interrogação de sensores interferométricos baseado em WLI e controlado digitalmente através de instrumentação virtual, de modo a torná-lo menos dispendioso, com maior portabilidade e também facilitar a monitorização e caracterização de sensores interferométricos por parte do operador.

Os sistemas de interrogação de sensores interferométricos baseados em WLI utilizam muitos instrumentos, o que os tornam muito caros e nada portáteis. Nas figuras 5.1.1 e 5.1.2 é possível observar o esquema e a vista real, respectivamente, de um sistema convencional de interrogação de WLI.

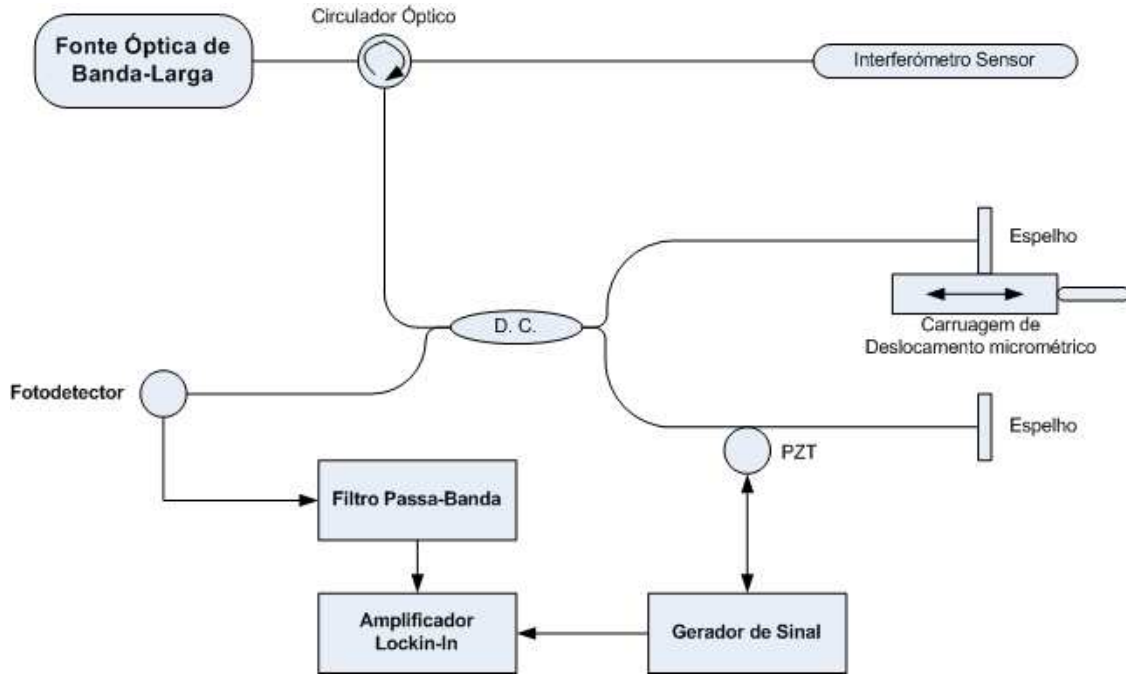


Fig. 5.1.1 – Esquema de um sistema de interrogação de WLI sem recurso a instrumentação virtual

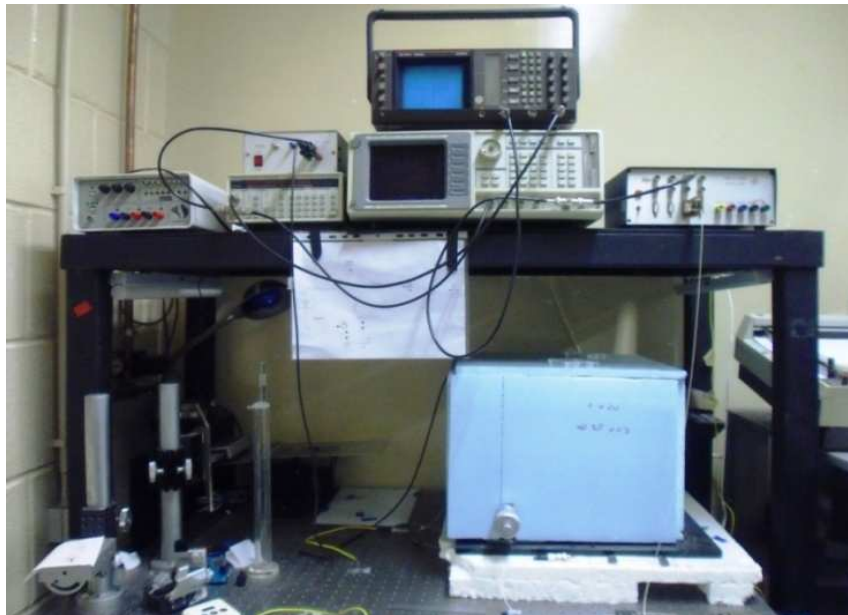


Fig. 5.1.2 – Vista real de um sistema de interrogação de WLI sem recurso a instrumentação virtual

É possível verificar que o esquema apresentado na figura 5.1.2 (desenvolvido no INESC Porto) ocupa um grande espaço devido ao facto de utilizar instrumentação física de dimensão considerável, além de que não possui nenhuma forma de controlo digital tornando-o também de difícil configuração e operação.

5.2. Esquema Desenvolvido

Com o intuito de tornar o sistema mais compacto foi desenvolvido um interferómetro de leitura, totalmente em fibra óptica, e utilizada instrumentação virtual ao invés dos instrumentos físicos utilizados no esquema anterior. Todo o controlo do sistema é efectuado digitalmente por software - LabVIEW. O esquema do sistema desenvolvido está representado na figura 5.2.1.

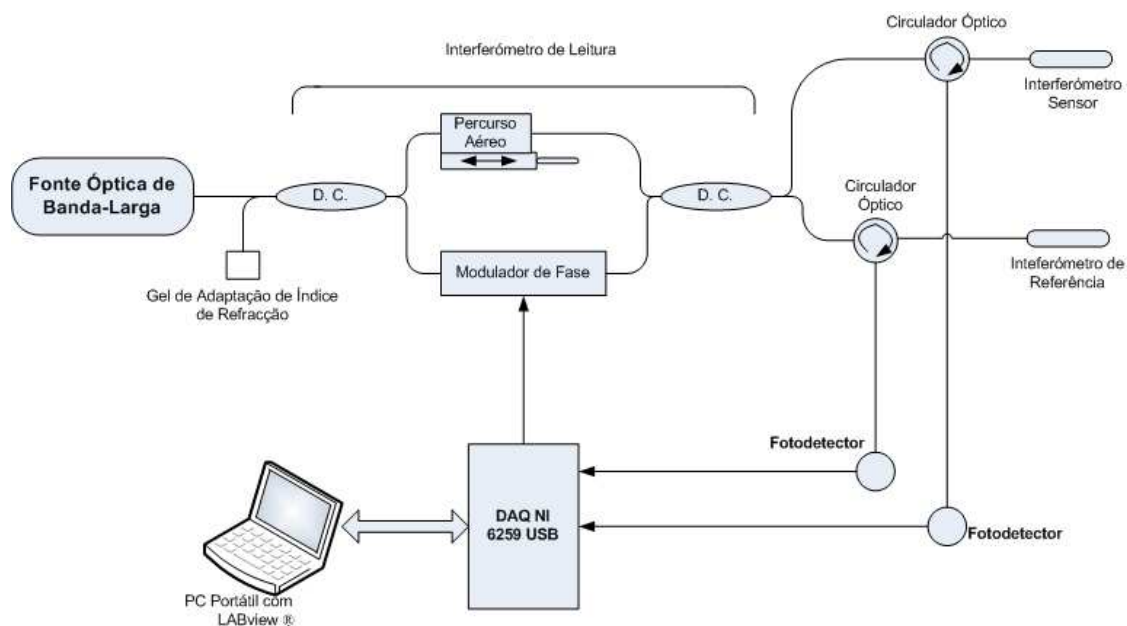


Fig. 5.2.1 – Esquema do sistema de interrogação desenvolvido

A comunicação entre o computador e o sistema de interrogação é conseguido através de uma placa de aquisição de dados (DAQ – *Data Aquisition Card*), NI 6259 USB BNC. É esta placa de aquisição de dados que irá permitir a aquisição do sinal de saída do interferómetro (para posterior processamento através de LabVIEW®) e a geração do sinal de modulação da fase do interferómetro (que também é gerado através de LabVIEW®).

No esquema presente na figura 5.2.1 são apresentados dois interferómetros (sensor e de referência). Estes dois interferómetros são utilizados quando se pretende utilizar o sistema no modo diferencial, modo de operação que foi desenvolvido com o intuito de ultrapassar algumas dificuldades que surgiram durante o desenvolvimento do sistema, como será referido mais adiante.

5.3. Interferómetro de leitura

O interferómetro de leitura é um dos componentes mais importantes num esquema de WLI, uma vez que é neste que se faz a modulação de fase de acordo com os diferentes esquemas de detecção de sinal que permitem gerar a portadora na qual irá a informação do mensurando.

5.3.1. Desenvolvimento

Inicialmente era objectivo desenvolver um interferómetro de *Michelson*. No entanto, as perdas associadas à inserção do modulador de fase num dos braços do interferómetro de *Michelson* seriam demasiado elevadas (o modulador apresenta uma perda de inserção de 3,5 dB, sendo que em modo de reflexão essa perda seria de 7 dB), facto não desejável num sistema deste género. Devido a esta limitação foi desenvolvido então um interferómetro de *Mach-Zehnder*, de modo a ultrapassar a condicionante da elevada perda de inserção do modulador de fase.

Um outro problema que surgiu durante a implementação do interferómetro foi o desconhecimento da estrutura interna do modulador electro-óptico. Era conhecido que o modulador era constituído por um cristal de LiNbO_3 (Níobato de Lítio) e por fibra óptica de manutenção de polarização, não sendo conhecido a dimensão do cristal. Esta limitação levou a que o correcto balanceamento dos braços do interferómetro não fosse fácil de obter (ambos os braços do interferómetro devem apresentar um comprimento de percurso óptico igual). No entanto, após várias tentativas foi possível balancear correctamente o interferómetro, tendo sido possível determinar o comprimento do conjunto de fibra óptica de manutenção de polarização e do cristal de LiNbO_3 utilizado pelo modulador (cerca de 4,40 cm com um índice de refração de 2,12), valor que foi mais tarde confirmado com informação fornecida pelo fabricante.

Após o correcto balanceamento do interferómetro de leitura foi possível observar interferência à saída do interferómetro. Os comprimentos dos percursos de cada um dos braços do interferómetro, exemplificados na figura 5.3.1, são apresentados nas tabelas 5.3.1 e 5.3.2.

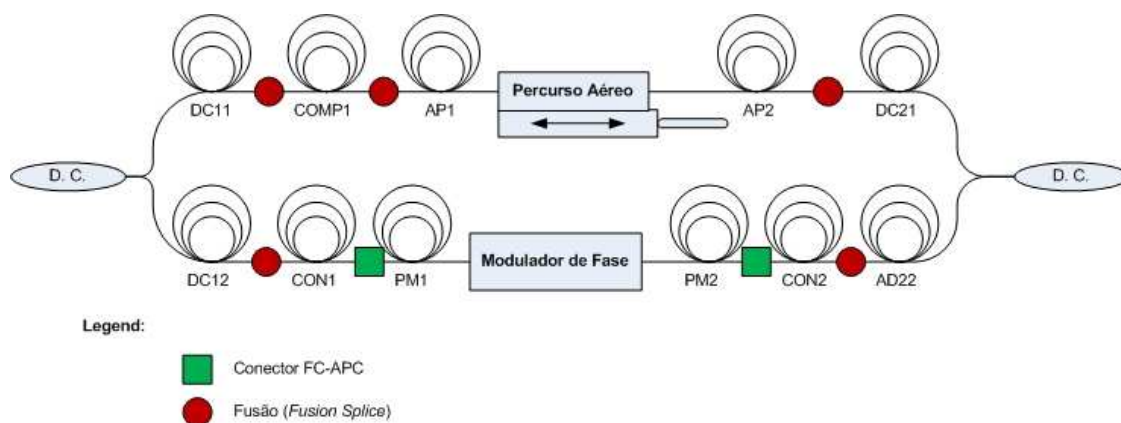


Fig. 5.3.1 – Esquema do interferómetro de leitura implementado

Tabela 5.3.1 – Comprimentos dos percursos ópticos do braço superior do interferómetro de leitura

Percurso	Comprimento geométrico (cm)	Índice de Refracção	Comprimento Óptico (cm)
DC11	119,00	1,46	173,50
COMP1	199,00	1,46	290,14
AP1	164,20	1,46	239,40
Percurso Aéreo	0,50	1,00	0,50
AP2	164,30	1,46	239,55
DC21	74,10	1,46	108,01
<i>Total(cm)</i>			1051,10

Tabela 5.3.2 – Comprimentos dos percursos ópticos do braço inferior do interferómetro de leitura

Percurso	Comprimento geométrico (cm)	Índice de Refracção	Comprimento Óptico (cm)
DC12	119,00	1,46	173,50
CON1	36,90	1,46	53,80
PM1	98,90	1,46	144,20
Modulador de Fase	4,40	2,12	9,33
PM2	101,82	1,46	148,45
CON2	284,60	1,46	414,95
DC22	73,30	1,46	106,87
<i>Total (cm)</i>			1051,10

Os espectros ópticos observados à entrada do interferómetro (fonte óptica de banda larga utilizada) e à saída do interferómetro (com interferência) estão representados na figura 5.3.2.

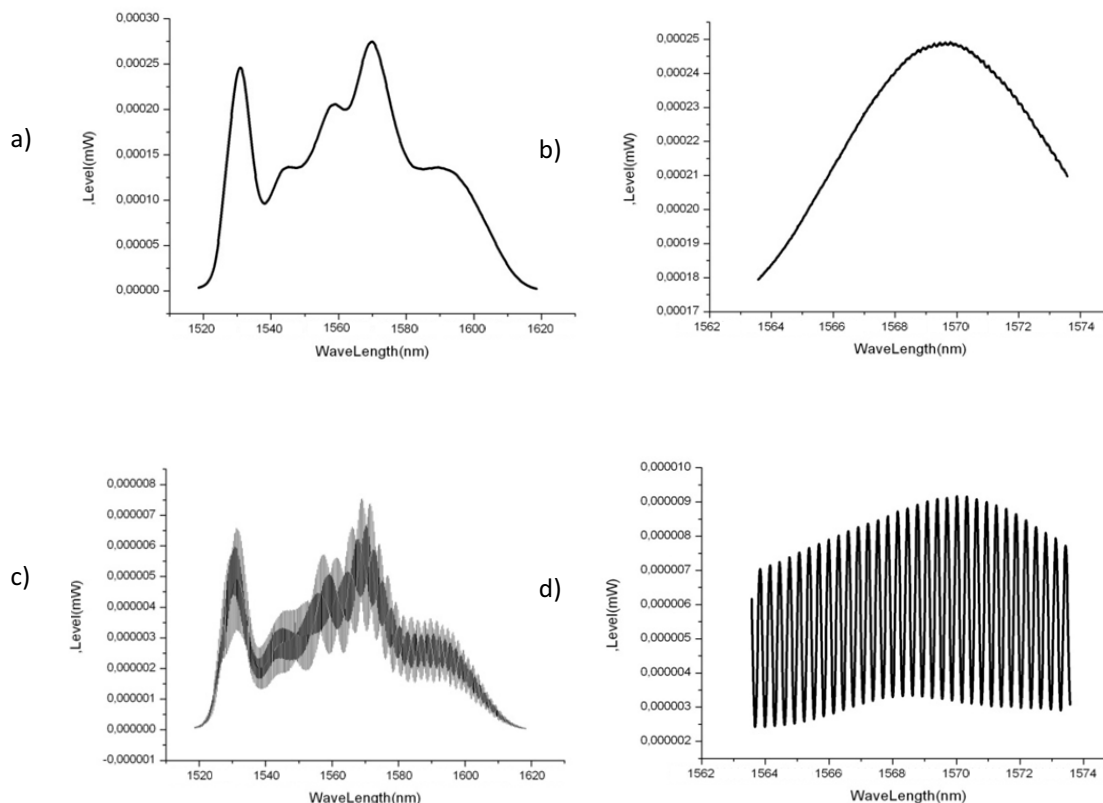


Fig. 5.3.2 – Espectros de potência óptica à entrada – (a) e (b) – e à saída do interferómetro – (c) e (d)

Observa-se que à saída do interferómetro se obtém um padrão de interferência que se estende por todo o espectro da fonte. A visibilidade do interferómetro é dada por:

$$V = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}} = \frac{9,1214 \cdot 10^{-6} mW}{3,1926 \cdot 10^{-6} mW} = 0,4815$$

Ao contrário do que acontece com os esquemas tradicionais, a modulação da fase do interferómetro de leitura é feita com recurso a um modulador electro-óptico. A utilização deste equipamento em prejuízo de um PZT, trás vantagens em termos de largura de banda (facto particularmente importante no caso da implementação do sistema de detecção pseudo-heteródino), pois a largura de banda do modulador electro-óptico (500 MHz) é bem superior à apresentada pelo PZT, e a gama de tensões a aplicar neste dispositivo (na gama dos Volts) é

muito inferior à necessária para o PZT (na gama das dezenas de Volts). Assim, pode-se utilizar frequências de modulação bem superiores às que são possíveis com o PZT e com valores inferiores de tensão.

Para permitir uma sintonia mais fina do interferómetro de leitura, foi desenvolvido um percurso aéreo (*Air Path*; este percurso aéreo coloca a diferença de percurso óptico entre os dois braços igual a zero ou igual ao comprimento da cavidade do interferómetro sensor). Os esquemas do percurso aéreo desenvolvido estão representados nas figuras 5.3.3.

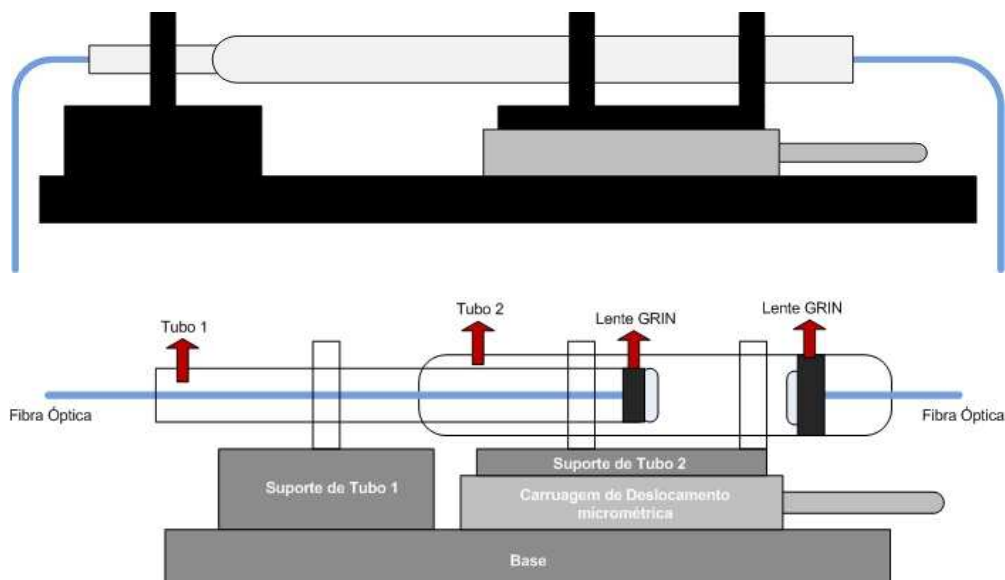


Fig. 5.3.3 – Esquema do percurso aéreo desenvolvido

A estrutura projectada consiste basicamente em dois tubos, cada qual com uma lente GRIN (*Graded Index*) com *pigtail* no seu interior. Um dos tubos tem um diâmetro ligeiramente superior de modo a que possam deslizar um sobre o outro.

Um dos tubos está colocado num suporte fixo (“Suporte de Tubo 1”) enquanto o outro é montado num suporte em cima de uma carruagem de deslocamento (“Suporte de Tubo 2”), de modo a permitir o deslocamento entre os dois tubos (entre as duas lentes GRIN) e consequentemente permitir a variação do OPD.

O suporte fixo e a carruagem de deslocamento estão fixas numa base comum, sendo que ambos os suportes e a carruagem foram construídos em alumínio. As lentes GRIN são fixas no interior dos tubos com recurso a uma “armação” construída à base de material *teflon*. Com a carruagem utilizada é possível aplicar uma variação máxima de OPD de 2,50 cm.

Na figura 5.3.4 está representada a vista real do percurso aéreo desenvolvido.

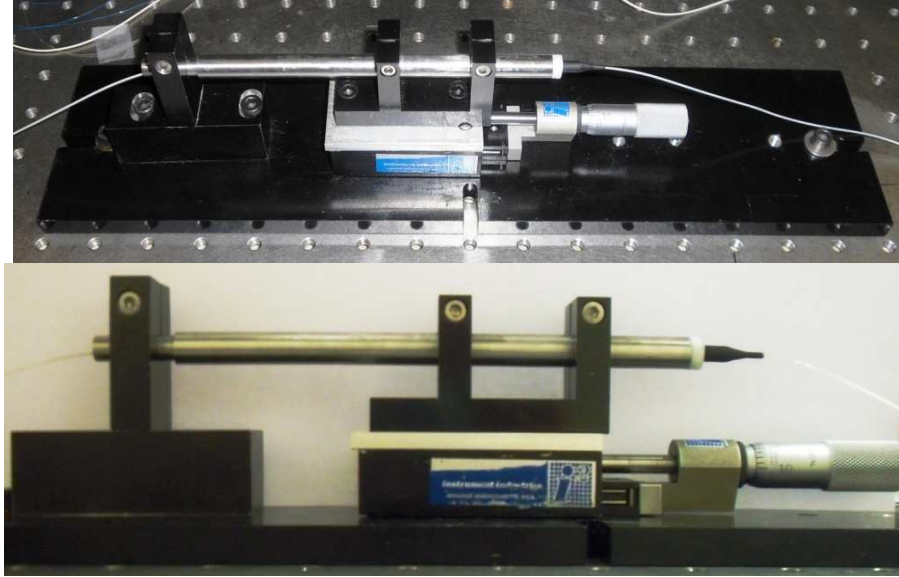


Fig. 5.3.4 – Vista real do percurso aéreo desenvolvido

Nas figuras 5.3.5 está representada a vista real do interferómetro de leitura durante a sua construção.

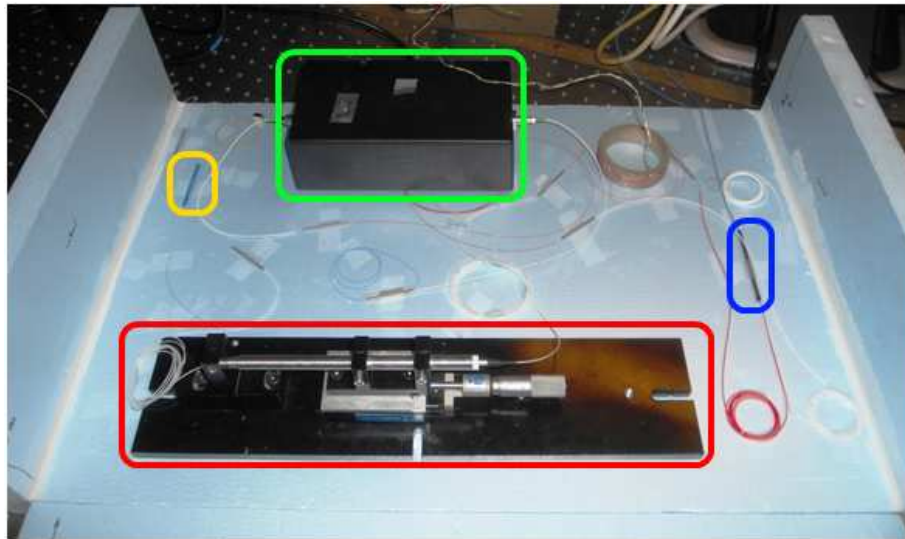


Fig. 5.3.5 – Vista real do interferómetro de leitura em fase de desenvolvimento

Na figura 5.3.5 é possível observar o interferómetro de leitura durante a fase de desenvolvimento, sendo também possível identificar o percurso aéreo projectado e implementado (área limitada a vermelho), o modulador de fase (área limitada a verde) e os acopladores direccionais 1 e 2 (áreas limitadas a amarelo e a azul, respectivamente).

5.4. Implementação digital da técnica pseudo-heteródina

A técnica de detecção pseudo-heteródina consiste em executar o varrimento da fase do interferómetro através de uma onda tipo dente de serra, sendo obtida à saída do interferómetro uma onda *quasi-sinusoidal* com uma frequência igual à do sinal de modulação da fase.

5.4.1. Implementação

O sistema de detecção pseudo-heteródino é o esquema de detecção de sinal de mais fácil implementação, sendo apenas necessário modular a fase do interferómetro de leitura com uma onda tipo dente-de-serra, obtendo-se à saída uma onda *quasi-sinusoidal*.

Na figura 5.4.1 é apresentado o sinal de modulação de fase e o sinal de saída do interferómetro. O sinal de modulação é uma onda tipo dente-de-serra com uma frequência de 1000 Hz, com um *duty-cycle* de 98,25% e um tempo de *flyback* de 1,75%.

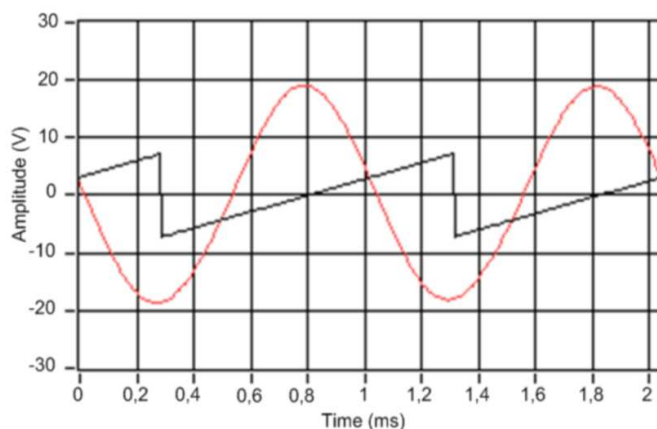


Fig. 5.4.1 – Sinal de modulação de fase do interferómetro (negro) e sinal de saída do interferómetro (vermelho)

É possível observar que o sinal à saída do interferómetro (com um ganho de 45) apresenta uma forma praticamente sinusoidal como fora referido anteriormente. Como o *flyback* da onda de modulação é muito reduzido, a distorção provocada no sinal à saída do interferómetro é praticamente nulo.

5.4.2. Caracterização do sistema

Os sistemas de medição interferométricos apresentam uma elevada sensibilidade, sendo essa uma das suas principais vantagens. No entanto, essa mesma sensibilidade torna-se num dos grandes factores limitadores do seu desempenho, por estes sistemas serem muitas vezes sensíveis a demasiados factores e efeitos não desejados.

Durante a implementação da técnica pseudo-heteródina, constatou-se a grande sensibilidade dos sistemas de medição interferométricos aos mais diversos parâmetros, tais como pressão acústica, temperatura, vibração, etc.

No gráfico 5.4.1 é possível visualizar a variação da diferença de fase do sinal de saída do interferómetro durante aproximadamente 50 segundos.

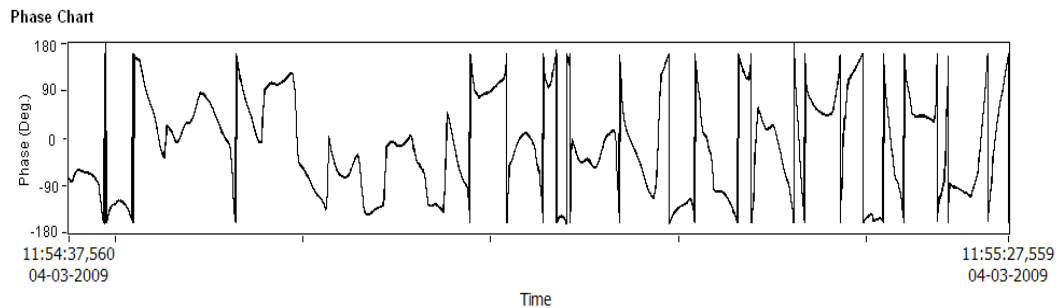


Gráfico 5.4.1 – Deriva da fase do interferómetro (antes do seu isolamento)

Observa-se que a diferença de fase do sinal de saída do interferómetro apresenta demasiadas variações ao longo de 50 segundos, provocadas essencialmente por variações de temperatura, pressão acústica e vibração. Este comportamento era de certa forma esperado, visto o interferómetro não estar, nesta fase, totalmente isolado dos mais diversos efeitos ambientais circundantes.

De modo a tornar o sistema mais imune a parâmetros não desejados, optou-se por isolar completamente o interferómetro de leitura, tal como apresentado na figura 5.4.2.



Fig. 5.4.2 – Vista real do interferómetro de leitura durante e após o processo de isolamento

É também possível observar o interferómetro de leitura, juntamente com o computador, DAQ e fotodetector na figura 5.4.3.

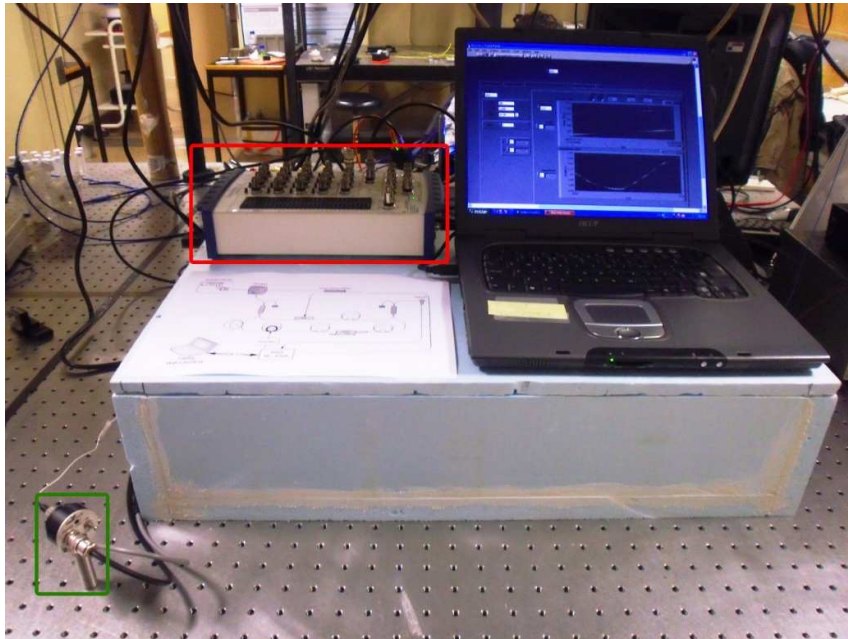


Fig. 5.4.3 – Vista real do interferómetro juntamente com o computador, a DAQ (a vermelho) e o fotodetector (a verde)

Na figura 5.4.3 a DAQ está colocada sobre o interferómetro de leitura (área limitada a vermelho), assim como o computador. O fotodetector encontra-se ao lado esquerdo do interferómetro de leitura (área limitada a verde).

No entanto, mesmo após o completo isolamento do interferómetro de leitura, verificou-se que o próprio interferómetro de leitura apresentava uma deriva na sua fase, tal como pode ser observado no gráfico 5.4.2.

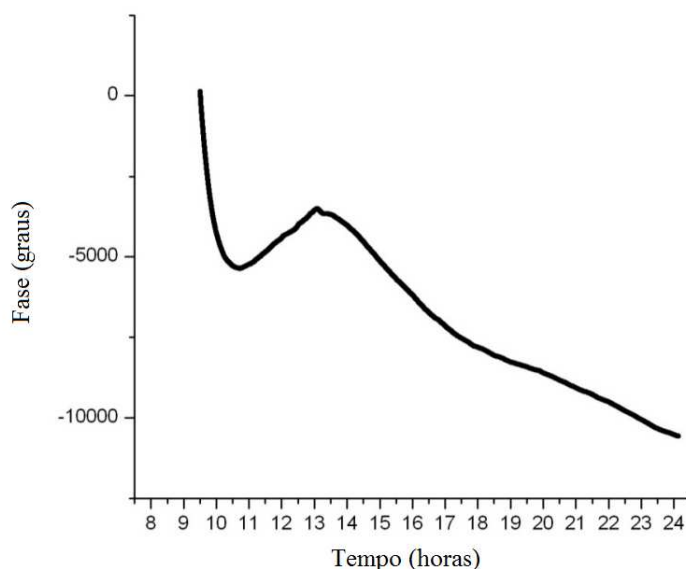


Gráfico 5.4.2 – Deriva da fase do interferómetro de leitura

A deriva que o interferómetro de leitura apresenta na sua fase não apresentava um comportamento previsível, tendo condutas diferentes ao longo do dia, facto indesejável pois desta forma não seria possível efectuar medições de uma forma simples, sendo necessário o processamento posterior dos dados adquiridos.

Observa-se que entre as 11 e as 13 horas o declive apresentado pela deriva de fase é de aproximadamente $834,80^\circ$ por hora. Já no período compreendido entre as 14 e as 16 horas a deriva de fase ocorre a uma taxa de $-1081,93^\circ$ por hora, sendo que entre as 20 e as 23 horas essa mesma taxa apresenta novamente outro valor, desta feita $-492,38^\circ$ por hora.

5.4.3. Configuração Diferencial

Com o objectivo de eliminar a deriva de fase existente durante as medições efectuadas, desenvolveu-se um sistema de medição diferencial. Este sistema consiste na utilização de dois interferómetros que são interrogados pelo interferómetro de leitura. Um dos interferómetros (interferómetro de referência) encontra-se isolado, não sendo afectado pelo mensurando de interesse, tendo como objectivo “sentir” apenas a deriva indesejada inerente ao interferómetro de leitura. O outro interferómetro (interferómetro sensor) estará exposto ao efeito do mensurando de interesse, sofrendo também o efeito da deriva de fase do interferómetro de leitura.

Executando uma medição diferencial dos interferómetros de referência e sensor, e sendo que apenas a deriva de fase do interferómetro de leitura é comum a ambos, é possível realizar a medição do mensurando de interesse eliminando o efeito de *drift* não desejado, tal como pode ser observado no gráfico 5.4.3.

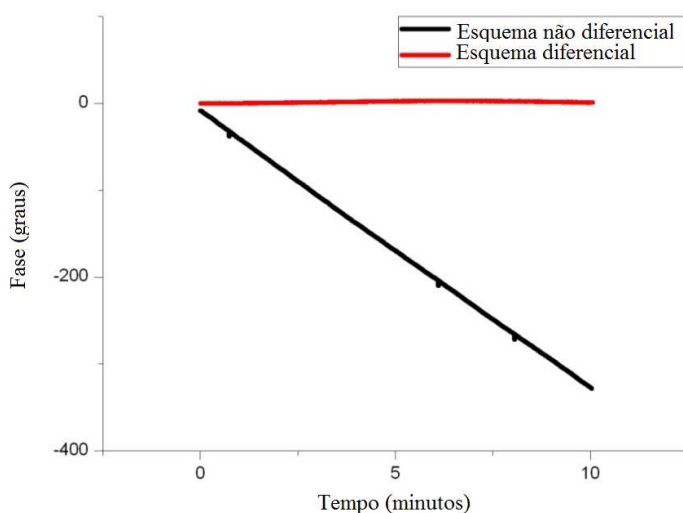


Gráfico 5.4.3 – Medição de fase em modo não diferencial e em modo diferencial

5.5. Implementação digital da técnica heteródina sintética

Além da técnica pseudo-heteródina, foi também implementada a técnica heteródina sintética. Foram implementados três esquemas sendo que dois deles são simplificações do esquema “principal”. Todos os esquemas são apresentados de seguida e foram implementados em *software* sob a forma de VIs. Todos os VIs desenvolvidos podem ser facilmente utilizados com outra aplicação desenvolvida.

Esta técnica consiste em modular a fase do interferómetro de leitura com uma onda sinusoidal. À saída do interferómetro de leitura obtém-se uma forma de onda algo complexa tal como apresentada na figura 5.5.1 (fase do interferómetro de leitura modulada com onda sinusoidal com frequência de 1 kHz).

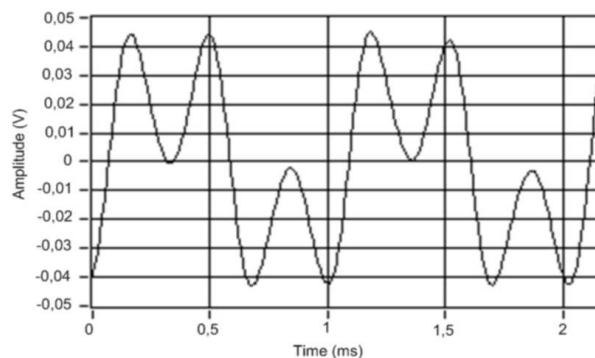


Fig. 5.5.1 – Forma de onda obtida à saída do interferómetro de leitura na técnica heteródina sintética

O sinal apresentado na Figura 5.5.1 tem de ser submetido a esquemas de tratamento de sinal de modo a se obter uma portadora cuja fase irá conter a informação do mensurando de interesse.

5.5.1. Esquema Heteródino Sintético 1

A técnica heteródina sintética foi apresentada pela primeira vez por *Jackson et al* em 1982 [30]. O diagrama de blocos referente ao esquema implementado encontra-se exemplificado na figura 5.5.2.

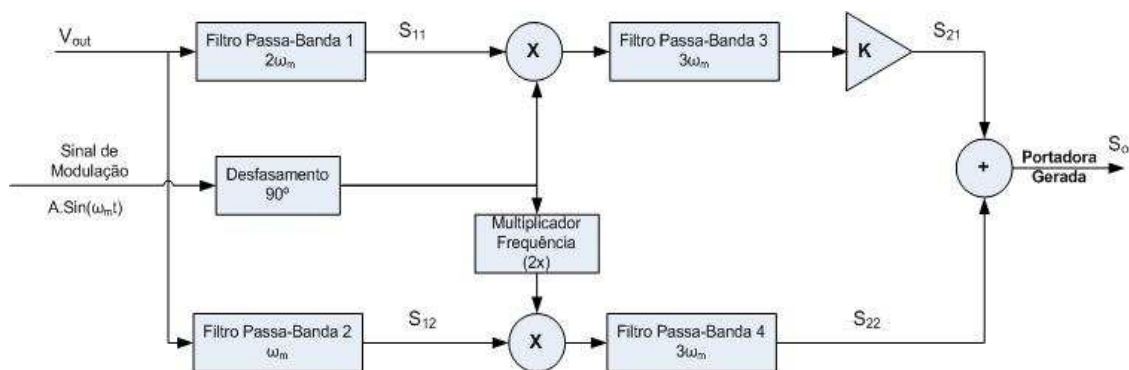


Fig. 5.5.2 – Diagrama de Blocos do esquema de detecção heteródina sintético

Este esquema implementa a técnica heteródina sintética que foi apresentada no capítulo 3. O ganho k deve ser escolhido de modo que quando o desfasamento é de 0° , o sinal em S_{12} tenha a mesma amplitude que o sinal em S_{22} quando o desfasamento é de 90° . Observou-se na prática que o valor de k para o qual essa situação acontecia era de 0,61.

À saída do esquema (S_o) obtém-se uma portadora, na fase da qual vai a informação do mensurando de interesse, cuja frequência é três vezes superior ao valor do sinal de modulação da fase do interferómetro de leitura, tal como representado na figura 5.5.3.

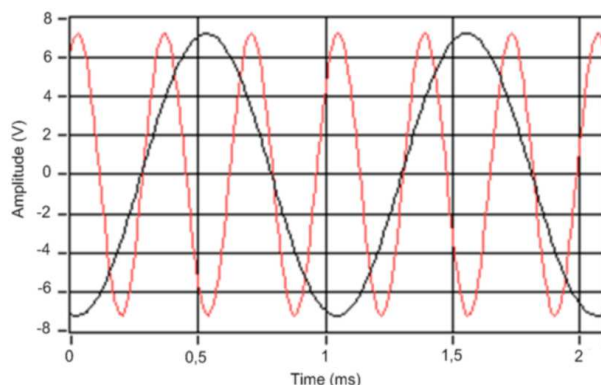


Fig. 5.5.3 – Sinal de modulação de fase do interferómetro de leitura (negro) e saída gerada pelo esquema heteródino sintético (vermelho)

A portadora gerada apresenta uma frequência três vezes superior à frequência da onda de modulação. O software desenvolvido automaticamente selecciona o terceiro harmónico da frequência fundamental da onda de modulação para que o amplificador *Lock-In* possa funcionar de forma correcta.

5.5.2. Esquema Heteródino Sintético 2

O diagrama de blocos do primeiro esquema de detecção heteródino sintético simplificado implementado encontra-se representado na figura 5.5.4. Este esquema (correspondente ao esquema heteródino sintético simplificado II abordado no capítulo 3) foi pela primeira vez apresentado em 2001 por *César Jáuregui Misas* [31].

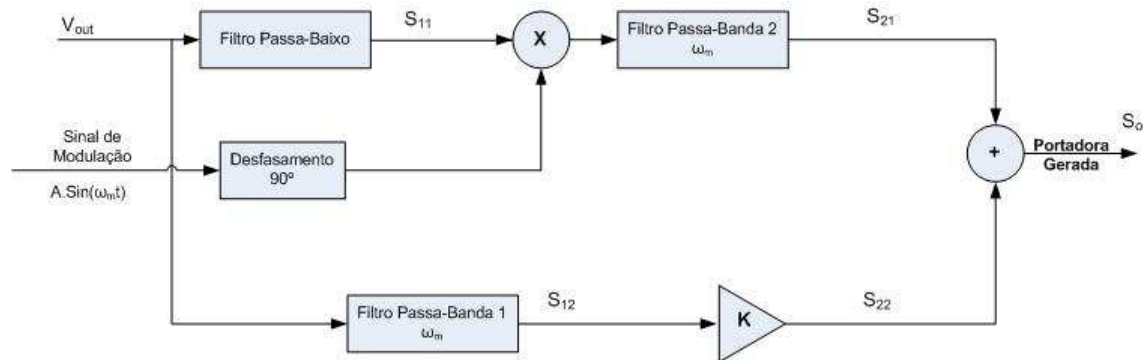


Fig. 5.5.4 – Diagrama de Blocos do esquema de detecção heteródino sintético simplificado I

Este esquema implementa a técnica heteródina sintética simplificada I que foi apresentada no capítulo III. O ganho k deve ser escolhido do mesmo modo que foi apresentado em 5.6.1. Observou-se na prática que o valor de k ideal era de 0,19.

Neste esquema, e ao contrário do que acontecia no esquema anterior é gerada uma portadora à saída do esquema cuja frequência é igual à frequência do sinal de modulação da fase do interferómetro de leitura, tal como representado na figura 5.5.5.

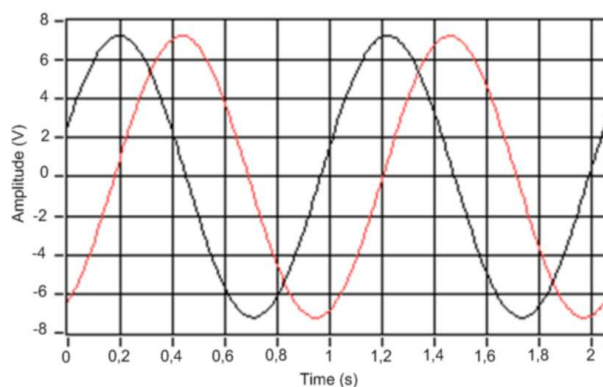


Fig. 5.5.5 – Sinal de modulação de fase do interferómetro de leitura (negro) e saída gerada pelo esquema heteródino sintético (vermelho)

5.5.3. Esquema Heteródino Sintético 3

O diagrama de blocos do segundo esquema de detecção heteródino sintético simplificado implementado encontra-se representado na figura 5.5.6. Este esquema (correspondente ao esquema heteródino sintético simplificado I abordado no capítulo 3) foi apresentado pela primeira vez em 2001 por *Yu-Lung Lo* e *Chin-Ho Chuang* [25].

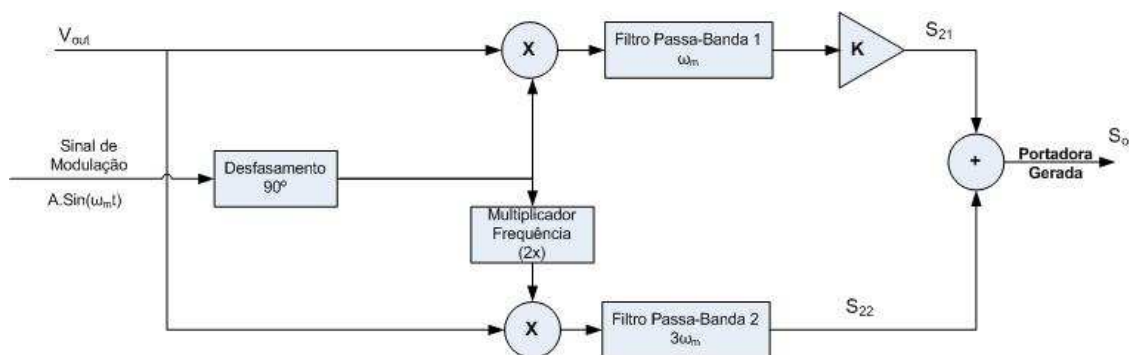


Fig. 5.5.6 – Diagrama de Blocos do esquema de detecção heteródino sintético simplificado II

À semelhança do esquema apresentado em 5.5.4 à saída deste segundo esquema heteródino sintético simplificado obtém-se uma portadora com a mesma frequência do sinal

de modulação do sinal de modulação da fase do interferómetro de leitura. O valor de k deve ser ajustado da mesma forma já explicada nos dois esquemas anteriores. Observou-se na prática que o valor de k ideal para este esquema era de 1,3208.

Os dois esquemas heteródinos sintéticos 2 e 3, são similares em termos de geração de portadora, uma vez que geram uma portadora com a mesma frequência do sinal de modulação, na fase da qual está a informação do mensurando de interesse. A diferença entre estes dois esquemas heteródinos sintéticos simplificados reside na forma como a referida portadora é gerada, sendo que no esquema heteródino sintético 3 é utilizado o sinal de modulação desfasado de 90° e com a frequência duplicada enquanto no esquema heteródino sintético 2 é utilizado o sinal de modulação apenas desfasado de 90° . Uma outra diferença reside no facto do esquema heteródino sintético 3 utilizar apenas dois filtros passa-banda na frequência de modulação e um multiplicador de frequência, enquanto que o esquema simplificado II utiliza esses mesmos dois filtros mais um filtro passa-baixo, utilizado para filtrar o sinal de saída do interferómetro (V_{out}).

5.6. Sistema de controlo digital

Todo o controlo e processamento de informação do sistema desenvolvido, assim como a geração e aquisição de sinal são realizados digitalmente através de *software*. Na figura 5.6.1 é apresentado um esquema de blocos simplificado da estrutura desenvolvida em LabVIEW para controlo de forma automática do sistema de interrogação.

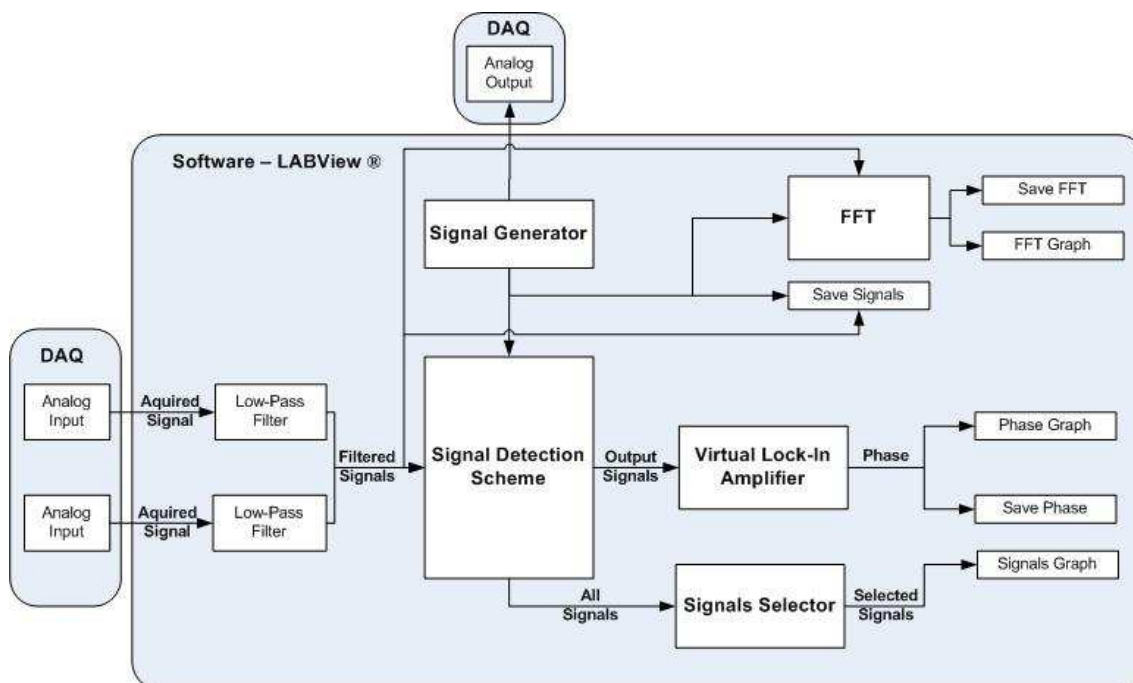


Fig. 5.6.1 – Esquema de blocos simplificado da estrutura de controlo automático do Interferómetro de leitura

Na figura 5.6.1 estão representados os módulos e interfaces principais do sistema desenvolvido em software. Os módulos indicados na figura 5.6.1 referem-se a conjuntos de blocos (sub-VIs e funções LabVIEW) presentes na aplicação desenvolvida (*MAIN.vi*), cujo diagrama de blocos encontra-se representado no anexo D desta dissertação. O fluxograma referente ao funcionamento do VI principal da aplicação é apresentado no anexo C.

Para implementar o controlo automático do sistema foram desenvolvidos diversos VIs e sub-VIs, cuja relação está representada no anexo B. Para o correcto funcionamento da aplicação desenvolvida deve ser utilizado o software LabVIEW, versão 2009 ou superior, e instalar os drivers para as placas de aquisição de dados da gama NI-DAQmx, versão 9.0 ou superior.

O módulo “Signal Generator” é responsável pela geração do sinal de modulação da fase do interferómetro de leitura, fornecendo também a onda gerada ao módulo “*Signal Detection Scheme*” dos mesmos, que tem como objectivo a implementação do esquema de detecção de sinal seleccionado pelo utilizador.

De acordo com o esquema de detecção seleccionado pelo utilizador, e com o modo de funcionamento do sistema (diferencial ou não-diferencial) o bloco “*Signal Detection Scheme*” entrega os sinais de referência e de medição ao “*Virtual Lock-In Amplifier*”, módulo central

do sistema onde é determinada a diferença de fase provocada pela acção do mensurando. A fase medida pode então ser representada ou registada em ficheiro.

O módulo “*Signals Selector*” agrupa os sinais seleccionados pelo utilizador que posteriormente podem ser. Os sinais adquiridos e o sinal de modulação são dirigidos ao bloco “*FFT*” que calcula a *Fast Fourier Transform*, que posteriormente pode ser representada ou registada em ficheiro.

O sinal de modulação é aplicado ao interferómetro de leitura através de uma saída analógica da placa de aquisição de dados utilizada (NI USB 6259 BNC), sendo que é através das entradas analógicas desta mesma placa que os sinais de saída do interferómetro são adquiridos. Os sinais adquiridos são posteriormente filtrados por filtros passa-baixo de modo a eliminar o ruído de alta frequência.

Na figura 5.6.2 está representada a interface principal da aplicação de controlo digital desenvolvida.



Fig. 5.6.2 – Interface principal da aplicação de controlo digital desenvolvida

Na figura 5.6.2 a área delimitada a laranja é a área principal da aplicação, onde são representados graficamente os resultados, sejam eles os sinais, a FFT ou a fase medida pelo amplificador *lock-in*. Na secção “*General Info*” são apresentadas informações genéricas, tais

como a frequência de modulação, o tipo de esquema de detecção de sinal a ser utilizado no momento, a largura de banda dos filtros e os sinais de modulação, adquiridos e entregues ao amplificador *lock-in*.

As informações genéricas referidas no parágrafo anterior são também constantemente apresentadas na área delimitada a azul na figura 5.6.2.

Na área delimitada a negro é dada a indicação ao utilizador da ocorrência de erros (relacionado com a DAQ ou amplificador *lock-in*), da execução de determinada acção (cálculo de FFT, registo de fase e registo de sinais) ou se o modo diferencial está activo.

A configuração dos diferentes esquemas de detecção de sinal, assim como a escolha dos sinais pelo utilizador (para visualização) é efectuada na área delimitada a verde. Já na área delimitada a vermelho é possível ao utilizador alterar as configurações dos diversos módulos do sistema. A descrição dos diferentes módulos é apresentada de seguida.

5.6.1. Modulação e Aquisição

Os módulos responsáveis pela modulação e aquisição de sinal são dois módulos essenciais, pois é através destes que a aplicação desenvolvida comunica com o “exterior”.

Nas figuras 5.6.3 e 5.6.4 estão representados as áreas de configuração dos módulos de modulação e aquisição de sinal.

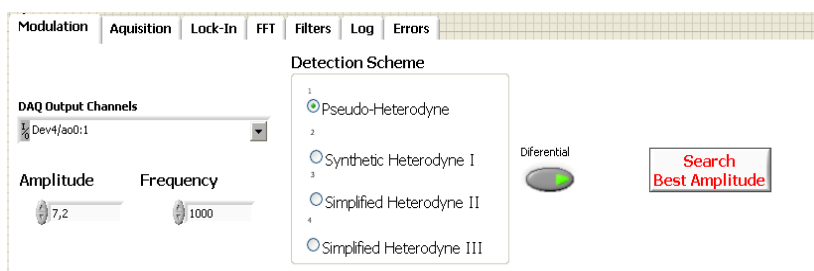


Fig. 5.6.3 – Área de configuração do módulo de modulação da aplicação desenvolvida

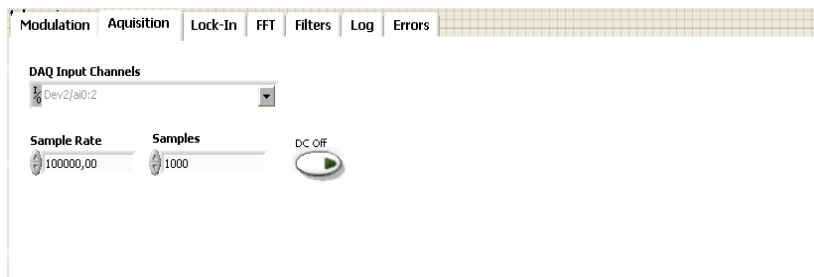


Fig. 5.6.4 – Área de configuração do módulo de aquisição da aplicação desenvolvida

No respeitante à modulação é dada ao utilizador a hipótese de seleccionar o canal analógico de saída da DAQ que irá aplicar o sinal de modulação no modulador electro-óptico do interferómetro de leitura, assim como seleccionar a amplitude e a frequência desse mesmo sinal. É também nesta secção que o utilizador escolhe o esquema de detecção de sinal a utilizar, activa ou desactiva o modo de medição diferencial e acede ao VI que permite encontrar a melhor amplitude de modulação (*Search Best Amplitude*).

Na área de configuração do módulo de aquisição de sinal é possível alterar as entradas analógicas da DAQ, indicar a taxa de amostragem dos sinais e o número de amostras a obter em cada ciclo, assim como activar ou desactivar a anulação da componente DC dos sinais adquiridos. A relação entre a taxa de amostragem (f_s), o número de amostras adquiridas por ciclo (N), o número de períodos adquiridos do sinal (N_p) e a frequência desse mesmo sinal (f_m) é dada por:

$$\frac{f_s}{N} = \frac{f_m}{N_p} \quad (5.1)$$

Escolha da melhor amplitude de modulação (*Search Best Amplitude*)

Foi também desenvolvido um VI que permite encontrar qual a melhor amplitude de modulação do sistema. Este VI baseia-se na relação entre a energia concentrada na frequência principal e nos harmónicos secundários do sinal obtido à saída do interferómetro de leitura. Para uma amplitude de modulação próxima do ponto ideal, a energia contida nos harmónicos é substancialmente menor face à energia contida na frequência principal. O diagrama de blocos referente a este VI encontra-se representado no anexo D deste relatório, estando o fluxograma que descreve o seu modo de funcionamento presente no anexo C.

Nas figuras 5.6.5, 5.6.6 é exemplificado o fenómeno quando a amplitude de modulação está longe da ideal.

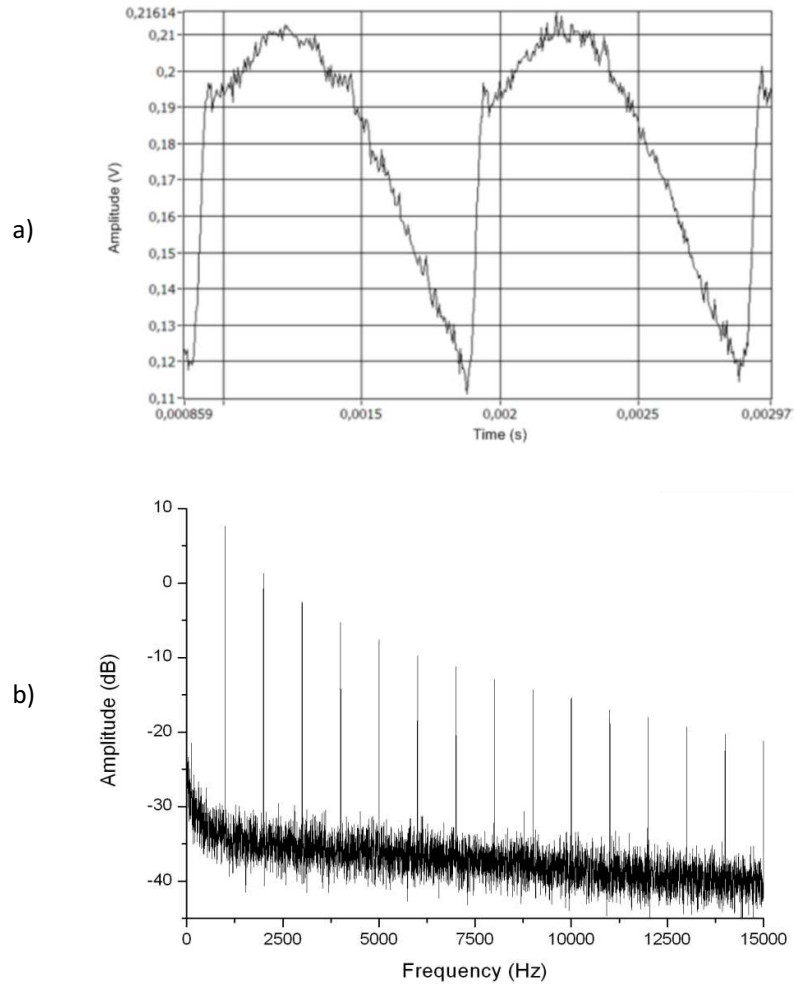


Fig. 5.6.5 – Sinal obtido à saída do interferómetro (a) e respectivo espectro eléctrico (b) com amplitude de modulação inferior à ideal

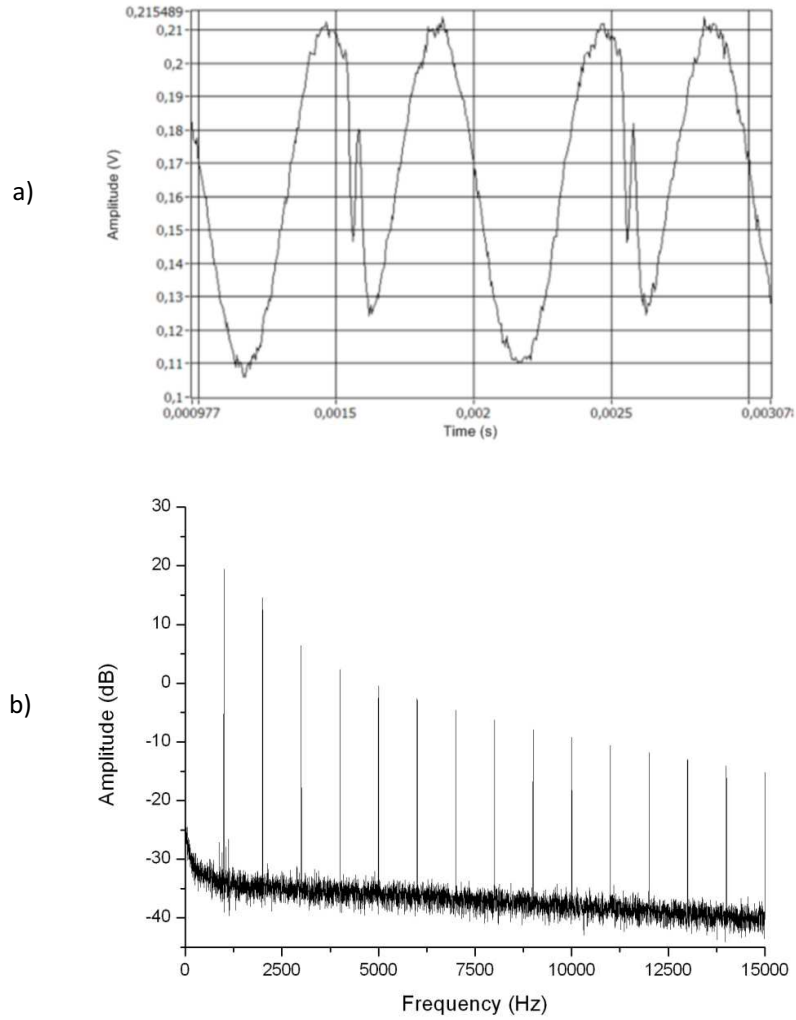


Fig. 5.6.6 – Sinal obtido à saída do interferómetro (a) e respectivo espectro eléctrico (b) com amplitude de modulação superior à ideal

Observa-se que existe uma energia considerável nos harmónicos secundários quando a amplitude de modulação está longe da ideal. Quando a amplitude de modulação é a ideal a relação entre a frequência principal e o segundo harmónico é maximizada, tal como pode ser observado na figura 5.6.7.

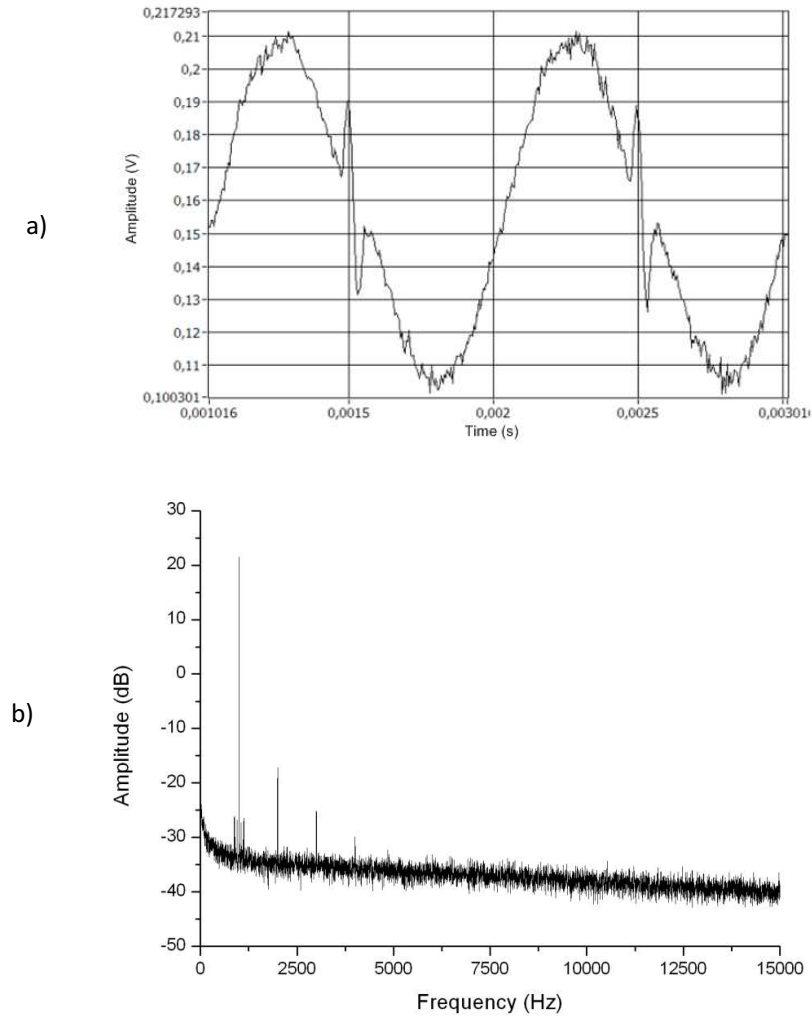


Fig. 5.6.7 – Sinal obtido à saída do interferómetro e respectivo espectro com amplitude de modulação ideal

É então através da análise da relação entre a frequência principal e os harmónicos secundários que o VI desenvolvido procura a amplitude ideal de modulação, através do varrimento sucessivo dessa mesma amplitude. Após esse varrimento, é indicado ao utilizador qual a amplitude para a qual se obteve a melhor relação entre a frequência fundamental e os harmónicos secundários, assim como é apresentada a distribuição dessas relações para as diferentes amplitudes testadas, tal como é apresentado no gráfico 5.6.1.

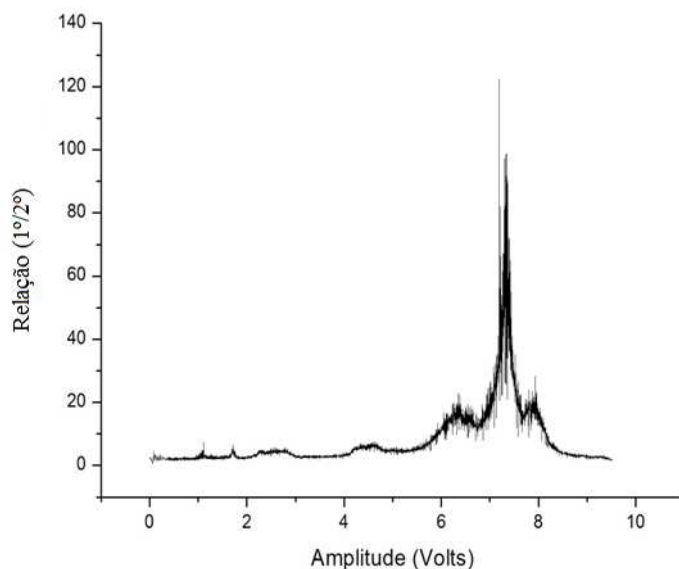


Gráfico 5.6.1 – Distribuição da relação entre a frequência fundamental e o segundo harmónico para as diferentes amplitudes testadas

O passo de varrimento de amplitude de modulação utilizada pelo VI é de 0,01 V, tendo sido obtido uma amplitude de modulação ideal de 7,21 V, para o sistema desenvolvido.

Este VI desenvolvido pode ser utilizado com o sistema desenvolvido, como também pode ser facilmente adaptado para ser utilizado com outro sistema que venha a ser implementado no futuro.

5.6.2. Amplificador *Lock-In* virtual

O módulo do *lock-in* virtual irá permitir detectar as mudanças de fase, entre o sinal de saída do interferómetro e o sinal de modulação, que estará relacionada com a variação do valor do mensurando. Este módulo recebe como sinais de referência e de medição os sinais provenientes do bloco "Signal Detection Scheme". O amplificador *lock-in* virtual utilizado neste trabalho é baseado no VI disponibilizado pela NI, apresentado no capítulo IV.

Na figura 5.6.8 está representada a área de configuração e controlo do amplificador *lock-in* virtual da aplicação.

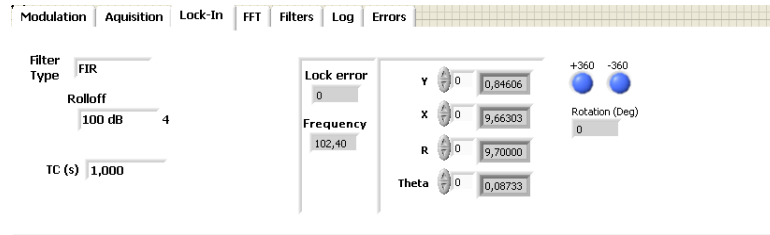


Fig. 5.6.8 – Área de configuração do amplificador *lock-in* virtual da aplicação desenvolvida

Na área de configuração é possível seleccionar o tipo de filtro do amplificador *lock-in*, assim como o factor de *Roll-Off* e constante de tempo do mesmo. É também indicada a ocorrência de erros, a frequência detectada pelo bloco que implementa a PLL (*Phase Locked Loop*) e os valores de Y , X , R e θ , calculados pelo bloco principal do amplificador *lock-in* virtual.

É também possível observar nesta área o desdobramento do valor da fase indicado pelo bloco *lock-in*, visto este só indicar o valor de fase entre os -180° e os 180° . Desta forma é possível observar uma excursão contínua da fase medida, sendo eliminados os saltos de 360° devido à limitação existente.

O desdobramento do valor da fase é realizado somando ao valor da fase indicado pelo bloco *lock-in* um valor de correcção (*Rotation*). Este valor é incrementado em 360° sempre que se detecta um salto de 360° no valor de fase indicado pelo bloco, e decrementado em 360° sempre que se detecta um salto de -360° . O fluxograma que descreve este desdobramento de fase está representado no anexo C desta dissertação.

A variação da fase, medida pelo bloco “*Lock-In*” pode ser observada na secção “*Lock-In*” da área principal da aplicação, indicada na figura 5.6.9.

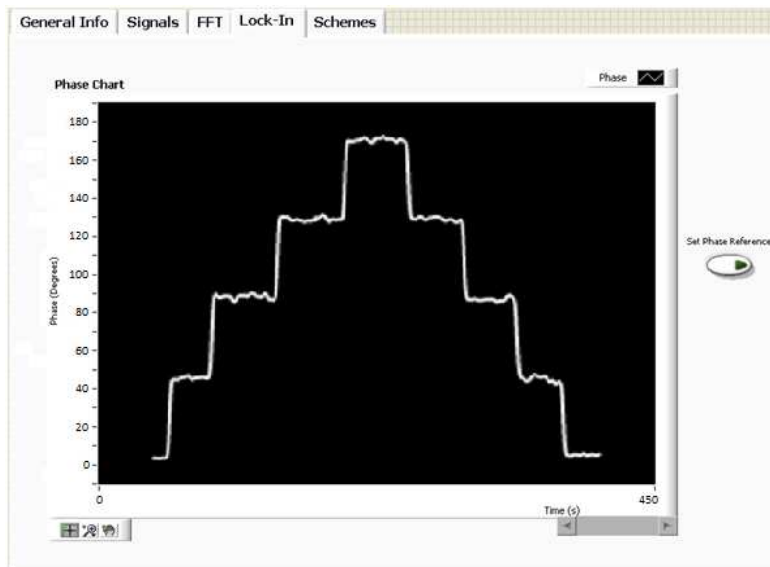


Fig. 5.6.9 – Secção “Lock-In” da área principal da aplicação

O utilizador pode também definir um valor de referência de fase a qualquer momento, bastando para isso pressionar o botão “Set Phase Reference”.

5.6.3. Analisador de Espectros Eléctrico Virtual

Foi também desenvolvido um módulo capaz de calcular o espectro eléctrico dos sinais. É o bloco “FFT” que realiza esta acção através do cálculo da transformada de *Fourier* do sinal. Na figura 5.6.10 está representada a área de controlo do analisador de espectros eléctrico virtual da aplicação.

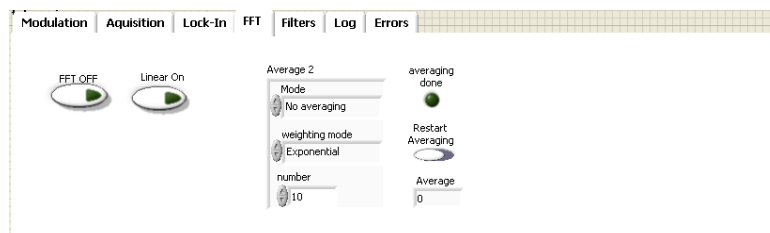


Fig. 5.6.10 – Área de controlo do módulo de aquisição da aplicação desenvolvida

Na área de controlo é possível activar ou desactivar o cálculo da FFT dos sinais seleccionados pelo utilizador, escolher o tipo de escala (logarítmica ou linear), assim como activar ou desactivar o modo de média.

O espectro calculado por este módulo pode ser observado na secção “FFT” da área principal da aplicação, indicada na figura 5.6.11.

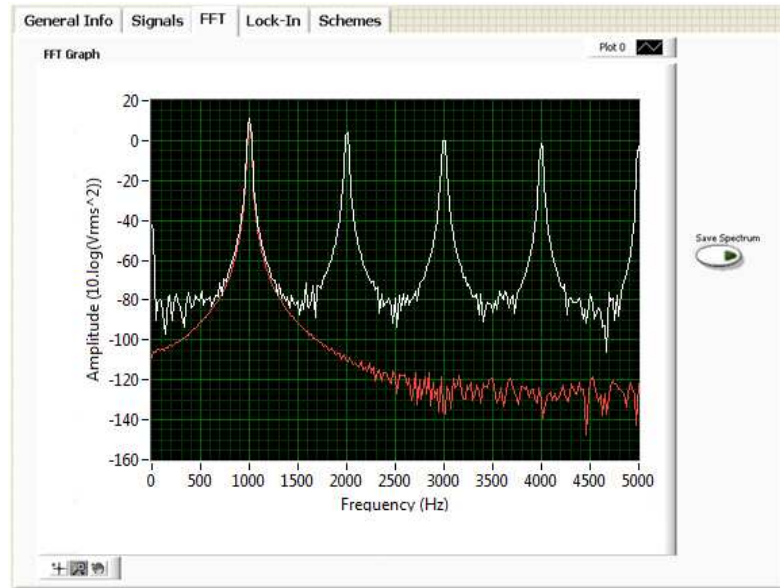


Fig. 5.6.11 – Secção “FFT” da área principal da aplicação

O utilizador pode registar numa folha de cálculo o espectro calculado, bastando para isso pressionar o botão “*Save Spectrum*” a qualquer instante.

5.6.4. Filtros, Registo de dados e Erros

A largura de banda dos filtros do sistema pode se configurada na secção “*Filters*” na área de configuração, representada na figura 6.6.12.

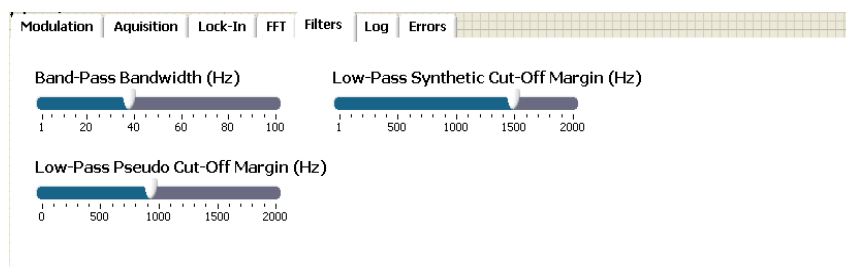


Fig. 5.6.12 – Secção “Filters” da área de configuração da aplicação

Todos os filtros do tipo passa-banda do sistema têm a largura de banda indicada no controlo “*Band-Pass Bandwidth*”, sendo a sua frequência central a frequência do sinal obtido à saída do interferómetro de leitura.

O controlo “*Low-Pass Synthetic Cut-Off Margin*” e “*Low-Pass Pseudo Cut-Off Margin*” indicam a margem que é utilizada para calcular a frequência de corte dos filtros passa-baixo quando são utilizados os esquemas heteródino sintético ou pseudo-heteródino, respectivamente. A frequência de corte dos filtros passa-baixo é a frequência detectada pelo módulo *lock-in* virtual somada da margem indicada nos controlos anteriores. Estes controlos são implementados recorrendo a um sub-VI desenvolvido, *bandwidth_bandpass.vi*, cujo diagrama de blocos se encontra representado no anexo D desta dissertação. As entradas e saídas deste sub-VI estão representadas no anexo B.

Para o esquema pseudo-heteródino foi utilizada uma margem de 500 Hz para o filtro passa-baixo. Para os esquemas heteródinos sintéticos utilizou-se uma margem de 1500 Hz para os filtros passa-baixo e uma largura de banda nos filtros passa-banda.

O registo da fase medida e dos sinais adquiridos pode ser controlado na secção “*Log*” da área de controlo da aplicação, representada na figura 5.6.13.

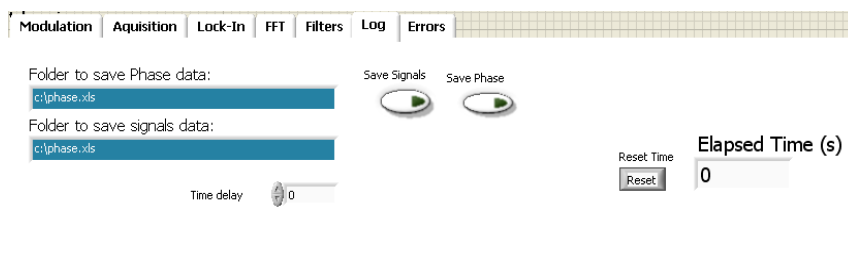


Fig. 5.6.13 – Secção “*Log*” da área de configuração da aplicação

Na área de configuração também podem ser visualizados os erros ocorridos nos principais módulos da aplicação (aquisição, modulação, *lock-in*, e FFT), tal como indicado na figura 5.6.14.

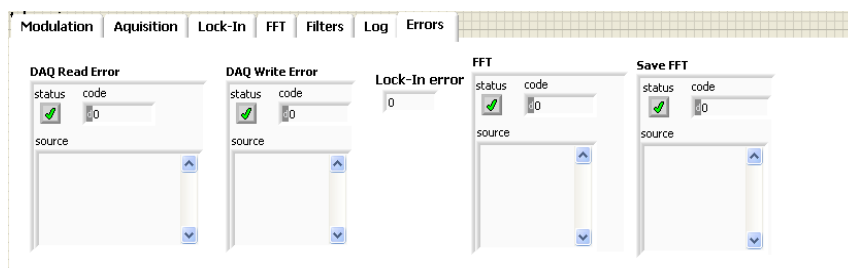


Fig. 5.6.14 – Secção “*Errors*” da área de configuração da aplicação

5.6.5. Esquemas de Detecção

A implementação dos diferentes esquemas de detecção de sinal é realizada pelo módulo “*Signal Detection Scheme*”. Este módulo é implementado recorrendo a diversos sub-VIs, *synthetic_heterodyne.vi*, *synthetic_heterodyne2.vi* e *synthetic_heterodyne3.vi*, que implementam os esquemas de detecção heteródinos sintéticos apresentados anteriormente no capítulo 5.5. Todos os sub-VIs aqui referidos utilizam um outro sub-VI, *subvi_generator.vi*, que gera as formas de onda necessárias para a implementação dos esquemas de detecção. As entradas e saídas dos sub-VIs referidos nesta secção estão discriminadas no anexo B. Os diagramas de blocos referentes aos sub-VIs desenvolvidos referidos nesta secção encontram-se representados no anexo D desta dissertação.

De acordo com o esquema seleccionado pelo utilizador, este módulo selecciona automaticamente diversos parâmetros de operação, tais como o tipo de onda de modulação e os sinais a enviar para o amplificador *lock-in*, que dependem do utilizador escolher o modo diferencial ou não.

Na área de configuração dos diferentes esquemas de detecção, representados na figura 5.6.15, o utilizador pode seleccionar o valor de amplificação para os sinais adquiridos (esquema pseudo-heteródino) ou um valor para o ganho k dos esquemas heteródinos sintéticos.

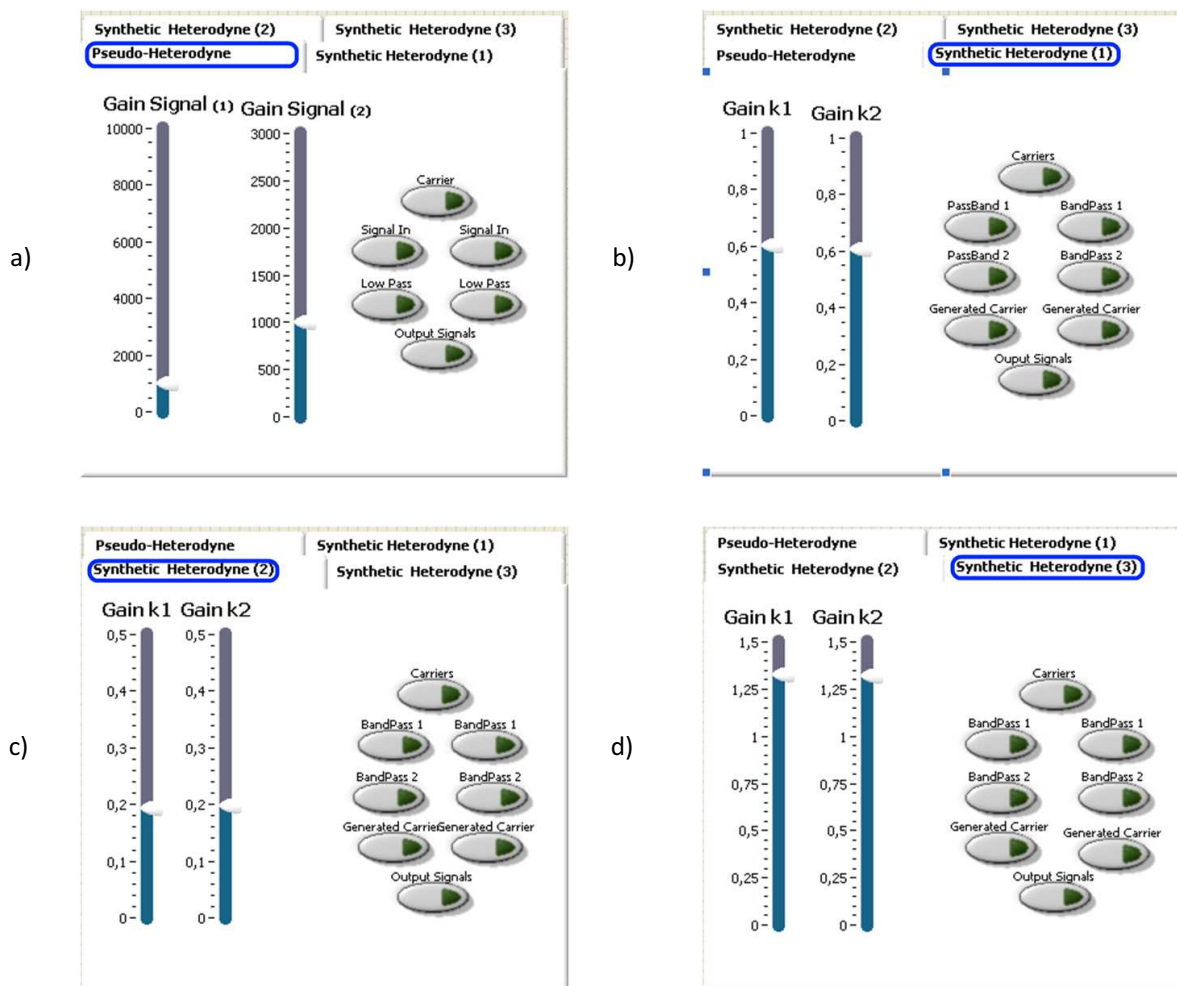


Fig. 5.6.15 – Interface para configuração dos esquemas de detecção de sinal – pseudo-heteródino (a), heteródino sintético 1 (b), heteródino sintético 2 (c) e heteródino sintético 3 (d)

Nas secções apresentadas na figura 5.6.15 é possível configurar os ganhos para cada esquema de detecção de sinal e também possível seleccionar os sinais (em diferentes pontos de processamento dos esquemas de detecção de sinal) que serão apresentados na secção “*Signals*” da área principal, exemplificada na figura 5.6.16.

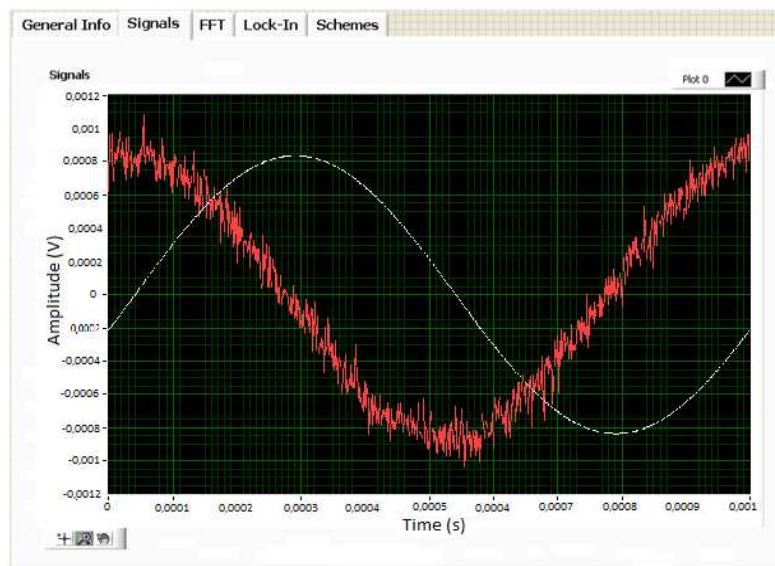


Fig. 5.6.16 – Visualização dos sinais em diferentes pontos de processamento dos esquemas de detecção de sinal

Na figura 5.6.15 (a), referente ao esquema de detecção pseudo-heteródino, a opção “Carrier” selecciona o sinal de modulação do sistema, a opção “Signal In” o sinal adquirido pelo sistema e a opção “Low-Pass” o sinal adquirido após ser filtrado pelo filtro passa-baixo.

Na figura 5.6.15 (b), referente ao esquema de detecção heteródino sintético 1 apresentado na figura 5.5.2 e a opção “PassBand 1” selecciona os sinais S_{11} e S_{12} , a opção “PassBand 2” os sinais S_{21} e S_{22} .

Na figura 5.6.15 (c), referente ao esquema de detecção heteródino sintético 2 apresentado na figura 5.5.4 e a opção “BandPass 1” selecciona os sinais S_{11} e S_{12} e a opção “BandPass 2” os sinais S_{21} e S_{22} .

Na figura 5.6.15 (d), referente ao esquema de detecção heteródino sintético 3 apresentado na figura 5.5.6 e a opção “BandPass 1” selecciona o sinal S_{21} e a opção “BandPass 2” o sinal S_{22} .

Nos três esquemas de detecção heteródinos sintéticos, a opção “Carriers” selecciona os sinais utilizados para implementar o esquema de detecção de sinal ($A.\sin(\omega_m t)$, $A.\cos(\omega_m t)$ e $A.\cos(2.\omega_m t)$) e a opção “Generated Carrier” a portadora gerada pelo esquema de detecção de sinal seleccionado.

Em todos os esquemas a opção “Output Signals” selecciona os sinais que são entregues para processamento ao amplificador *lock-in* virtual.

5.7. Caracterização do sistema

A caracterização do sistema de interferómetro de leitura e do sistema de controlo digital foi realizado sem sensores ligados ao mesmo. Foram utilizadas as duas saídas do interferómetro de leitura de modo a poder realizar os testes em modo diferencial.

Os testes realizados ao sistema tiveram como objectivo analisar o comportamento do mesmo em termos de resolução para diferentes situações e configurações, descritas de seguida.

5.7.1. Esquema Pseudo-heteródina

A primeira técnica de detecção de sinal a ser implementada foi a técnica pseudo-heteródina. De modo a analisar o desempenho do sistema, com esta técnica analisou-se o desvio padrão do valor de fase medido para um período de tempo (10 minutos) com o modo diferencial. Analisaram-se diversos aspectos do sistema, tais como a frequência de modulação do sinal, a taxa de amostragem e o número de amostras por ciclo de aquisição.

Foi também analisado o desempenho do sistema para diferentes valores dos diversos parâmetros de configuração do módulo central do sistema (amplificador *lock-in* virtual), tais como a constante de tempo, o tipo de filtro e o factor de *Roll-Off*.

Modulação e Aquisição

A análise realizada à frequência de modulação (f_m) do sistema foi realizada a uma taxa de amostragem de 100 kHz, com 1000 amostras por ciclo tendo sido utilizado o amplificador *lock-in* virtual com o filtro FIR e uma constante de tempo de 1 s e um factor de *Roll-Off* de 200 dB. Os resultados obtidos para valores de f_m de 100, 200, 500, 800, 1000, 1500, 2000 e 3000 Hz estão representados no gráfico 5.7.1.

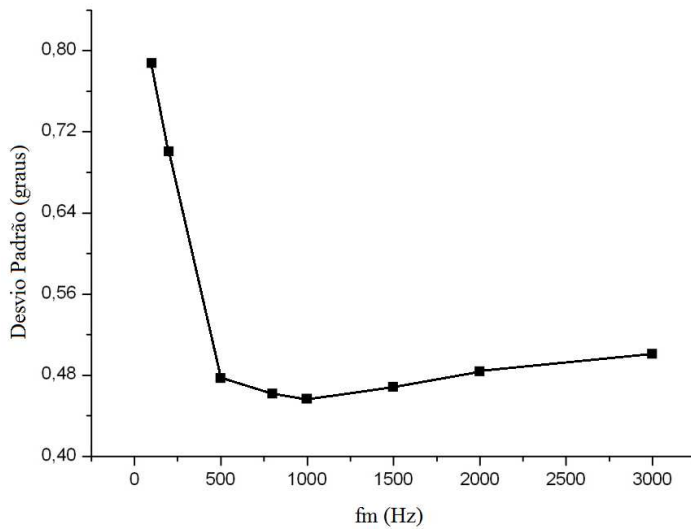


Gráfico 5.7.1 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de f_m

Verifica-se que o valor do desvio padrão da fase medida anda em torno dos $0,48^\circ$ para os valores de frequência de modulação compreendidos entre os 500 e os 3000 Hz. Para valores inferiores a 500 Hz, o desvio padrão é superior, sendo de $0,6994$ para os 200 Hz e de $0,7886$ para os 100 Hz. Este comportamento deve-se ao facto do amplificador *lock-in* virtual necessitar de pelo menos três ciclos do sinal de medição para poder determinar correctamente a frequência do sinal de referência, e consequentemente determinar o valor de fase correcto.

Para testar a taxa de amostragem (f_s) utilizou-se uma frequência de modulação de 1kHz, sendo adquiridas 1000 amostras por ciclo de aquisição. O amplificador *lock-in* foi utilizado com as mesmas configurações utilizadas na análise da f_m . Foram testados os valores 50, 60, 80, 100, 125, 150, 200, 300 e 400 kHz para f_s , estando os resultados obtidos representados no gráfico 5.7.2.

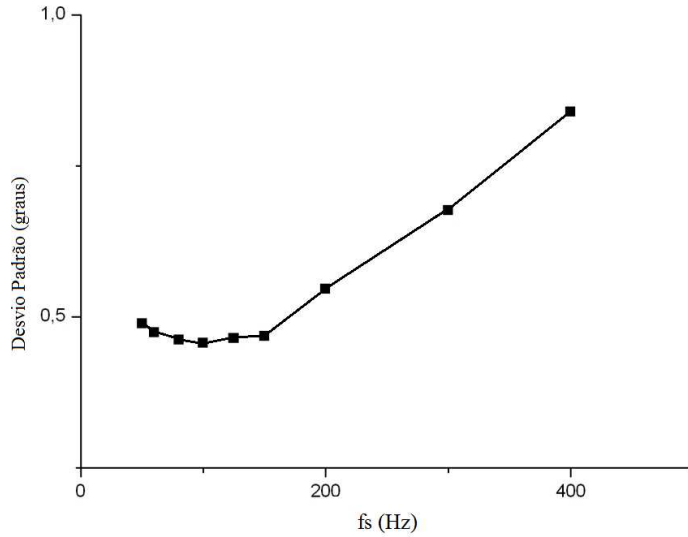


Gráfico 5.7.2 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de f_s

Os testes foram efectuados para valores de f_s superiores a 50 kHz, visto que para valores inferiores o amplificador *lock-in* virtual não funciona. Nota-se que para os valores de f_s compreendidos entre os 50 e os 150 kHz, o desvio padrão da fase medida é inferior a 0,5°, sendo superior para os valores de 200, 300 e 400 kHz, onde foi obtido um desvio padrão de 0,5463, 0,6753 e 0,8403, respectivamente. O elevado valor do desvio padrão obtido para as frequências de amostragem superiores deve-se ao facto do sistema ficar extremamente pesado computacionalmente, e do número de ciclos adquiridos do sinal ser inferior a 3.

O número de amostras adquiridas por ciclo de aquisição (N) foi testado nas condições já referidas anteriormente, desta vez variando N entre 50, 100, 200, 500, 800, 1000 e 1500 amostras, fixando o valor de f_m em 1 kHz e de f_s em 100 kHz. Os resultados obtidos estão representados no gráfico 5.7.3.

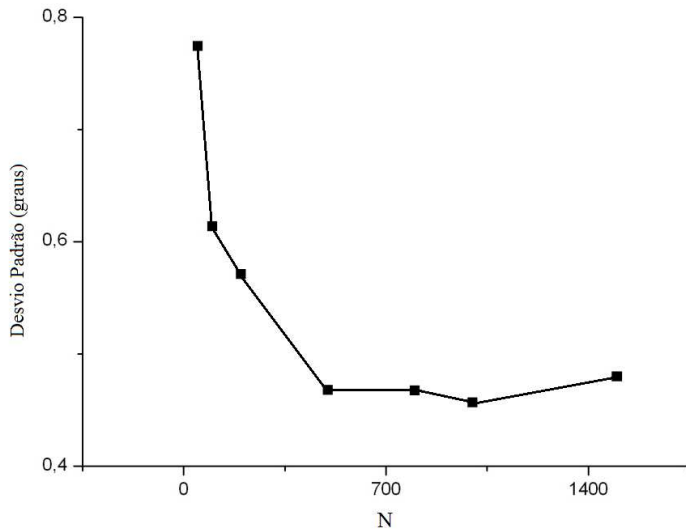


Gráfico 5.7.3 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de N

Observa-se que o desvio padrão da fase medida apresenta um elevado valor para valores de N inferiores a 500 amostras, sendo que para valores superiores o desvio padrão é inferior a $0,4^\circ$. Os valores de desvio padrão elevados, obtidos para valores de N inferiores a 500, devem-se também ao facto de serem adquiridos menos de 3 ciclos do sinal de medição.

Como foi referido anteriormente, verificou-se uma relação entre o desvio padrão da fase medida e o número de ciclos adquiridos do sinal de medição. A relação entre a frequência do sinal, a taxa de amostragem e o número de amostras adquiridas por ciclo de aquisição é dada por:

$$N^{\circ} \text{ ciclos} = \frac{N * f_m}{f_s} \quad (5.2)$$

Na tabela 5.7.1 está discriminado o número de ciclos adquiridos do sinal de medição e o respectivo desvio padrão da fase medida.

Tabela 5.7.1 – Número de ciclos adquiridos do sinal de medição para teste de f_m , f_s e N

f_m (Hz)	Ciclos	Desvio Padrão (°)	f_s (kHz)	Ciclos	Desvio Padrão (°)	N (Amostras)	Ciclos	Desvio Padrão (°)
100	1	0,79	50	20,0	0,49	100	1	0,61
200	2	0,70	60	16,7	0,47	200	2	0,57
500	5	0,48	80	12,5	0,46	500	5	0,47
800	8	0,46	100	10,0	0,45	800	8	0,47
1000	10	0,45	125	8,0	0,46	1000	10	0,45
1500	15	0,47	150	6,7	0,47	1500	15	0,48
2000	20	0,48	200	5,0	0,55			
3000	30	0,50	300	3,3	0,68			
			400	2,5	0,84			

Observa-se que o melhor desempenho do sistema acontece quando o número de ciclos adquiridos do sinal de aquisição anda em torno de 10, sendo observado este fenómeno para os três testes realizados (f_m , f_s e N)

Tendo em conta os resultados obtidos nos testes apresentados anteriormente foram escolhidos os valores de 1000 Hz, 100 kHz e 1000 amostras, para a frequência de modulação, taxa de amostragem e número de amostras por ciclo de aquisição, respectivamente.

Constante de Tempo (TC – *Time Constant*)

Para analisar a influência da TC do amplificador *lock-in* no valor do desvio padrão da fase medida, utilizou-se as melhores configurações de modulação e aquisição, já referidas anteriormente, com o filtro FIR (*Finite Impulse Response*) com um factor de *Roll-Off* de 200 dB. Os resultados obtidos estão representados no gráfico 5.7.4.

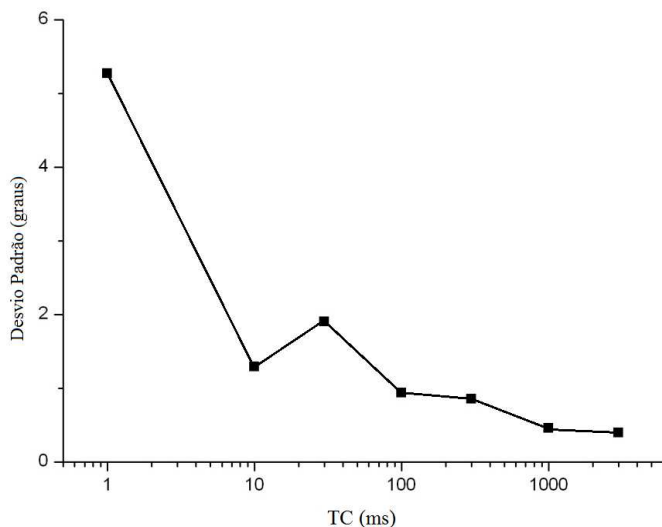


Gráfico 5.7.4 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de *TC*

Observa-se que o desvio padrão da fase medida apresenta uma tendência decrescente com o aumento da *TC*. O melhor desempenho foi obtido para uma *TC* de 3s (0,39°).

Filtros do *Lock-In*

Os diferentes filtros do *lock-in* foram testados nas mesmas condições do teste anterior, estando os resultados representados no gráfico 5.7.5

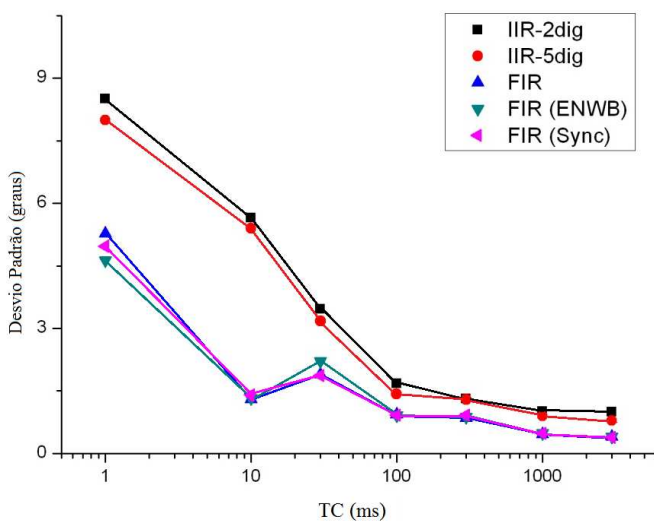


Gráfico 5.7.5 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de *TC* para os diferentes tipos de filtro do *lock-in*

Analisando o gráfico 5.7.5 observa-se que os filtro IIR (*Infinite Impulse Response*) apresentam um desempenho francamente inferior ao apresentado pelos filtros FIR, apresentando também uma tendência decrescente com o aumento da *TC*. Os filtros FIR

apresentam um comportamento bem melhor que os filtros IIR, principalmente para valores de TC inferiores a 100 ms.

O comportamento para valores de TC superiores a 100 ms é similar entre todos os filtros, continuando os filtros FIR a apresentarem melhor desempenho que os filtros IIR.

O desempenho do melhor filtro foi analisado para diferentes valores do factor de *Roll-Off*. Os resultados obtidos estão representados no gráfico 5.7.6.

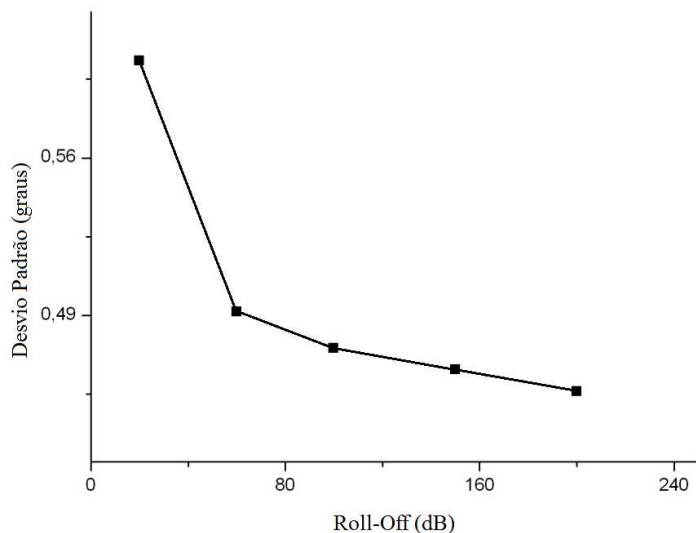


Gráfico 5.7.6 – Desvio padrão da fase medida para diferentes factores de *Roll-Off* para o filtro FIR

Observa-se uma degradação do desempenho do sistema com o decréscimo do valor do factor de *Roll-Off*.

5.7.2. Digital vs. Físico

De modo a poder comparar o desempenho do sistema digital desenvolvido, baseado em instrumentação virtual, com o sistema baseado em instrumentação física, realizou-se a análise do desvio padrão da fase medida com ambos os sistemas.

Com o sistema desenvolvido, com controlo digital, foi possível eliminar de forma automática a deriva de fase já referida através do modo diferencial. No entanto, para o sistema baseado em instrumentação física, não é possível realizar essa correcção de forma automática, tendo sido necessário proceder posteriormente ao tratamento dos resultados, uma vez que não foi possível utilizar uma configuração diferencial semelhante à utilizada com o sistema digital.

Na figura 5.7.1 está representado o diagrama do esquema utilizado para proceder à caracterização do sistema nas duas referidas situações.

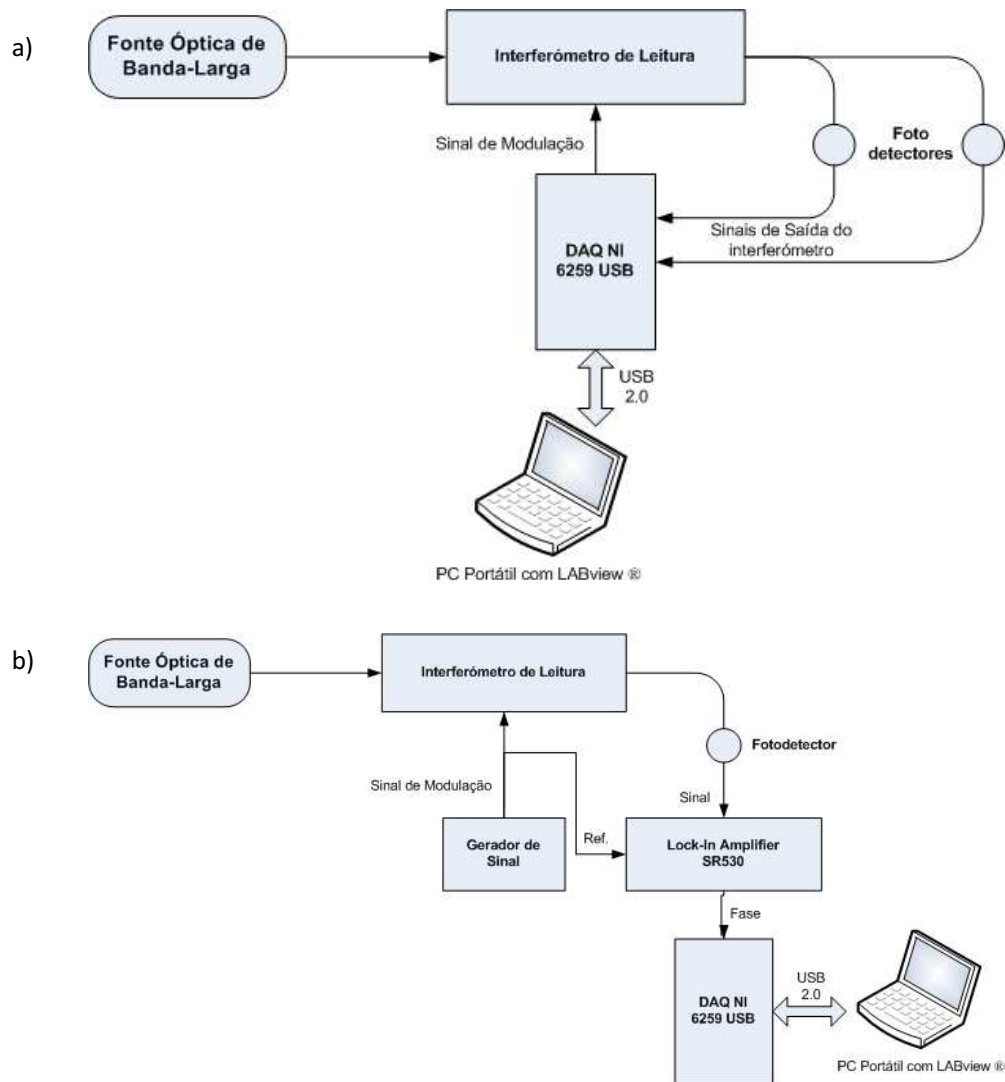


Fig. 5.7.1 – Diagrama do esquema utilizado para proceder à caracterização do sistema com instrumentação virtual (a) e instrumentação física (b)

Os testes foram realizados com a técnica pseudo-heterodina, modulando a fase do interferómetro de leitura com uma onda tipo dente-de-serra, com uma frequência de 1 kHz e com uma amplitude de 7,20 Volts.

Para o sistema com controlo digital foi utilizada uma taxa de amostragem de 1000kHz, com 1000 amostras por ciclo. O amplificador *lock-in* virtual foi configurado com filtro FIR com um factor de *Roll-Off* de 200 dB (valor para o qual se obtém o melhor desempenho do sistema digital).

Para o sistema com instrumentação física foi utilizado o amplificador *lock-in* SR 530, tendo a fase medida sido adquirida com uma DAQ a uma taxa de 1 kHz (com uma amostra a cada ciclo).

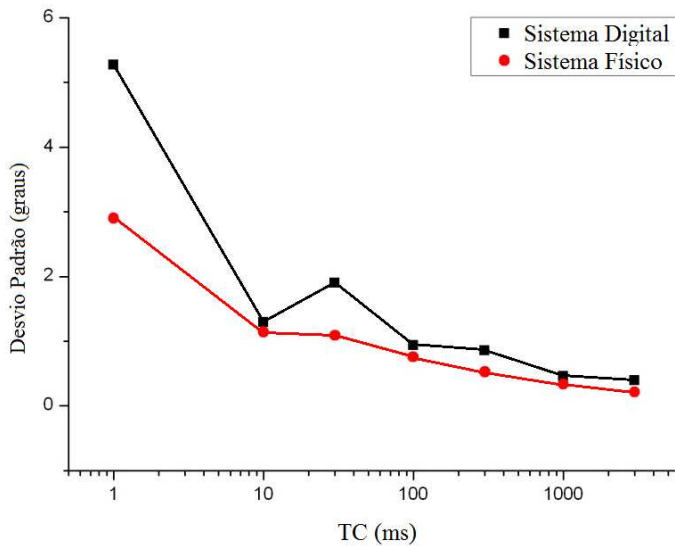


Gráfico 5.7.7 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de TC com o sistema digital e sistema físico

Analisando o gráfico 5.7.7 observa-se que o comportamento apresentado pelo sistema digital é similar ao apresentado pelo sistema físico, sendo que o desvio padrão apresentado pelo sistema digital é sempre superior ao apresentado pelo sistema físico.

A maior diferença entre o desvio padrão apresentado pelo sistema digital e o sistema físico verifica-se quando a TC é de 1 ms ($2,37^\circ$). Em média a diferença entre o desvio padrão da fase medida pelo sistema digital e pelo sistema físico é de $0,25^\circ$, sendo que o sistema digital apresenta, em média, um desempenho de cerca de 67,32% do sistema físico. Este resultado pode ser melhorado caso o amplificador *lock-in* virtual utilizado seja a versão profissional da NI, ao invés da versão gratuita utilizada.

Relativamente ao sistema de interrogação de WLI existente no INESC Porto antes da implementação deste sistema controlado digitalmente, o desvio padrão médio apresentado é de aproximadamente 3° , fazendo com que o seu desempenho seja inferior à do sistema implementado neste projecto.

5.7.3. Esquemas heteródinos sintéticos

Os esquemas heteródinos sintéticos foram analisados em termos do desempenho de desvio padrão da fase medida, estando os resultados apresentados de seguida.

O desempenho do sistema em termos de f_s , f_m e N foi similar aos apresentados anteriormente com o sistema pseudo-heteródino.

Foi feita uma análise de desempenho variando a TC para os diferentes esquemas implementados, estando os resultados representados no gráfico 5.7.8.

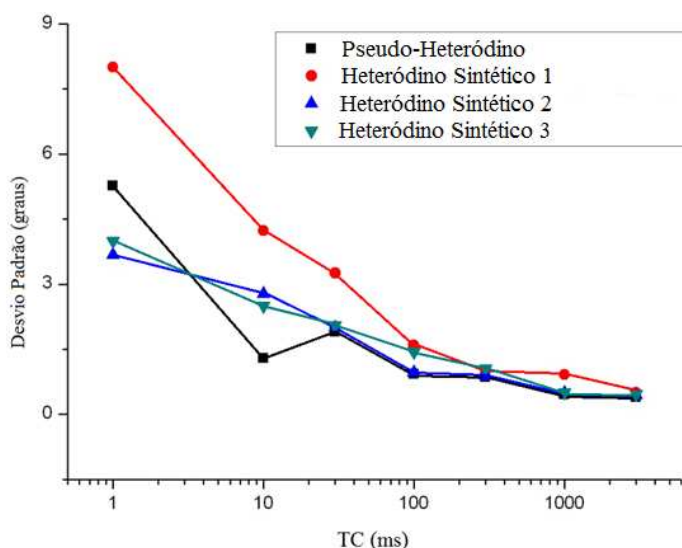


Gráfico 5.7.8 – Desvio padrão da fase medida para diferentes valores de TC para os diferentes esquemas de detecção

Observa-se que o esquema de detecção heteródino sintético 1 é o que apresenta pior desempenho. Este facto deve-se principalmente à sobrecarga, em termos computacionais, provocada por este esquema, devido ao mesmo necessitar de uma grande quantidade de processamento de dados.

Os restantes esquemas apresentam um comportamento similar, sendo que o melhor desempenho é apresentado pelo esquema de detecção pseudo-heteródino, com um desvio padrão médio de $1,58^\circ$, logo seguido do esquema heteródino sintético 2, com um desvio padrão médio de $1,61^\circ$, e o do esquema heteródino sintético 3, com $1,71^\circ$.

Na tabela 5.7.2 estão discriminados os valores do desvio padrão da fase medida de cada esquema de detecção de sinal, assim como o seu desempenho comparativamente à técnica pseudo-heteródina.

Tabela 5.7.2 – Comparação do desempenho dos esquemas de detecção implementados

<i>Esquema de detecção</i>	<i>Desvio padrão (°)</i>	<i>Desempenho (%)</i>
<i>pseudo-heteródino</i>	1,58	100,00
<i>heteródino sintético 1</i>	2,79	60,70
<i>heteródino sintético 2</i>	1,61	94,21
<i>heteródino sintético 3</i>	1,71	85,40

Como já foi referido, o esquema heteródino sintético 1 apresenta o pior desempenho, com um desvio padrão médio de 2,79°, que corresponde a um desempenho de 60,70% relativamente ao esquema pseudo-Heteródino. Os esquemas heteródino sintético 2 e heteródino sintético 3 apresentam, respectivamente, um desempenho de aproximadamente 94,21% e 85,40%, relativamente ao sistema pseudo-heteródino.

6. Monitorização e Caracterização de Sensores

O sistema desenvolvido foi testado para a monitorização e caracterização de sensores de fibra óptica. Foi interrogado um sensor interferométrico baseado numa cavidade *Fabry-Pérot* e um outro sensor baseado numa FBG.

6.1. Interferómetro Fabry-Pérot

O interferómetro *Fabry-Pérot* desenvolvido é baseado numa cavidade formada por dois FBGs. Os testes foram realizados em modo diferencial. Na figura 6.1.1 está exemplificado o esquema do interferómetro sensor utilizado.

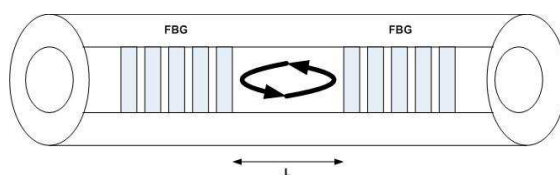


Fig. 6.1.1 – Esquema do interferómetro *Fabry-Pérot* sensor utilizado

O comprimento da cavidade, L , tem um valor de aproximadamente 9 mm, tendo os FBGs utilizados uma reflectividade de aproximadamente 40%.

No sistema de controlo digital desenvolvido foram utilizados os parâmetros apresentados no capítulo V que permitiram obter o melhor desempenho, uma f_s de 100 kHz, com $N=1000$ amostras e uma f_m de 1 kHz. O amplificador *lock-in* virtual foi configurado com uma TC de 1s com filtro FIR com factor de *Roll-Off* de 200dB.

O espectro óptico do interferómetro *Fabry-Pérot* utilizado está representado no gráfico 6.1.1.

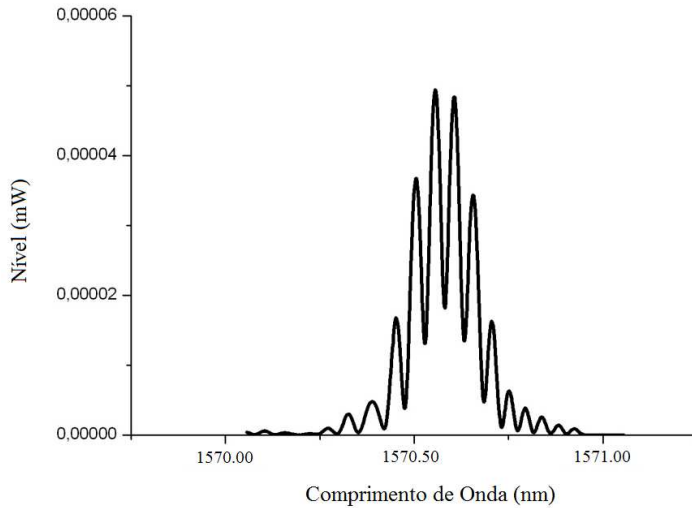


Gráfico 6.1.1 – Espectro óptico do interferómetro *Fabry-Pérot* utilizado

Observa-se então o padrão de interferência do interferómetro *Fabry-Pérot* modulado pelo espectro óptico da rede de *Bragg*. A visibilidade deste interferómetro é dada por:

$$V = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}} = \frac{9,4567.10^{-5}mW}{1,8273.10^{-5}mW} = 0,4613$$

Foram fabricadas duas cavidades o mais similares possíveis, para que no modo diferencial, o interferómetro de referência permitisse anular os efeitos não desejados do interferómetro de leitura, permitindo obter unicamente o desvio de fase referente ao mensurando.

6.1.1. Testes de Deformação

Para realizar os testes de deformação foi utilizado o esquema representado na figura 6.1.2.

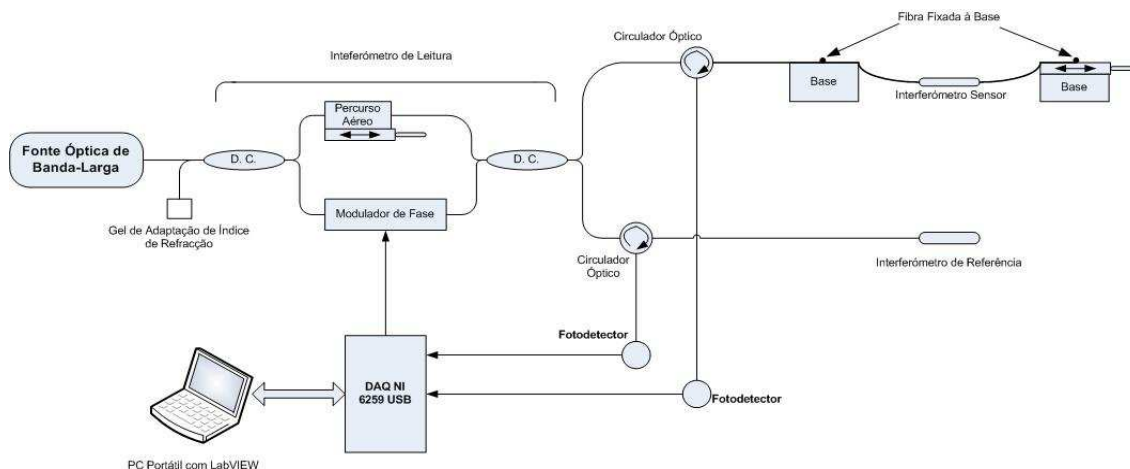


Fig. 6.1.2 – Esquema utilizado para realizar os testes de deformação com o interferómetro *Fabry-Pérot*

De modo a poderem ser feitas medições com o interferómetro apresentado, procedeu-se à “sintonização” do interferómetro de leitura (através do ajuste do comprimento do percurso aéreo do mesmo), estando a variação da intensidade do padrão de interferência obtido à saída do interferómetro representada no gráfico 6.1.2.

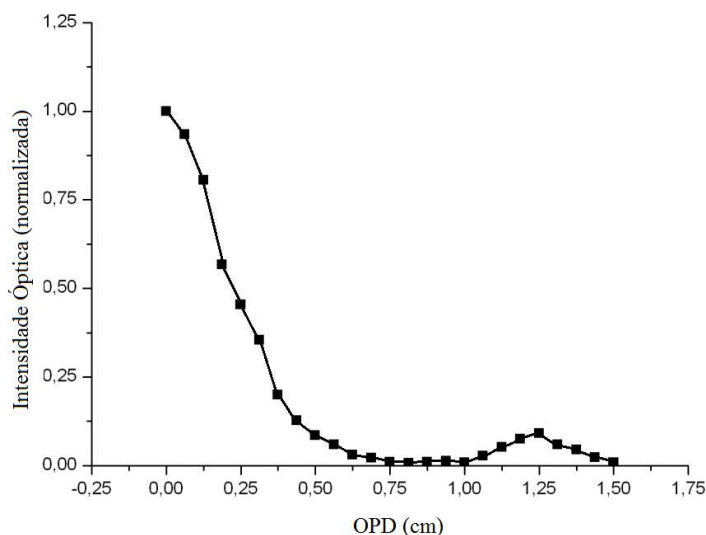


Gráfico 6.1.2 – Variação da intensidade do padrão de interferência à saída do interferómetro de leitura em função da variação do OPD

Observa-se um máximo de intensidade óptica quando o OPD do interferómetro de leitura é 0, e um máximo secundário (cerca de 10% do valor máximo) quando esse mesmo OPD é de 1,25 cm. Este valor aproxima-se do valor do comprimento óptico da cavidade do interferómetro que é dado por:

$$L_{\text{óptico}} = N_{\text{núcleo}} \cdot L = 1,31 \text{ cm}$$

Onde $N_{núcleo}$ é o índice de refração do núcleo da fibra óptica, que tem o valor de 1,458.

Com o interferómetro apresentado anteriormente foram realizados testes de deformação. Os níveis de deformação aplicados no interferómetro e registados com o sistema de controlo digital estão representados no gráfico 6.1.3.

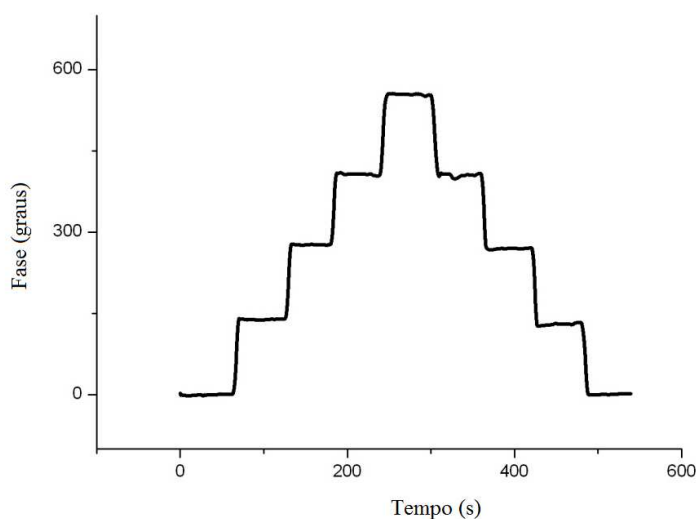


Gráfico 6.1.3 – Níveis de deformação aplicados no interferómetro *Fabry-Pérot*

Os valores dos níveis de deformação aplicados estão discriminados na tabela 6.1.1

Tabela 6.1.1– Níveis de deformação aplicados

<i>Nível de Deformação</i>	<i>Deformação ($\mu\epsilon$)</i>
0	0,00
1	89,29
2	178,57
3	267,86
4	357,14

É também possível verificar que o sistema apresenta uma boa reversibilidade, sendo bem evidente que os diferentes valores de deformação aplicados apresentam o mesmo nível de variação de fase, quer na variação ascendente quer na variação descendente da deformação.

A sensibilidade dos diferentes esquemas de detecção de sinal obtida no teste de deformação da cavidade *Fabry-Pérot* encontra-se representada no gráfico 6.1.4.

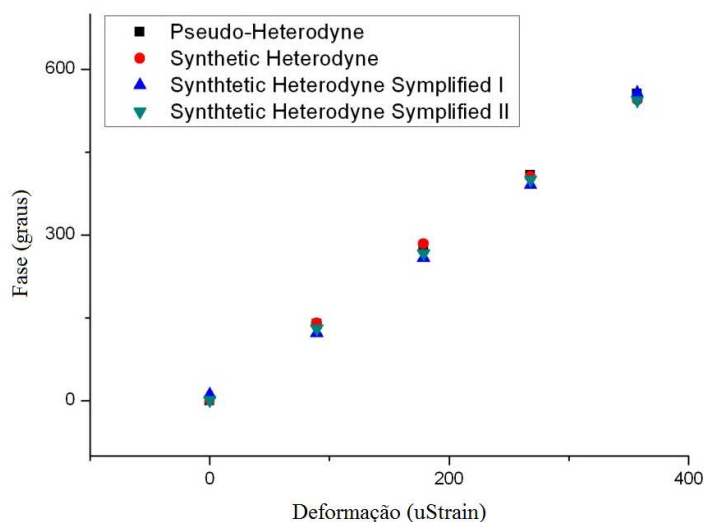


Gráfico 6.1.4 – Sensibilidade do interferómetro *Fabry-Pérot* obtida com os diferentes esquemas de detecção

Nota-se que a sensibilidade é muito próxima para todos os esquemas de detecção, tal como era esperado, visto este parâmetro depender apenas das características do interferómetro em si e não do esquema de detecção utilizado. As sensibilidades obtidas para cada um dos esquemas de detecção estão discriminadas na tabela 6.2.2.

Tabela 6.1.2 – Sensibilidade obtida para os diferentes esquemas de detecção

<i>Esquema de detecção</i>	<i>Sensibilidade ($^{\circ}/\mu\epsilon$)</i>
<i>pseudo-heteródino</i>	1,55
<i>heteródino sintético 1</i>	1,52
<i>heteródino sintético 2</i>	1,52
<i>heteródino sintético 3</i>	1,51

A resolução do sistema pode ser dada por:

$$Res = \frac{2 \cdot \sigma}{\sqrt{LB}} \quad (6.1)$$

Onde σ identifica o desvio padrão do valor de fase medido pelo sistema durante o teste e LB a largura de banda do sistema. A largura de banda do sistema é limitada pela LB do amplificador *lock-in*:

$$LB = \frac{0,35}{TC} = \frac{0,35}{1} = 0,35 \text{ Hz} \quad (6.2)$$

Sendo TC a constante de tempo do amplificador *lock-in*.

As resoluções obtidas com os diferentes esquemas de detecção utilizados encontram-se representadas no gráfico 6.1.6.

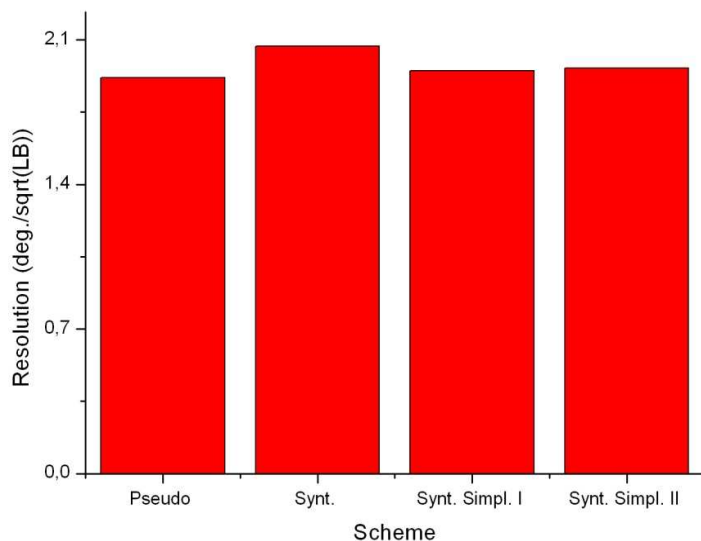


Gráfico 6.1.5 – Resolução obtida para os diferentes esquemas de detecção de sinal

A melhor resolução foi apresentada pelo sistema pseudo-heteródino com $1,91 \text{ }^\circ/\mu\epsilon$, logo seguido pelo sistema heteródino sintético 2 com $1,95 \text{ }^\circ/\mu\epsilon$, pelo sistema heteródino sintético 3 com $1,96 \text{ }^\circ/\mu\epsilon$ e pelo sistema heteródino sintético 1 com $2,07^\circ/\mu\epsilon$. A tabela 6.1.3 resume os resultados obtidos para os quatro esquemas de detecção de sinal implementados.

Tabela 6.1.3 – Resoluções obtidas para os diferentes esquemas de detecção (sensor interferométrico)

<i>Esquema de detecção</i>	<i>Sensibilidade ($^\circ/\mu\epsilon$)</i>	<i>Resolução ($^\circ$)</i>	<i>Valor mínimo detectável ($\mu\epsilon$)</i>
<i>pseudo-heteródino</i>	1,55	1,91 $^\circ$	1,12
<i>heteródino sintético 2</i>	1,52	1,95	1,28
<i>heteródino sintético 3</i>	1,52	1,96 $^\circ$	1,29
<i>heteródino sintético 1</i>	1,52	2,07	1,37

6.2. Sensor baseado em FBG

O sistema implementado permite também a interrogação de sensores baseados em redes de *Bragg*, além dos sensores interferométricos para o qual foi desenvolvido inicialmente.

No sensores baseados em redes *Bragg* a informação do mensurando está implícita na variação do espectro óptico da rede *Bragg*, tal como está representado no gráfico 6.2.1 [12].

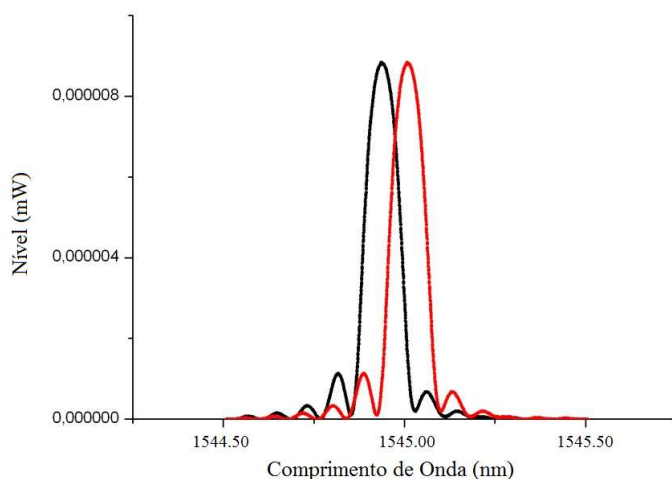


Gráfico 6.2.1 – Variação do espectro óptico da rede *Bragg* – sensor em repouso (negro) e sensor com aplicação de deformação (vermelho)

Esta variação no espectro óptico provoca uma variação de fase à saída do interferómetro de leitura desenvolvido, devido à relação apresentada em (2.15), e descrita de seguida:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi \cdot OPD}{\lambda} \quad (6.2)$$

Como é possível verificar, uma variação no comprimento de onda (λ) central do espectro óptico da rede *Bragg* provoca uma variação na fase do interferómetro de saída. É então baseado neste princípio que o sistema desenvolvido permite a interrogação de sensores baseados em redes *Bragg*, sendo válidos todos os esquemas de detecção de sinal desenvolvidos e apresentados para a interrogação de sensores interferométricos.

6.2.1. Testes de deformação

Foram realizados testes de deformação a um sensor baseado FBG, tendo sido utilizado o esquema diferencial, similar ao apresentado na figura 6.1.2. para os testes de deformação do interferómetro *Fabry-Pérot*, substituindo os interferómetros por sensores baseados em FBG.

O esquema de detecção utilizado com o sistema controlado digitalmente foi o pseudo-heteródino, visto este ter apresentado o melhor desempenho nos testes realizados anteriormente. Foram também realizados testes com uma unidade comercial de monitorização de sensores FBGs.

A rede *Bragg* utilizada tinha uma reflectividade de aproximadamente 75%, estando o seu espectro óptico representado no gráfico 6.2.2.

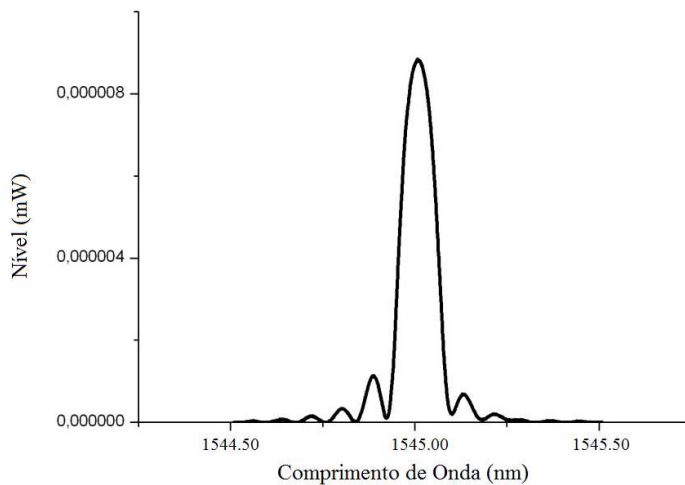


Gráfico 6.2.2 – Espectro óptico da rede *Bragg* utilizada

O sensor baseado em rede *Bragg* foi sujeito a 4 níveis de deformação, sendo possível observar no gráfico 6.2.3 a variação de fase obtida com o sistema digital desenvolvido.

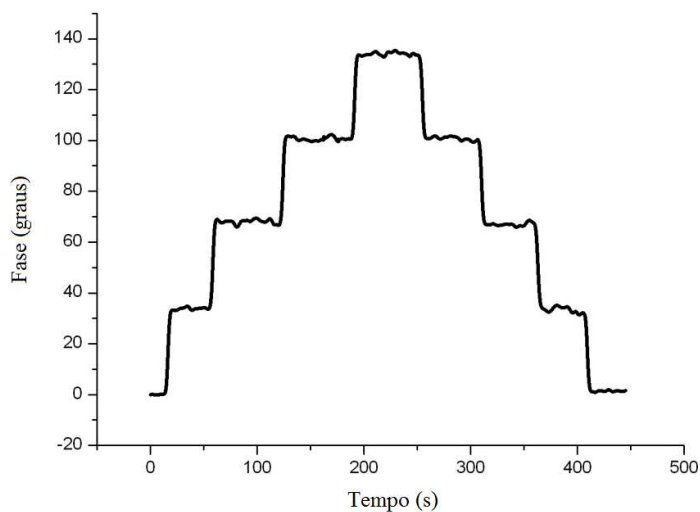


Gráfico 6.2.3 – Níveis de deformação no sensor baseado em FBG

Os valores dos níveis de deformação aplicados são os mesmos utilizados nos testes do interferómetro *Fabry-Pérot*, discriminados na tabela 6.1.1.

Nestes casos é também possível verificar (gráfico 6.2.3) que o sistema apresenta uma boa reversibilidade, notando-se que os diferentes níveis de deformação aplicados apresentam o mesmo nível de variação de fase durante a variação ascendente e descendente.

A sensibilidade obtida com o sistema digital desenvolvido encontra-se representada no gráfico 6.2.4.

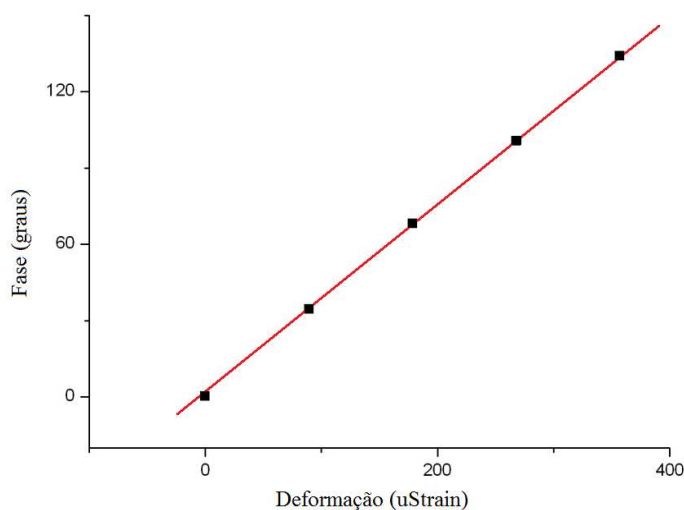


Gráfico 6.2.4 – Sensibilidade do sensor baseado em FBG obtida com o sistema digital implementado

A sensibilidade obtida com o sistema comercial de monitorização de sensores FBG encontra-se representada no gráfico 6.2.5.

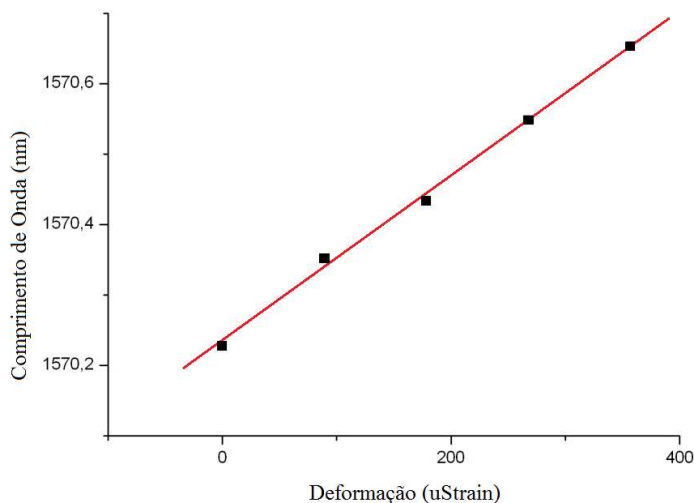


Gráfico 6.2.5 – Sensibilidade do sensor baseado em FBG obtida com o sistema comercial

Para o sistema digital desenvolvido o desvio padrão médio obtido foi de 0,51, que corresponde a uma resolução de 1,73 °, sendo sabido que o sistema de monitorização de sensores FBG comercial tem uma resolução de 1,00 pm.

Na tabela 6.2.1 estão discriminados os valores da sensibilidade, resolução e valor mínimo detectável obtidos com os dois tipos de sistemas.

Tabela 6.2.1 – Resultados obtidos com os diferentes esquemas utilizados (sensor FBG)

<i>Método</i>	<i>Sensibilidade</i>	<i>Resolução</i>	<i>Valor mínimo detectável</i>
<i>Sistema desenvolvido</i>	0,71 °µε	1,73°	2,45 µε
<i>Sistema Comercial</i>	1,10 pm/µε	1,00 pm	0,09 µε

O valor mínimo detectável pelo sistema de monitorização comercial é inferior ao apresentado pelo sistema digital desenvolvido. No entanto, o sistema desenvolvido tem como vantagem o facto de não ser tão caro e de ser uma solução híbrida, que permite a monitorização quer de sensores baseados em FBG quer de sensores interferométricos.

Os resultados obtidos com ambos os tipos de sensores de fibra óptica (interferométrico e baseado em FBG) valida o sistema desenvolvido, pois foi possível monitorizar e caracterizar ambos os sensores através da aplicação de *software* desenvolvida em ambiente LabVIEW. Embora o sistema tenha sido desenvolvido com o intuito de interrogar sensores interferométricos, verifica-se que essa interrogação pode também ser realizada a sensores

baseados em FBG, aumentando significativamente a faixa de aplicação da plataforma desenvolvida.

Os resultados obtidos com o sistema desenvolvido não são tão bons como os obtidos com o sistema comercial utilizado nos testes. No entanto, isolando ainda mais o interferómetro de leitura, de modo a este não ser afectado por factores indesejados, e utilizando a versão profissional do amplificador *lock-in* virtual da NI os resultados poderão ser melhorados significativamente e se aproximar, ou até mesmo ultrapassar, os apresentados pelo sistema comercial, que refira-se é um sistema profissional, testado e optimizado desde há vários anos, algo que não acontece com o sistema desenvolvido, que apenas tem 6 meses de desenvolvimento, sendo ainda uma versão protótipo, que carece de mais optimizações de modo a se equiparar ao sistema comercial.

7. Conclusões

Esta dissertação consistiu no estudo do fenómeno da interferometria e a sua aplicação na área dos sensores de fibra óptica. Foram também estudadas as diversas técnicas e esquemas de detecção de sinal em sistemas de sensores de fibra óptica interferométricos e desenvolvido um sistema de interrogação desse tipo de sensores, controlado automaticamente através de software.

O sistema de interrogação desenvolvido baseou-se num esquema de WLI, sendo necessário a implementação de um interferómetro de leitura. Optou-se por uma configuração de *Mach-Zehnder*, visto esta apresentar uma menor perda de potência. Observou-se que esta componente do sistema apresentava uma deriva na sua fase não previsível, tendo sido desenvolvido por esse motivo um sistema de medição diferencial, utilizando um interferómetro de referência juntamente com o interferómetro sensor, que conseguiu eliminar com sucesso o efeito de deriva de fase não desejado.

O controlo do sistema foi implementado em *software*, por meio de instrumentação virtual, através do ambiente LabVIEW. Todo o controlo do sistema, desde a geração do sinal de modulação, até à aquisição, implementação das técnicas de detecção de sinal e determinação do desvio de fase provocado pelo mensurando é feito por intermédio da aplicação de software desenvolvida. Foram implementados quatro esquemas de detecção de sinal, nomeadamente a técnica pseudo-heteródina, a técnica heteródina sintética e duas técnicas heteródinas sintéticas simplificadas. A geração e aquisição de sinal são realizadas através de uma DAQ.

O sistema desenvolvido foi caracterizado, tendo-se verificado que o melhor desempenho foi apresentado pela técnica pseudo heteródina, em modo diferencial. A técnica heteródina sintética apresentou o pior desempenho, fruto muito provavelmente das elevadas necessidades de processamento computacional requeridas pela mesma.

Para validar o sistema, testou-se o mesmo com um interferómetro *Fabry-Pérot*, em modo diferencial, tendo sido possível controlar todo o sistema automaticamente e monitorizar e caracterizar o sensor interferométrico. Verificou-se também que o sistema desenvolvido permite a monitorização e caracterização de sensores baseados em FBGs, facto que alarga a sua faixa de aplicações.

Foi provado com o trabalho realizado, e apresentado nesta dissertação, que o controlo automático através de *software* de um sistema de monitorização e caracterização de sensores interferométricos é possível e apresenta diversas vantagens relativamente aos sistemas tradicionais, nomeadamente no que diz respeito à sua modularidade, portabilidade e custo mais reduzido.

O sistema aqui apresentado está actualmente a ser utilizado, e optimizado, no INESC Porto e servirá de base para o desenvolvimento no futuro de novos sistemas, possivelmente com aplicações comerciais e respectivo registo de patente. Como evolução num futuro próximo prevê-se a substituição do interferómetro de leitura em fibra óptica actual, por um interferómetro em óptica integrada, o que permitirá obter um sistema mais compacto e menos susceptível a ruído, e a substituição da DAQ por um sistema de aquisição de geração de sinal integrado, que poderá ser baseado num conversor A/D ou num FPGA [40]. Ao nível do *software*, poderá se optar por tornar o mesmo mais modular e adicionar a capacidade de multiplexagem ao sistema, permitindo a sintonização de forma automática do interferómetro de leitura a diversos interferómetros sensores [41].

Referências

1. Yin, S., P.B. Ruffin, and F.T.S. Yu, *Fiber Optic Sensors - second edition*. 2008, Boca Raton: CRC Press.
2. Ribeiro, A.B.L., et al., *Optical Fiber Sensor Technology in Portugal*. Fiber and Integrated Optics, 2005. **24**: p. 171–199.
3. Kirkendall, C.K. and A. Dandridge, *Overview of high performance fibre-optic sensing*. Journal of Physics D: Applied Physics, 2004.
4. Boyes, W., *Instrumentation Reference Book - third edition*. 2003: Elsevier Science.
5. Sira, L. and O.g.o.U.o. kent. *Single Mode Optical Fibre Sensor Technology - Lecture Notes*. 1985. University of Kent at Canterbury.
6. Kersey, A.D. and A. Dandridge, *Applications of Fiber-Optic Sensors*.
7. Rao, Y.-J. and D.A. Jackson, *Recent progress in fibre optic low-coherence interferometry*. Meas. Sci. Technol., 1996. **7**: p. 981-989.
8. Maxwell, J.C. *5.1 Electromagnetic waves - James Clerk Maxwell - OpenLearn - The Open University*. 2009 [cited 2009 01-11-2009]; Available from: http://openlearn.open.ac.uk/file.php/3729/SMT359_2_012i.jpg.
9. Hariharan, P., *Basics of Interferometry*. 1991: Academic Press.
10. Giallorenzi, T.G., et al., *Optical Fiber Sensor Technology*. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1982. **QE-18**(4): p. 626-665.
11. Ribeiro, A.B.L., *Sensores Interferométricos em Fibra Óptica*. Gazeta de física, 1998. **21**(1): p. 16-21.
12. Kersey, A.D., et al., *Fiber Grating Sensors*. Journal of Lightwave Technology, 1997. **15**(8): p. 1442-1463.
13. Santos, J.L., A.P. Leite, and D.A. Jackson, *Optical fiber sensing with a low-finesse Fabry- Perot cavity*. Applied Optics, 1992. **31**(34): p. 7361-7365.
14. Wyant, J.C., *White Light Interferometry*. 2002.
15. Meggit, B.T., et al., *Heterodyne Processing Scheme for low Coherence Interferometric Sensor Systems*. IEEE Proceedings-3, 1991. **138**(5): p. 393-395.
16. Guan, Z.-G., et al., *Low-Coherence Interrogation Scheme for Multiplexed Sensors Based on Long-Period-Grating Mach-Zehnder Interferometers*. IEEE Photonics Technology Letters, 2006. **18**(7): p. 832-834.
17. Chiu, Y.-C., C.-L. Lai, and H.-C. Hsu, *Automatic Optical Fiber Sensor System Based on White Light Interferometer With Heterodyne Signal Processing*. IEEE, 2003.
18. Caldas, P., *Interferometria de Luz Branca e Algumas Aplicações*. 2008, INESC Porto - UOSE.
19. Jackson, D.A., et al., *Pseudoheterodyne detection scheme for optical interferometers*. Electronics letters, 1982. **18**(25): p. 1081-1083.

20. Jorge, P.A.S., et al. *Medição de Correntes Eléctricas com um Sensor Óptico Interferométrico Usando Processamento Pseudo-Heteródino*. in *13ª Conferência Nacional de Física, FÍSICA 2002*. 2002. Évora, Portugal.
21. Sirkis, J.S., et al., *Extended Range Pseudo-Heterodyne Demodulation for Fiber Optic Sensors*. *Exeperimental Mechanics*, 1993.
22. Ribeiro, A.B.L., R.F. Caleyá, and J.L. Santos, *General error function of synthetic-heterodyne signa processing in interferometric fibre-optic sensors* *International Journal of Optoelectronics*, 1995. **10**(3): p. 205-209.
23. Jorge, P.A.S., L.A. Ferreira, and J.L. Santos, *Analysis of the flyback effects on the serrodyne interferometric demodulation on fiber optic Bragg grating sensors*. *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers*, 2000. **39**(5): p. 1399-1404.
24. Singh, H., et al., *Evaluation of Integrated Optic Modulator-Based Detection Schemes for In-Line Fiber Etalon Sensors*. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 1995. **13**(8): p. 1772-1778.
25. Yu-Lung and C.-H. Chuang, *New Synthetic-Heterodyne Demodulator for an Optical Fiber Interferometer*. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2001. **37**(5): p. 658-663.
26. Kang, S., et al., *A synthetic heterodyne interferometer for small amplitude of vibration measurement*. *Review of Scientific Instruments*, 2008. **79**.
27. Griffin, B. and M.J. Connelly. *Interferometric Fiber Optic Sensor Interrogation System Using Digital Signal Processing and Synthetic-Heterodyne Detection*. in *17th International Conference on Optical Fibre Sensors*. 2005. Bellingham, WA.
28. Connelly, M.J., *Digital synthetic-heterodyne interferometric demodulation*. *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, 2002. **4**.
29. Jauregui, C., *Sistema de Interrogación de Redes de Difracción Basado en la Modulación de la Longitud de Interacción de un Multiplexador en Longitudes de Onda*. 2001.
30. Cole, J.H., B.A. Danver, and J.A. Bucaro, *Synthetic-Heterodyne Interferometric Demodulation*. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1982. **QE-18**(4): p. 694-697.
31. Misas, C.J., et al., *Interrogation of Low-Finesse Fabry-Pérot Cavities Based on Modulation of the Transfer Function of a Wavelength Division Multiplexer*. *Journal of Lightwave Technology*, 2001. **19**(5): p. 673-681.
32. Misas, C.J., et al., *Fiber Bragg Sensors Interrogation Based on Carrier Generation by Modulating the Coupling Length of a Wavelength-Division Multiplexer*. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2000. **6**(5): p. 750-755.
33. Bolton, W., *Instrumentation and control systems*. 2004: Newnes.
34. Kehtarnavaz, N. and N. Kim, *Digital Signal Processing System-Level Design Using LabVIEW*. 2005: Newnes.
35. Griffin, B. and M.J. Connelly. *Digital Signal Processing of Interferometric Fiber Optic Sensors*. in *IEEE LTIMC 2004 - Lightwave Technologies in Instrumentation & Measurement Conference*. 2004. Palisades, New York, USA: IEEE.
36. Nadovich, C.T., *Synthetic Instruments Concepts and Applications*. 2005: Newnes.

37. Yanqun, W. and H. Yongming, *An improved wavelength detection system for fiber grating sensors based on LabVIEW*. IEEE, 2009.
38. Bitter, R., T. Mohiuddin, and M. Nawrocki, *LabVIEW Advanced Programming Techniques*. 2000, CRC Press.
39. Instruments, N. *NI Lock-In Amplifier Start-Up Kit User Manual*. 2002.
40. Garufi, F., et al. *Hybrid control and aquisition system for remote control systems for environmental monitoring*. in *Modeling, Signal Processing and Control for Smart Structures 2008*. 2008: SPIE.
41. Marshall, R.H., et al., *A Novel Electronically Scanned White-Light Interferometer Using a Mach-Zehnder Approach*. *Journal of Lightwave Technology*, 1996. **14**(3): p. 397-402.

ANEXOS

- A.** Artigo apresentado no “Symposium On Enabling Optical Networks and Sensors – SEON 2009”
- B.** Relação entre VIs e sub-VIs desenvolvidos e descrição das entradas e saídas de dados
- C.** Fluxogramas do funcionamento da aplicação desenvolvida em ambiente LabVIEW
- D.** Diagramas de Blocos da aplicação desenvolvida em ambiente LabVIEW

A

*Artigo apresentado no “Symposium on Enabling Optical
Networks and Sensors – SEON 2009”*

System for interrogation of interferometric optical fiber sensors with digital control

J. E. C. Velosa, C. Gouveia, O. Frazão, P.A. S. Jorge, J. M. Baptista, J. L. Santos

Abstract— A system to interrogate optical fiber interferometric sensors using virtual instrumentation is presented. The system is based on the White Light Interferometry technique and applies a pseudo-heterodyne detection configuration. All detection schemes from carrier generation to phase detection and signal processing were implemented by virtual instrumentation. System performance is compared with standard hardware instrumentation. Results are presented where the system is used to measure temperature and strain using a differential phase scheme immune to drift.

Index Terms— Digital signal processing, optical fibers sensors, pseudo-heterodyne, virtual instrumentation, white light interferometry.

INTRODUCTION

Fiber optic sensor industry is becoming increasingly important in a variety of application areas where they offer unique advantages. Real time remote operation, immunity to electromagnetic interferences and multiplexing ability are some of their key features. The class of interferometric fiber sensors offers the highest performance, providing simultaneously, high sensitivity and dynamic range. Systems based on white-light interferometers (WLI), are particularly attractive as they provide measurement accuracy with insensitivity to optical power fluctuations along the fiber link. This technique also offers a high dynamic range and resolution, making it attractive for practical applications [2].

Nevertheless, such high performance systems are typically associated with expensive and bulky instrumentation and stabilization systems which limit their application to controlled laboratorial conditions. In this context, the use of virtual instrumentation and signal processing techniques introduces the possibility to enhance the versatility and portability of these systems, enabling measurement and monitoring in remote locations.

In this paper the development of a scanning WLI with a pseudo-heterodyne detection system is used to interrogate remote interferometric sensors in a differential setup. A virtual instrumentation system based in LabVIEW® software is developed to control the readout interferometer and process digitally the signals received from the sensing interferometers. The performance of the virtual interrogation system is assessed and compared with standard instrumentation.

Manuscript received June 8, 2009. This work was supported by Fundação para a Ciência e Tecnologia (PTDC/BIO/71710/2006, OPTIC-ALGAE).

All authors are with INESC Porto Optoelectronics Unit, Rua do Campo Alegre 687, 4169 007 Porto, Portugal. (Pedro Jorge, +351220402301, pjorge@inescporto.pt). O. Frazão and J.L. Santos are also with Departamento de Física, Faculdade de Ciências da Universidade do Porto. J. M. Baptista and J.E.C. Velosa are with Universidade da Madeira.

EXPERIMENTAL

Experimental Setup

The schematic representation of the interrogation interferometer, the digital control system and the differential sensors implemented experimentally are represented in figure 1.

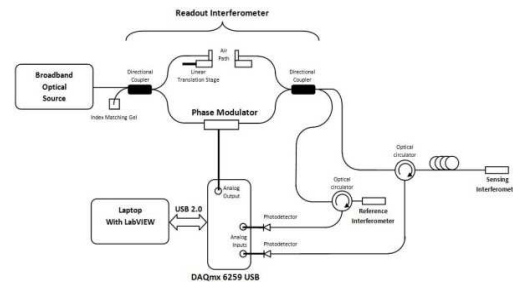


Fig. 1 Experimental setup.

The setup was illuminated by an Erbium doped broadband fiber source. The readout interferometer was in a Mach-Zehnder configuration, having an air path in one of the arms to tune the optical path difference (OPD). This enabled matching the OPD of the readout interferometer with that of the interrogated sensors. An electro-optical modulator was used to modulate the phase in the other arm of the interferometer enabling pseudo-heterodyne carrier generation. Modulation with a sawtooth waveform at frequency f_c , resulted in a sinusoidal carrier with the same frequency at the output [1]. A virtual instrumentation setup consisting of a PC with LabVIEW software and a Data Acquisition Card (DAQ-NI USB 6259) were used to control the system. A digitally generated sawtooth waveform was applied to the phase modulator by one of the DAQ analog outputs.

Two interferometric sensors could be connected to each of the output ports of the readout interferometer enabling a differential detection scheme to be implemented and eliminating undesired phase drifts, due to thermal and acoustic instability of the readout interferometer.

The sensors were read in reflection by photodetectors. The resulting outputs were sinusoidal signals whose phase was proportional to the applied temperature/strain. These signals were fed into analog inputs of the DAQ, and were analyzed using a virtual Lock-in amplifier and digital filtering.

Virtual Instrumentation

A simplified block diagram of the virtual instrumentation developed in NI LabVIEW environment, is presented in figure 2.

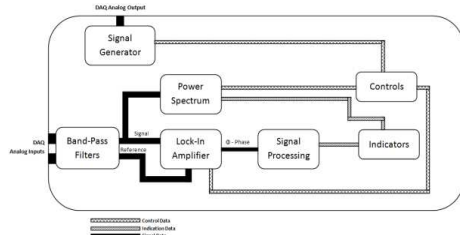


Fig. 2. Block diagram of the virtual instrumentation setup.

A signal generator capable of producing multiple waveforms (sawtooth, sinusoidal, triangular and square) with frequencies up to 2.5 kHz, and amplitudes up to 10 V was used to control the readout interferometer.

The two photodetector signals were fed into the data acquisition module and then filtered by two bandpass filters, (Butterworth, 2nd order), centered at the user defined carrier frequency, with a 200 Hz bandwidth. The filtered signals were then connected to a virtual lockin amplifier (evaluation version NI, set with finite impulse response filter (FIR) with Roll-Off factor of 200 dB per decade), to extract the mensurand information from the carriers' phase.

RESULTS

System Characterization

The resolution of the readout interferometer (calculated as two times the standard deviation normalized to system bandwidth) obtained for different carrier frequencies and different number of samples per cycle of sampling is presented in Table 1. The measurements were made illuminating the interferometer with an athermal Bragg grating, (78% reflectivity, $\lambda_{\text{central}} \sim 1545$ nm). Data was acquired at a rate of 102400 Hz with the Virtual Lock-In time constant set to 1s.

Table 1: Resolution ($^{\circ}/\sqrt{\text{Hz}}$) for different f_c and number of samples.

f_c (Hz)	Number of Samples			
	512	1024	2048	4096
400	4.05	2.40	4.14	4.08
800	3.27	2.04	4.08	3.22
1000	1.95	1.82	3.22	1.97
2000	4.11	4.10	19.07	4.10
2500	2.10	9.55	34.93	2.74

Best resolution ($1,82^{\circ}/\sqrt{\text{Hz}}$) was achieved for f_c of 1 kHz acquiring 1024 samples per cycle of acquisition.

System performance was compared with a standard hardware Lockin Amplifier (SR530). It was verified that increasing the Lock-In time constant, improved the system resolution in both cases. However the virtual Lock-In amplifier presented always lower resolutions ($\sim 10\%$ less) than the hardware Lock-In.

Fiber Interferometer Characterization

Two Fabry Perot cavities, with 9 mm length, formed by two Bragg Grating (45% reflection, $\lambda_{\text{central}} \sim 1545$ nm), were

interrogated with the proposed system with the following operating conditions: f_c at 1 kHz, sampling rate of 102400 Hz, with 1024 samples per cycle; lock-in time constant of 1s and FIR filter with Roll-Off factor of 200 dB.

Figure 3 shows the system dynamic response to strain with (3a) and without (3b) the differential detection scheme. From this data a resolution of $3.12^{\circ}/\sqrt{\text{Hz}}$ could be estimated.

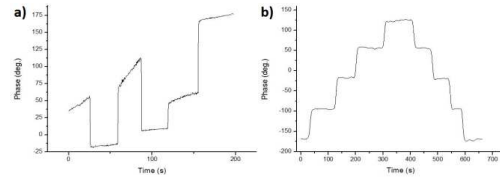


Figure 3: Phase variation with drift compensation (differential phase scheme)

The differential system was calibrated for strain and temperature and the results can be observed in figure 4.

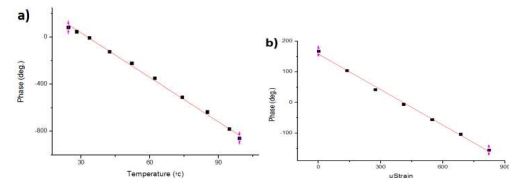


Figure 4: FBG cavities strain (a) and temperature (b) calibration curves.

Linear responses were observed in both cases. For temperature a sensitivity of $12.6^{\circ}/^{\circ}\text{C}$ and a minimum detectable value of 0.25°C was obtained. For strain, sensitivity was $0.38^{\circ}/\mu\epsilon$ and the minimum detectable value of $8.1^{\mu\epsilon}$.

CONCLUSION

A system to interrogate interferometric fiber sensors based on a WLI with a pseudo-heterodyne detection scheme and digital control was implemented. It was shown that system performance depends on the control/acquisition parameters of the virtual set-up, closely matching the behavior of standard instrumentation. The interrogation setup was tested in a differential phase configuration successfully removing undesired drift in phase measurements. The results obtained clearly demonstrate the viability of virtual instrumentation for interferometric sensing introducing the possibility of miniaturization and remote operation.

REFERENCES

- [1] D. A. Jackson, A. D. Kersey, M. Corke and J. D. C. Jones, "Pseudoheterodyne detection scheme for optical interferometers", in IEEE Electronics Letters, Vol. 18, 1982, pp. 1081-1083.
- [2] Yun-Jiand Rao and David A Jackson, "Recent Progress in fibre optic low-coherence interferometry", in Meas. Sci. Technol. 7, 1996, pp. 981-999.

B

*Relação entre VIs e sub-VIs desenvolvidos e descrição das
entradas e saídas de dados*

Relação entre VIs e sub-VIs desenvolvidos

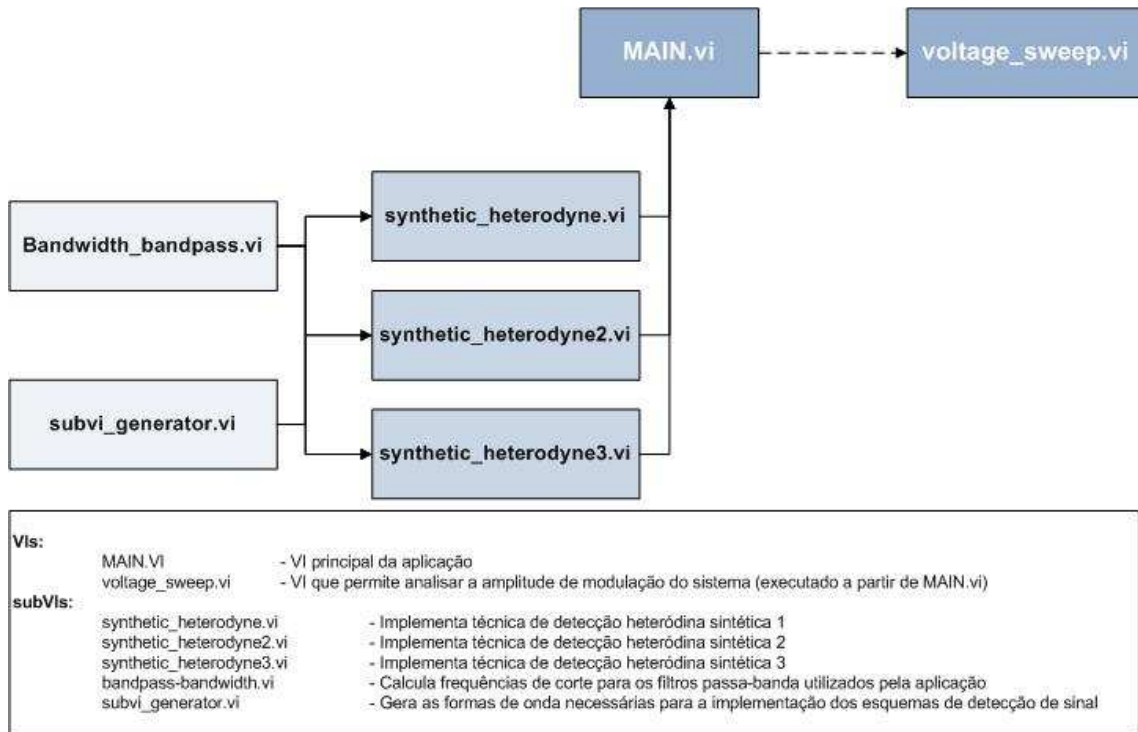


Fig. B1 – Relação entre VIs e sub-VIs desenvolvidos

O VI principal (*MAIN.VI*) engloba no seu diagrama de blocos os sub-VIs que implementam as técnicas de detecção de sinal heteródinas sintéticas (*synthetic_heterodyne.vi*, *synthetic_heterodyne2.vi* e *synthetic_heterodyne3.vi*). Estes sub-VIs por sua vez recorrem ao sub-VIs *Bandwidth_bandpass.vi* e *subvi_generator.vi* para obterem as frequências de corte dos filtros passa-banda e para obterem as formas de onda utilizadas no processamento de sinal, respectivamente.

O VI *voltage_sweep.vi*, que permite analisar a amplitude da forma de onda de modulação do sistema, é executável a partir do VI principal (*MAIN.VI*).

Entradas e saídas dos sub-VIs desenvolvidos

Tabela B1 – Entradas e saídas do sub-VI *bandwidth_bandpass.vi*

Entradas	Tipo de Dados	Descrição
Desired frequency	DBL	Frequência de modulação do sistema
half BW	DBL	Valor referente a metade da largura de banda do filtro passa-banda

Saídas	Tipo de Dados	Descrição
High 3rd	DBL	Frequência de corte superior do filtro passa-banda (frequência central 3wc)
low 3rd	DBL	Frequência de corte inferior do filtro passa-banda (frequência central 3wc)
high 1st	DBL	Frequência de corte superior do filtro passa-banda (frequência central wc)
low 1st	DBL	Frequência de corte inferior do filtro passa-banda (frequência central wc)
high 2nd	DBL	Frequência de corte superior do filtro passa-banda (frequência central 2wc)
low 2nd	DBL	Frequência de corte inferior do filtro passa-banda (frequência central 2wc)

Tabela B2 – Entradas e saídas do sub-VI *subvi_generator.vi*

Entradas	Tipo de Dados	Descrição
signals	Array 2D DBL	Sinais adquiridos através da DAQ
index_modulator	I32	Índice do sinal de medição no array <i>signals</i>
Sample Rate	DBL	Frequência de amostragem
Desired Frequency	DBL	Frequência de modulação do sistema
index_modulator	I32	Índice do sinal de modulação no array <i>signals</i>

Saídas	Tipo de Dados	Descrição
sin(wc)	Array 2D DBL	Sinal de modulação
cos(wc)	Array 2D DBL	Sinal de modulação desfasado de 90º
cos(2wc)	Array 2D DBL	Sinal de modulação desfasado de 90º e com dobro da frequência

Tabela B3 – Entradas e saídas do sub-VI *synthetic_heterodyne.vi*

Entradas	Tipo de Dados	Descrição
High_first	DBL	Frequência de corte superior dos filtros passa-banda (frequência central wc)
Low_first	DBL	Frequência de corte inferior dos filtros passa-banda (frequência central wc)
Sinal cos(2wc)	Array 2D DBL	Sinal de modulação desfasado de 90º e com dobro da frequência
Sample Rate	DBL	Frequência de amostragem
Butterworth Order	I32	Ordem dos filtros utilizados
cos(wc)	Array 2D DBL	Sinal de modulação desfasado de 90º
signals	Array 2D DBL	Sinais adquiridos através da DAQ
index (row)	I32	Índice do sinal de medição no array <i>signals</i>
sine(wc)	Array 2D DBL	Sinal de modulação
high_2nd	DBL	Frequência de corte superior dos filtros passa-banda (frequência central 2wc)
low_2nd	DBL	Frequência de corte inferior dos filtros passa-banda (frequência central 2wc)
high_3nd	DBL	Frequência de corte superior dos filtros passa-banda (frequência central 3wc)
low_3nd	DBL	Frequência de corte inferior dos filtros passa-banda (frequência central 3wc)
ganho k	DBL	Ganho k

Saídas	Tipo de Dados	Descrição
bandpass 11	Array 2D DBL	Sinal à saída do filtro passa-banda 1
mult 1	Array 2D DBL	<i>Sinal resultante da multiplicação</i>
bandpass 21	Array 2D DBL	Sinal à saída do filtro passa-banda 3
bandpass 22	Array 2D DBL	Sinal à saída do filtro passa-banda 4
generated carrier	Array 2D DBL	Portadora gerada pelo esquema de detecção heteródino sintético 1
mult 2	Array 2D DBL	<i>Sinal resultante da multiplicação</i>
bandpass 12	Array 2D DBL	Sinal à saída do filtro passa-banda 2

Tabela B4 – Entradas e saídas do sub-VI *synthetic_heterodyne2.vi*

Entradas	Tipo de Dados	Descrição
Cutt-off 2nd	DBL	Frequência de corte do filtro passa-baixo
signals	Array 2D DBL	Sinais adquiridos através da DAQ
index_signal	I32	Índice do sinal de medição no array <i>signals</i>
sample_rate	DBL	Frequência de amostragem
Butterworth Order	I32	Ordem dos filtros utilizados
low_1st	DBL	Frequência de corte inferior do filtro passa-banda (frequência central <i>wc</i>)
high_1st	DBL	Frequência de corte superior do filtro passa-banda (frequência central <i>wc</i>)
cos(<i>wc</i>)	Array 2D DBL	Sinal de modulação desfasado de 90º
ganho <i>k</i>	DBL	Ganho <i>k</i>

Saídas	Tipo de Dados	Descrição
low pass	Array 2D DBL	Sinal à saída do filtro passa-baixo
generated carrier	Array 2D DBL	Portadora gerada pelo esquema de detecção heteródino sintético 2
bandpass 2	Array 2D DBL	Sinal à saída do filtro passa-banda 2
bandpass 1	Array 2D DBL	Sinal à saída do filtro passa-banda 1
mult 2	Array 2D DBL	<i>Sinal resultante da multiplicação</i>

Tabela B5 – Entradas e saídas do sub-VI *synthetic_heterodyne3.vi*

Entradas	Tipo de Dados	Descrição
Butterworth Order	I32	Ordem dos filtros utilizados
high_1st	DBL	Frequência de corte superior do filtro passa-banda (frequência central <i>wc</i>)
low_1st	DBL	Frequência de corte inferior do filtro passa-banda (frequência central <i>wc</i>)
sample rate	DBL	Frequência de amostragem
sinewc	Array 2D DBL	Sinal de modulação
cos2 <i>wc</i>	Array 2D DBL	Sinal de modulação desfasado de 90º e com dobro da frequência
data	Array 2D DBL	Sinais adquiridos através da DAQ
index_signal	I32	Índice do sinal de medição no array <i>data</i>
ganho <i>k</i>	DBL	Ganho <i>k</i>

Saídas	Tipo de Dados	Descrição
bandpass 1	Array 2D DBL	Sinal à saída do filtro passa-banda 2
bandpass 2	Array 2D DBL	Sinal à saída do filtro passa-banda 1
generated carrier	Array 2D DBL	Portadora gerada pelo esquema de detecção heteródino sintético 3

C

Fluxogramas do funcionamento da aplicação desenvolvida em ambiente LabVIEW

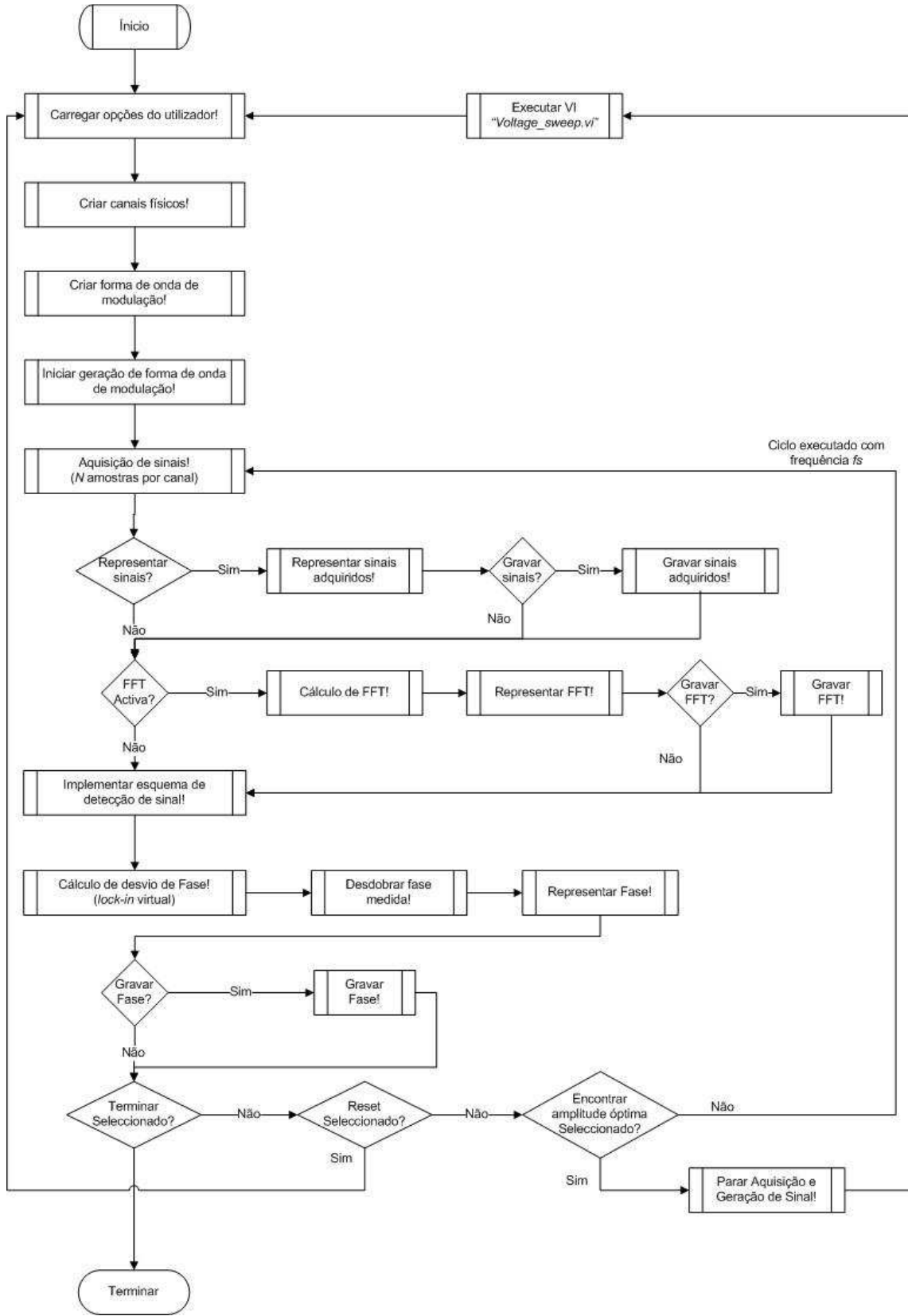


Fig. C1 – Fluxograma do funcionamento do módulo principal da aplicação

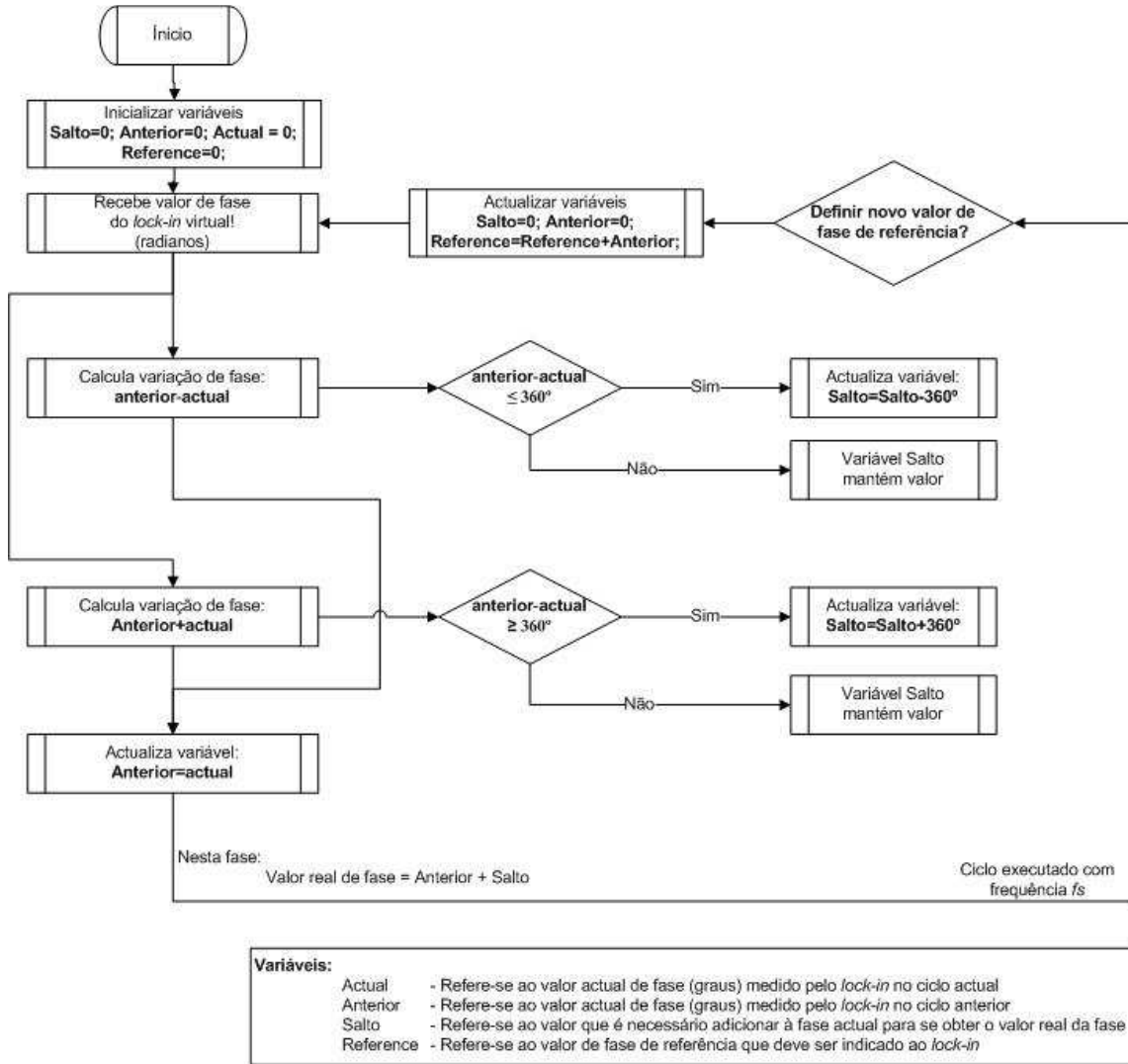


Fig. C2 – Fluxograma do funcionamento do desdobramento de fase implementado

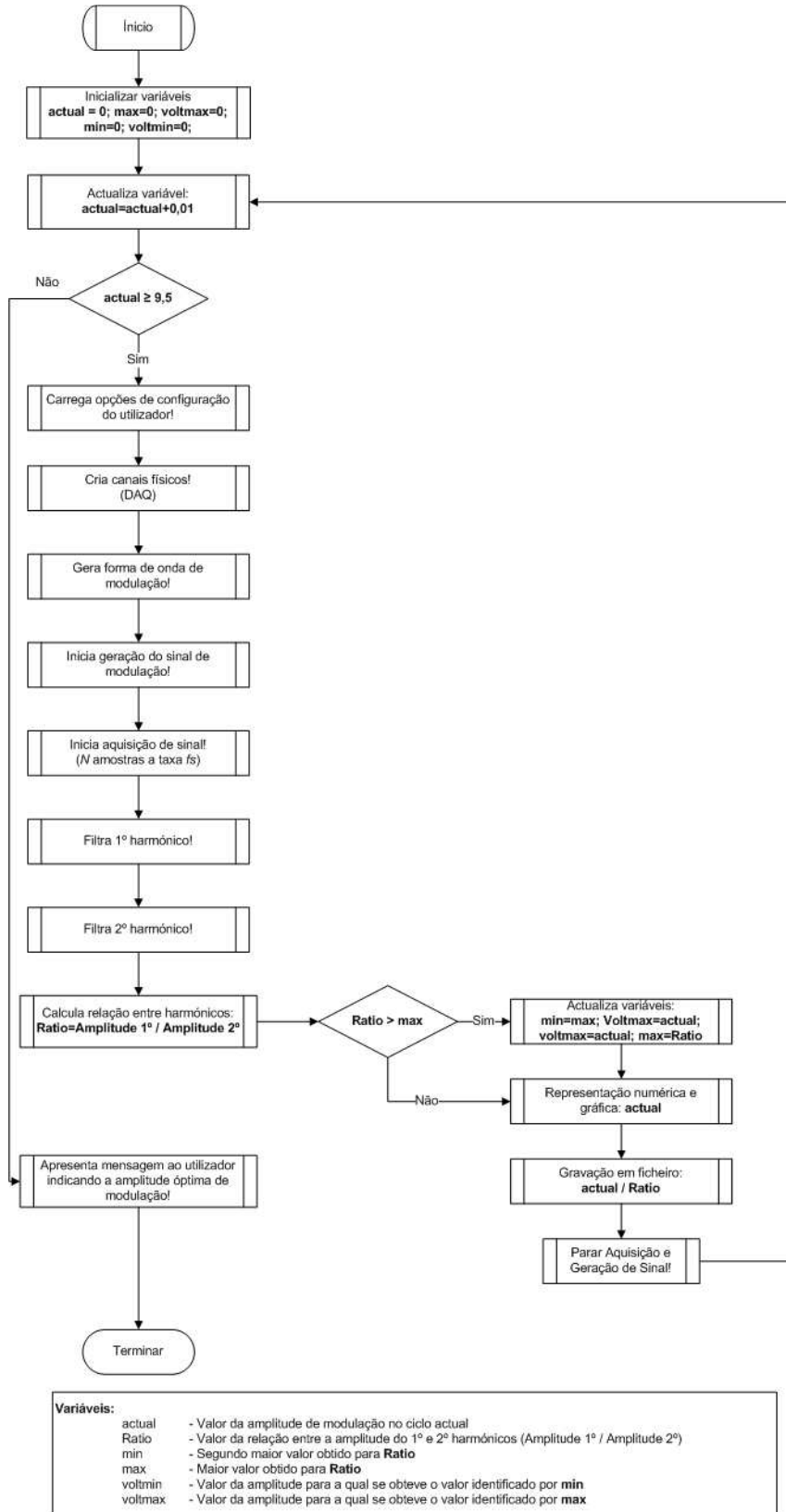


Fig. C3 – Fluxograma do funcionamento da análise de amplitude da forma de onda de modulação do sistema

D

*Diagramas de blocos da aplicação desenvolvida em ambiente
LabVIEW*

Os ficheiros *.vi encontram-se no CD entregue juntamente com a presente dissertação, devendo ser utilizada a versão 2009, ou superior, da aplicação LabVIEW para a leitura dos mesmos.
O VI *MAIN.vi* encontra-se protegido por palavra-chave (UOSE).

bandwidth_bandpass.vi

VI responsável pela geração das freqüências de corte dos filtros utilizados nos esquemas de detecção de sinal

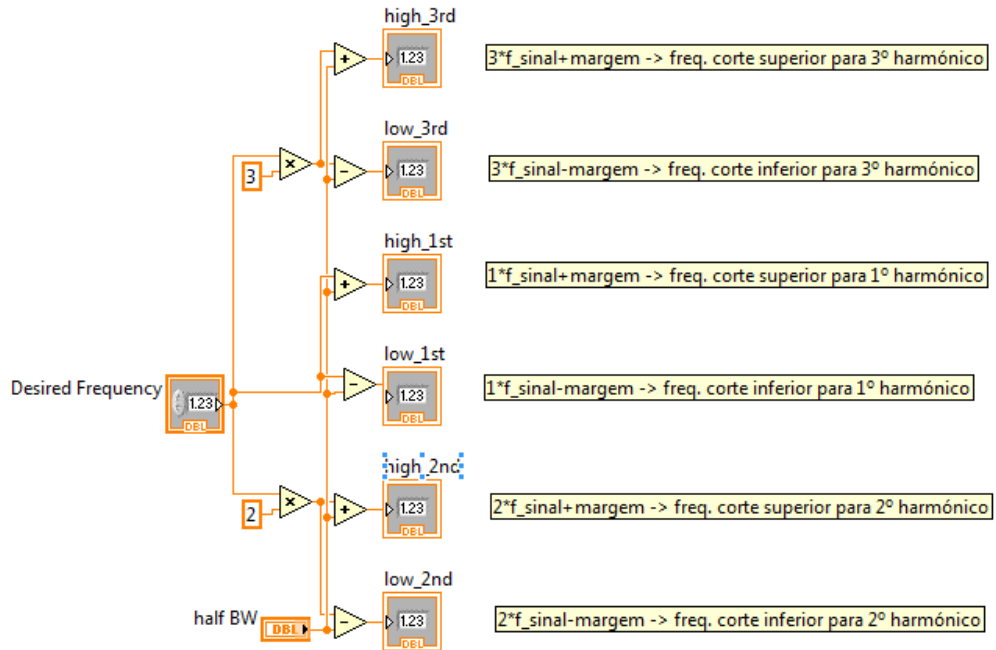


Fig. D1 – Diagrama de blocos do sub-VI *bandwidth_bandpass.vi*

subvi_generator.vi

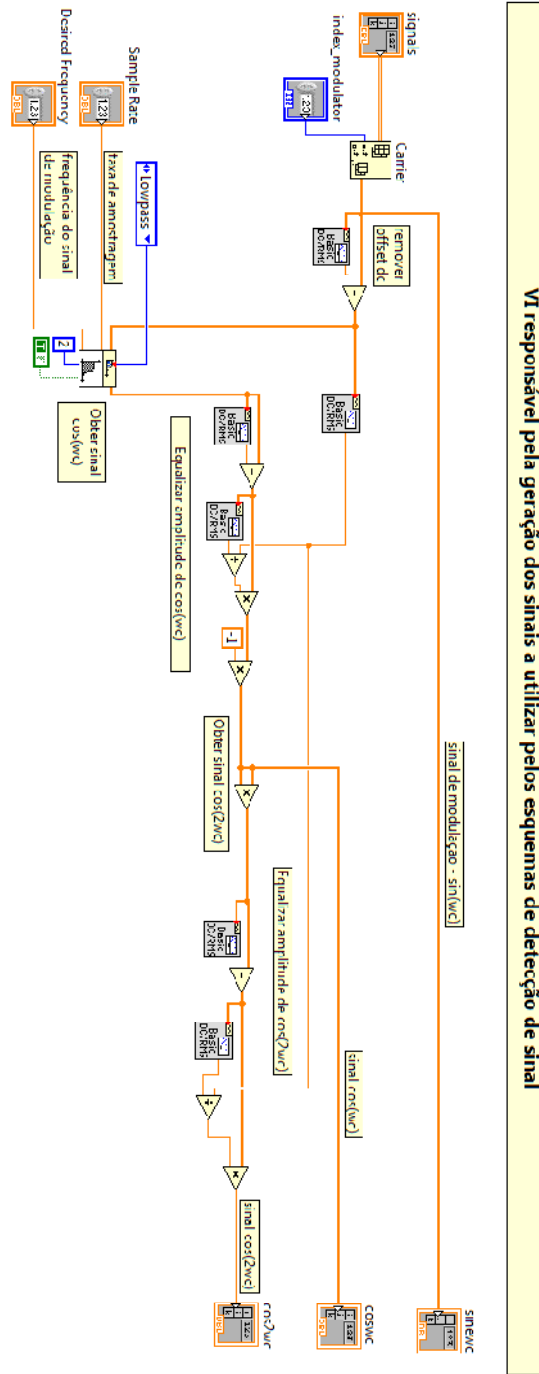
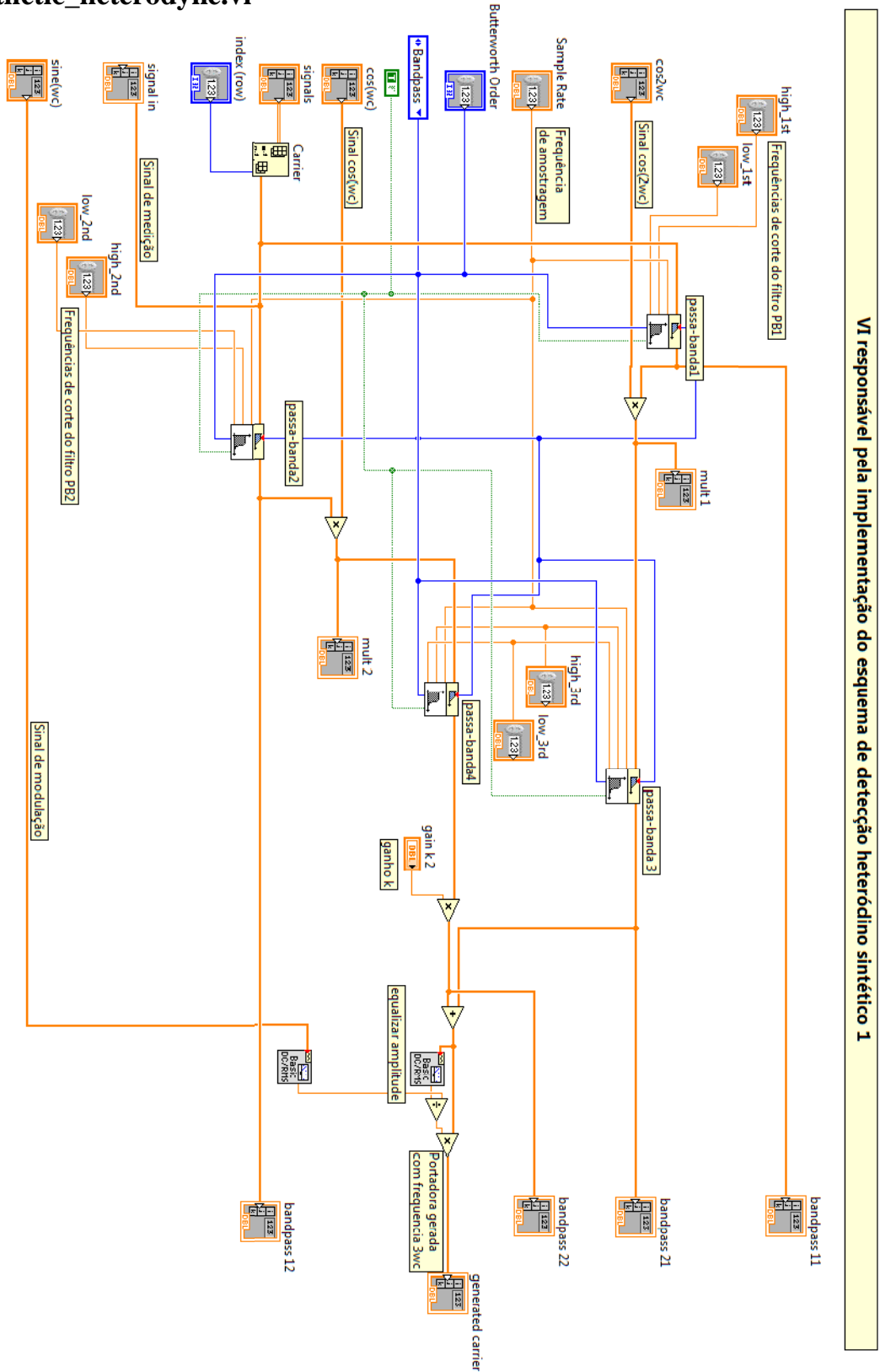


Fig. D2 – Diagrama de blocos do sub-VI *subvi_generator.vi*

synthetic_heterodyne.vi

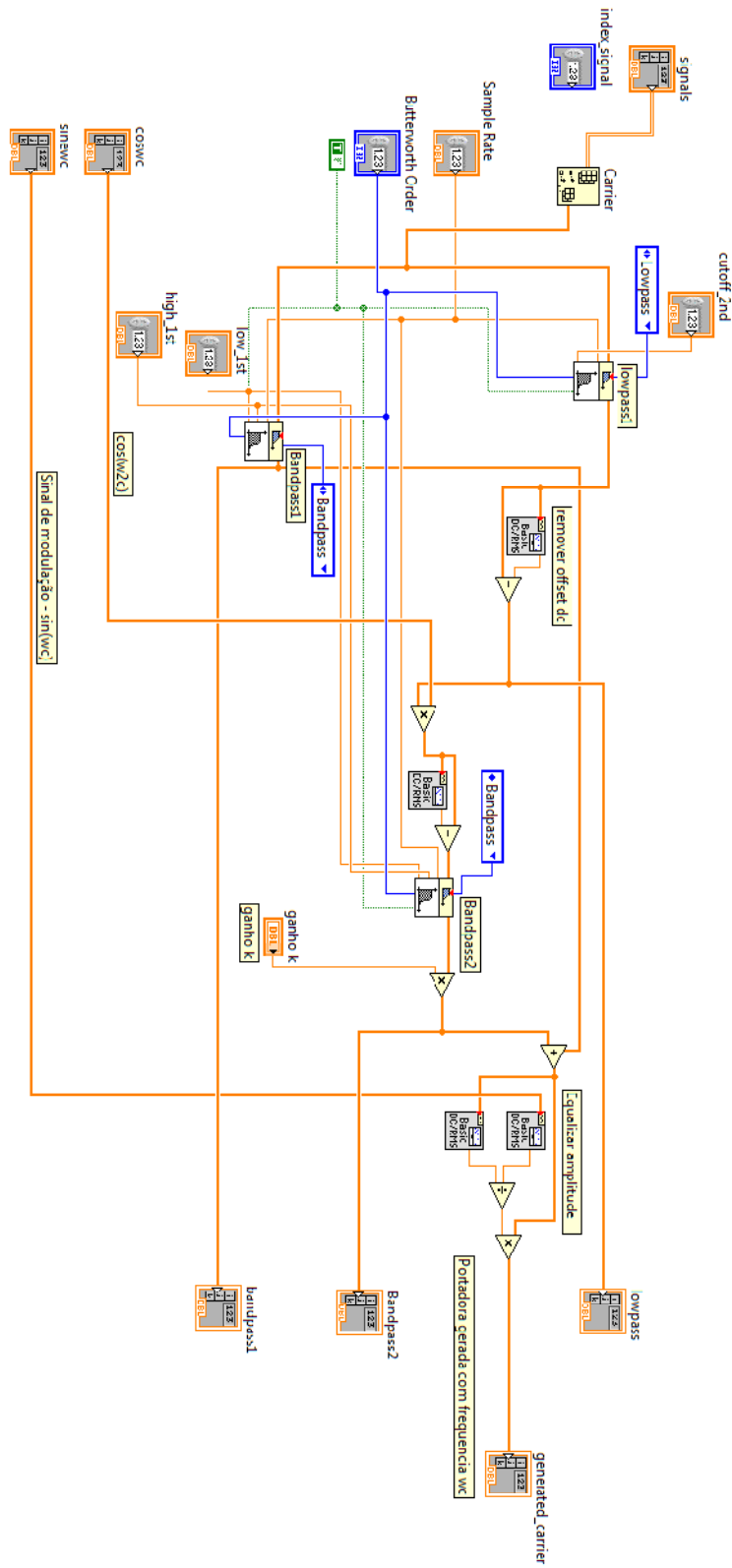


VI responsável pela implementação do esquema de detecção heteródino sintético 1

Fig. D3 – Diagrama de blocos do sub-VI `subvi_generator2.vi`

synthetic_heterodyne2.vi

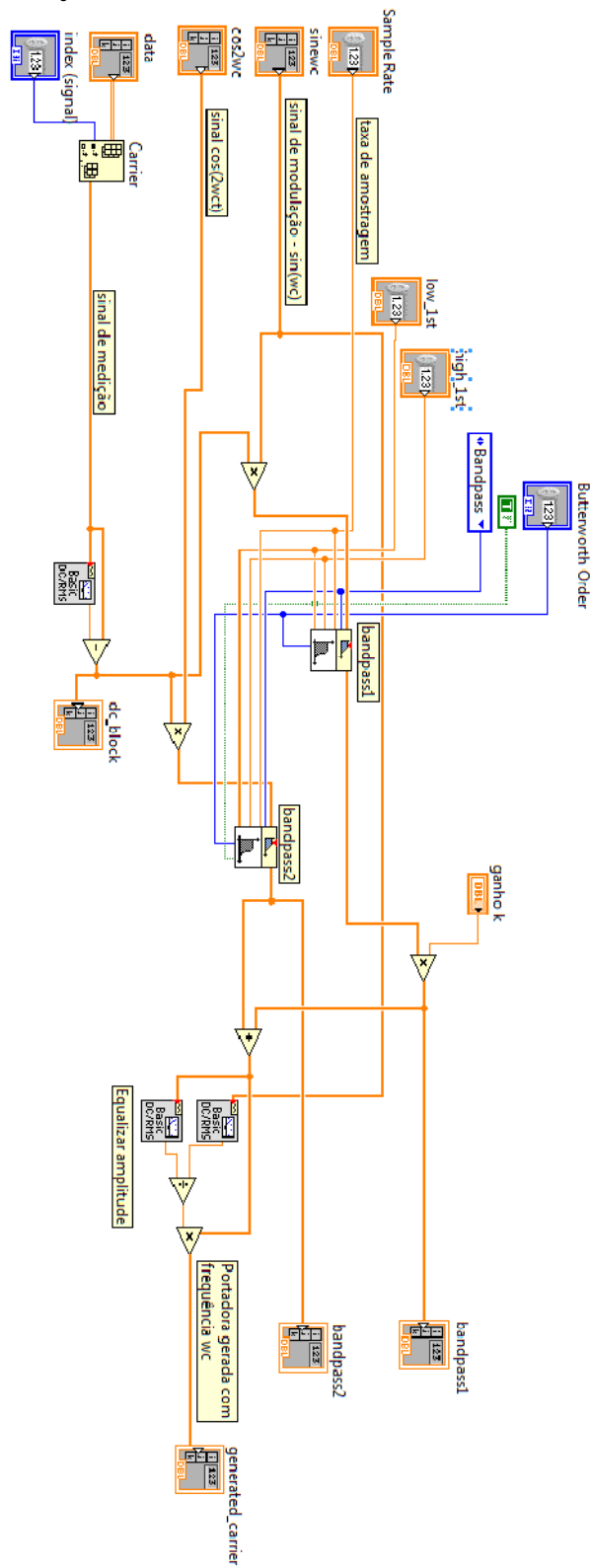
3



VI responsável pela implementação do esquema de detecção heteródino sintético 2

Fig. D4 – Diagrama de blocos do sub-VI *subvi_generato3r.vi*

synthetic_heterodyne3.vi



VI responsável pela implementação do esquema de detecção heteródino sintético 3

Fig. D5 – Diagrama de blocos do sub-VI `subvi_generator3.vi`

voltage_sweep.vi

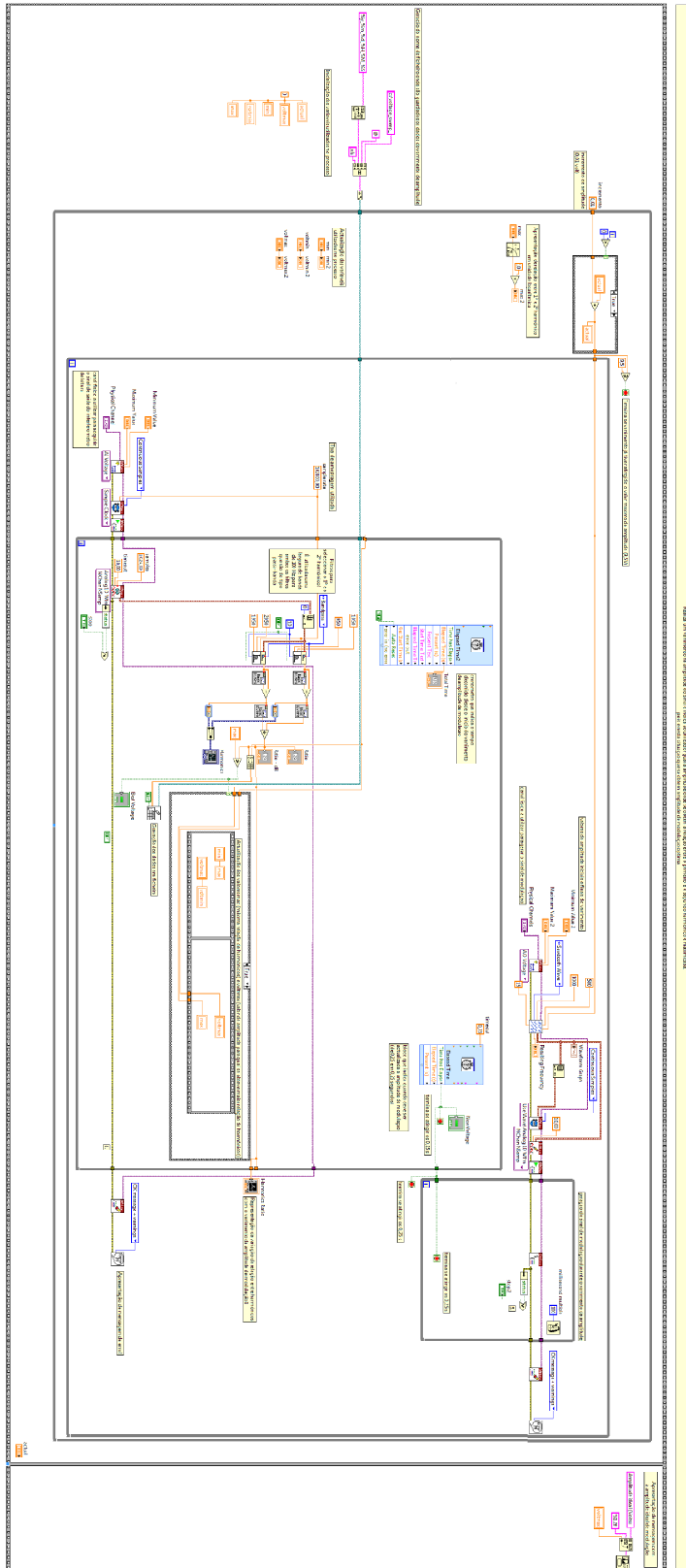


Fig. D6 – Diagrama de blocos do VI *voltage_sweep.vi*

MAIN.vi

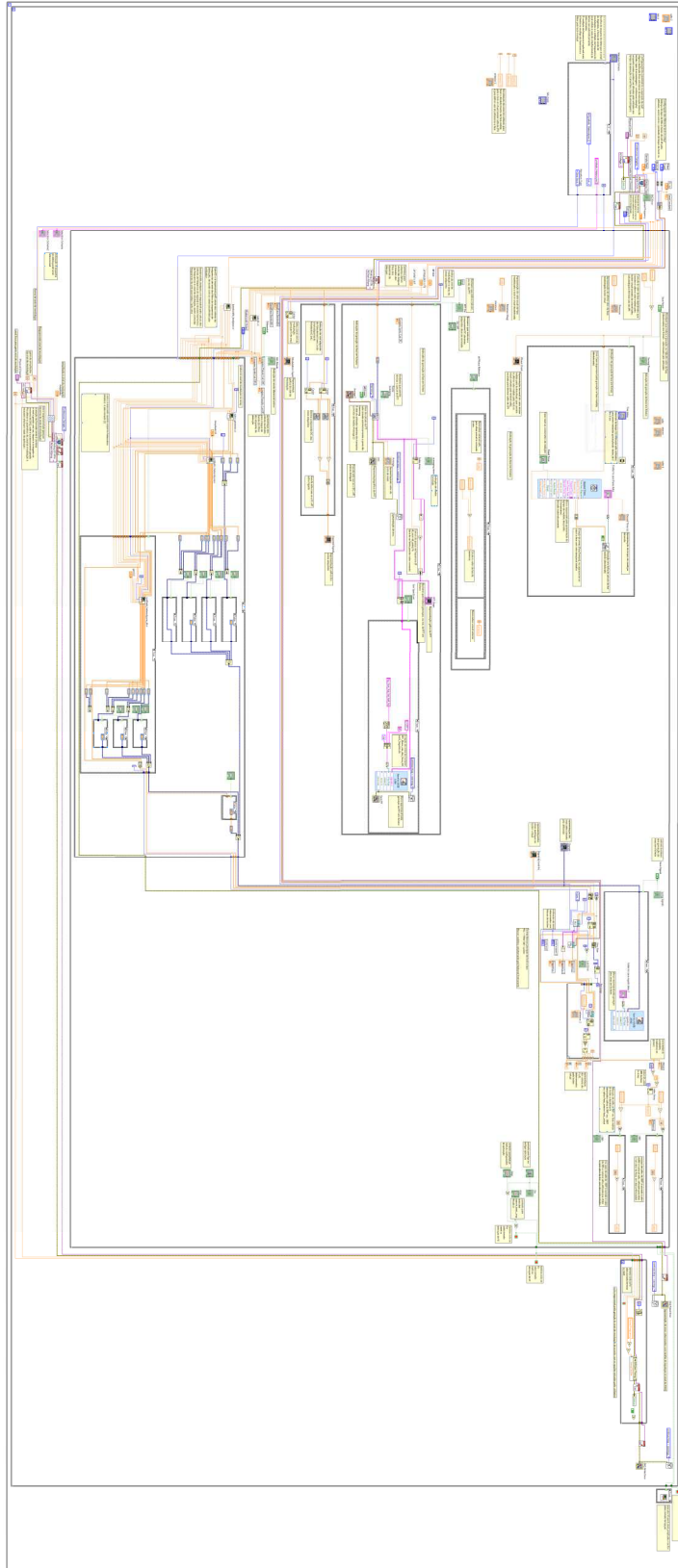


Fig. D7 – Diagrama de blocos do VI MAIN.vi