



Amílcar José Gouveia Fernandes

Sensor de fibra óptica de intensidade com instrumentação virtual

Centro de Competências das Ciências Exactas e de Engenharia

Universidade da Madeira

2009



Amílcar José Gouveia Fernandes

Sensor de fibra óptica de intensidade com instrumentação virtual

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

*Centro de Competência das Ciências Exactas e de Engenharia
Universidade da Madeira
Novembro 2009*

Dissertação realizada sob a supervisão do
Professor Doutor José Manuel Rocha Teixeira Baptista
Professor Auxiliar do Centro de Competência das Ciências Exactas e de Engenharia da
Universidade da Madeira

Agradecimentos

Nesta página gostaria de expressar os meus sinceros agradecimentos a um conjunto de pessoas que contribuíram de uma forma activa para que este árduo trabalho chegasse a bom porto.

Desde já ao Prof. José Manuel Baptista pela sua constante presença e apoio durante todo este processo, além disso, que é uma pessoa pelo qual tenho muito apreço tanto na sua forma de trabalhar, como na sua relação interpessoal.

À Universidade da Madeira e em particular a alguns docentes do antigo Departamento de Matemáticas e Engenharias, que de alguma forma marcaram o meu percurso académico e dos quais realço: o Professor Maurício Reis, a Professora Lina Brito e o Professor Amândio Azevedo.

À minha família, pelo carinho, apoio e compreensão que sempre me deram. Em particular aos meus pais pela sua presença e empenho na minha formação e educação, apesar de alguns momentos difíceis.

Ao Engenheiro Filipe Santos pela sua simpatia, simplicidade no trato e total disponibilidade, para dar a sua ajuda sempre útil em muitas fases durante esta longa etapa.

Aos melhores Amigos, pela amizade, presença, compreensão, ajuda e pelos óptimos momentos quer de estudo quer de diversão. Em especial: ao Bruno, Mara, Filipe, Carlos, Leonardo, Tomé, Dinarte, Sofia, Ricardo e Vanessa.

À Manuela pelo carinho, sensibilidade, palavra amiga e presença nos momentos de maior pressão e dificuldade, revelando uma extrema dedicação.

Sumário

Os sensores de fibra óptica exibem um conjunto de características muito atractivas, as quais incluem imunidade electromagnética, composição passiva, imunidade a ambientes hostis de carácter químico ou outros, flexibilidade, versatilidade geométrica, capacidade de multiplexagem numa rede de sensores e potencial de monitorização distribuída ao longo de uma única fibra.

Esta dissertação tem por objectivo o estudo, desenvolvimento e análise de um sistema de monitorização virtual para sensores de intensidade em fibra óptica referenciados em frequência, onde o atraso no domínio óptico ou eléctrico é substituído por um atraso no domínio virtual assegurando uma elevada flexibilidade e optimização dinâmica. Assim foram estudados dois sistemas que garantem ao utilizador a possibilidade de acesso às medições e resultados provenientes de um sensor.

O presente documento encontra-se organizado em sete capítulos. O capítulo 1 faz um enquadramento dos sensores de fibra óptica na sua generalidade apresentado as suas mais importantes características.

No capítulo 2 é apresentado o tipo de sensor objecto de estudo neste trabalho, sensor de intensidade em fibra óptica, assim como alguns exemplos da sua vasta aplicação. A questão da auto-referenciação é igualmente abordada, apresentando o porquê da sua necessidade e de que forma é possível a sua aplicação a este tipo de sensores.

O capítulo 3 é dedicado ao estudo teórico deste sensor quando considerada a configuração em topologia *Mach-Zehnder* em modo transmissivo. Esse estudo inclui os vários níveis de introdução de atraso no sistema até se chegar ao conceito de atraso virtual, assim como na aplicação da noção de instrumentação virtual.

No capítulo 4 são apresentados e desenvolvidos dois modelos para simulação teórica da instrumentação virtual de um sensor de intensidade, sendo um no domínio das frequências e outro no domínio dos tempos.

O capítulo 5 aborda os modelos para a implementação experimental da instrumentação virtual de um sensor de intensidade, revelando os resultados associados a este, onde se incluem a função de transferência, o parâmetro R e a resolução.

No capítulo 6 é exposto o conceito de sensor de deslocamento de intensidade em fibra óptica, onde são apresentados os resultados inerentes a este sensor quando sujeito aos

modelos de instrumentação virtual no domínio das frequências e no domínio dos tempos. É igualmente introduzido o conceito de multiplexagem espacial de sensores de fibra óptica.

O capítulo 7 contém as conclusões e comentários finais ao trabalho. No final da dissertação seguem-se os anexos, onde se encontra a publicação submetida resultante do trabalho realizado.

Summary

Fiber optic sensors exhibit a set of very attractive characteristics, including immunity to electromagnetic interference, passive compound, immunity to hostile environments comprise chemicals or any other kind, flexibility, geometric versatility, capacity of sensor multiplexing and distributed sensing over a single fiber.

This dissertation focuses on the study, development and analysis of a virtual sensing system to frequency referencing fiber optic intensity sensor, where the delay in the optical or electrical domain is replaced by a delay in the virtual domain ensuring a greater flexibility and dynamic optimization. By this way have been study two systems that ensure to the user the possibility to access to the measures and the results that came from the sensor.

The present document is organized in seven chapters. Chapter 1 makes an approach to fiber optic sensors in his generality, presenting their most important features.

In chapter 2, it is presented not only the type of sensor that is object of study during this dissertation – the fiber optic intensity sensor -, but also some examples of his wide application. Another essentials questions are the need and how is possible to apply a self-referencing mechanism in this type of sensors.

Chapter 3 is dedicated to the theoretical and experimental study of this sensor when considered the *Mach-Zehnder* topology in transmission mode. That study includes optical and electrical delays introduced in the system and also the concept of virtual delay by means of virtual instrumentation.

In chapter 4 it is presented the development of two theoretical simulation models of virtual instrumentation of the intensity sensor, being one in frequency domain and the other one in time domain.

Chapter 5 is dedicated to the models of experimental implementation of virtual instrumentation of intensity sensor, revealing its results, where it includes the transfer function, the *R parameter* and its resolution.

Chapter 6 exposes the concept of the displacement fiber optic intensity sensor where are presented the sensor results when it is subjected to the virtual instrumentation models in the frequency and time domain. It also introduces the concept of spatial multiplexing scheme of fiber optic sensors.

Finally, chapter 7 contains the conclusions and the final comments to the work. In the end of this dissertation follow the annexes, where it includes the submitted publication that results from the entire work.

Índice

Sumário	ix
Summary	xi
Índice	xiii
Índice de Figuras	xvi
Índice de Tabelas	xix
1. Introdução	1
1.1 Sensores de Fibra Óptica.....	1
1.1.1 Conceito Básico de um Sensor de Fibra Óptica	2
1.1.2 Classificação dos Sensores	3
1.1.3 Vantagens e desvantagem dos Sensores de Fibra Óptica	7
2. Sensor de Fibra Óptica de Intensidade	9
2.1 Exemplos de Sensores de Intensidade.....	11
2.1.1 Sensores de fibra óptica de intensidade baseado no deslocamento e na aceitação do ângulo de modulação.....	11
2.1.2 Sensor de fibra óptica de intensidade baseado no princípio da reflexão interna total	14
2.1.3 Sensores de fibra óptica de intensidade baseado no campo evanescente	15
2.1.4 Sensor de fibra óptica de intensidade baseado na modulação de perdas por micro curvaturas	16
2.1.5 Sensor de fibra óptica de intensidade baseado em placas com aberturas	17
2.2 Sensor de Fibra Óptica de Intensidade Auto-Referenciado.....	18
2.2.1 Separação Espacial	19
2.2.2 Separação em comprimento de onda	20
2.2.3 Separação Temporal	21
2.2.4 Separação em Frequência	23
3. Instrumentação Virtual	24
3.1 Linha de atraso no domínio Óptico	24
3.2 Linha de atraso no domínio Electro-Óptico	26
3.3 Linha de atraso no domínio Virtual.....	27
3.4 Instrumentação Virtual	28
3.4.1 LabVIEW®.....	30
3.4.2 VISA (<i>Virtual Instrumentation Software Architecture</i>)	32

3.4.3	<i>Driver</i> de um equipamento em <i>LabVIEW</i> ®.....	33
4.	Simulação Teórica da instrumentação virtual de um sensor de fibra óptica de intensidade.....	36
4.1	Varrimento em Frequência Teórico.....	37
4.1.1	Gerador de um <i>array</i> linear de frequências	37
4.1.2	Dados Iniciais	38
4.1.3	Função de Transferência.....	45
4.1.4	Parâmetro <i>R</i>	48
4.2	Varrimento em Atraso Teórico.....	51
4.2.1	Dados Iniciais	52
4.2.2	Função de varrimento temporal.....	55
4.2.3	Parâmetro <i>R</i>	57
5.	Implementação experimental da instrumentação virtual de um sensor de fibra óptica de intensidade.....	59
5.1	Varrimento em Frequência Experimental	59
5.1.1	Experiência	59
5.1.2	Dados Iniciais	60
5.1.3	Função de Transferência.....	65
5.1.4	Parâmetro <i>R</i>	66
5.1.5	Resultados.....	68
5.1.5.1	Função de transferência.....	68
5.1.5.2	Parâmetro <i>R</i>	70
5.1.5.3	Resolução	71
5.2	Varrimento em Atraso Experimental.....	72
5.2.1	Experiência	72
5.2.2	Dados Iniciais	73
5.2.3	Função de varrimento temporal.....	74
5.2.4	Parâmetro <i>R</i>	74
5.2.5	Resultados.....	75
5.2.5.1	Função de varrimento temporal.....	75
5.2.5.2	Parâmetro <i>R</i>	77
5.2.5.3	Resolução	78
6.	Sensor de Deslocamento	80
6.1	Experiência.....	80

6.2	Resultados	84
6.2.1	Varrimento em frequência	85
6.2.1.1	<i>Parâmetro R</i>	85
6.2.1.2	Resolução	86
6.2.2	Varrimento em atraso	87
6.2.2.1	<i>Parâmetro R</i>	87
6.2.2.2	Resolução	88
6.2.3	Repetibilidade	89
6.3	Multiplexagem.....	90
6.3.1	Introdução.....	90
6.3.2	Esquema experimental de multiplexagem	91
6.3.3	Adaptação modelo de instrumentação virtual.....	92
6.3.4	Resultados.....	93
6.4	Trabalho Futuro.....	94
7.	Conclusão.....	95
8.	Referências Bibliográficas.....	97
	Acrônimos	99
	Anexos.....	100

Índice de Figuras

Figura 1.1 - Esquema básico de um sensor de fibra óptica [6].....	3
Figura 1.2 – Um Sensor de fibra óptica extrínseco [7, 8]	4
Figura 1.3 – Sensor de fibra óptica intrínseco [7, 8]	5
Figura 2.1 – Componentes essenciais de um sistema sensor de fibra óptica de intensidade, em modo reflectivo ou em modo transmissivo [1].....	9
Figura 2.2 - Sensores de fibra óptica de fecho ou vibração baseados na abertura numérica [8].....	11
Figura 2.3 - Sensor de fibra óptica de abertura numérica baseado num espelho flexível [8].....	12
Figura 2.4 - O sensor de fibra óptica baseado na abertura numérica [8].....	12
Figura 2.5 - Sensor de fibra óptica de posição giratória baseado na reflexão [8]	13
Figura 2.6 - Um sensor de posição linear usando WDM [8].....	13
Figura 2.7 - Um sensor de posição linear usando TDM [8]	14
Figura 2.8 - Sensor de fibra óptica usando as propriedades do ângulo crítico da mesma [8]	15
Figura 2.9 - Sensor de presença de um líquido baseado na reflexão interna total [8].....	15
Figura 2.10 - Sensor de fibra óptica baseado no campo evanescente [8].....	16
Figura 2.11 - Sensores de fibra óptica por micro-curvatura [8]	17
Figura 2.12 - Sensor de fibra de intensidade baseado em placas com aberturas mede a vibração ou aceleração através de um efeito de obturação [7, 8].....	18
Figura 2.13 - Limitações da gama dinâmica do sensor baseado em placas com aberturas, apresentado na figura 2.12 [7, 8].....	18
Figura 2.14 - Diagramas esquemáticos das básicas e principais técnicas de referenciação: a) separação espacial; b) separação em comprimento de onda; c) separação temporal; d) separação em frequência	19
Figura 2.15 - Topologia de <i>Fabry-Perot</i> utilizada para introdução de separação temporal entre impulsos ópticos em modo reflectivo [13].....	21
Figura 2.16 - Esquema de referenciação temporal de sensores de fibra óptica de intensidade utilizando uma topologia de <i>Mach-Zehnder</i> [1].....	22
Figura 3.1 - Diagrama de blocos da estrutura sensora, muito semelhante à topologia <i>Mach-Zehnder</i> , totalmente óptica	24
Figura 3.2 – Coeficientes de acoplamento inerentes ao acoplador óptico.....	26
Figura 3.3 – Diagrama de blocos da estrutura sensora, muito semelhante à topologia <i>Mach-Zehnder</i> , recorrendo a um atraso eléctrico	26
Figura 3.4 - Diagrama de blocos da estrutura sensora, muito semelhante à topologia <i>Mach-Zehnder</i> , recorrendo a um atraso virtual.....	27

Figura 3.5 - Modelo de equipamentos de: a) medida e b) controlo [16]	29
Figura 3.6 - Estrutura de um Instrumento Virtual implementado em LabVIEW® [16]	31
Figura 3.7 - VISA [19]	33
Figura 3.8 - Organização do driver do equipamento [22]	34
Figura 4.1 – Estrutura para a criação de um <i>array</i> de frequências linear e crescente	37
Figura 4.2 - Painel frontal do gerador de frequências linear e crescente.....	38
Figura 4.3 - Gerador de frequências no plano global do modelo de varrimento frequências	38
Figura 4.4 – Processo, em LabVIEW®, para gerar e somar os sinais de referência e mensurando.....	39
Figura 4.5 – Estrutura básica do modelo de varrimento linear de frequência.....	39
Figura 4.6 – Indexação e geração do sinal sinusoidal à frequência actual	40
Figura 4.7 - Controlos para o utilizador gerar o <i>array</i> de frequências e o respectivo sinal base	41
Figura 4.8 – Indicador gráfico do sinal gerado	42
Figura 4.9 - Processo de criação do sinal de referência e do mensurando	42
Figura 4.10 - Estrutura que garante um atraso fixo (desfasamento) do sinal mensurando em relação ao de referência.....	44
Figura 4.11 – Sinal de referência e mensurando em Oposição de Fase	45
Figura 4.12 - Soma de ambos quando se encontram em Oposição de Fase.....	45
Figura 4.13 - Sinal de referência e mensurando em Fase.....	45
Figura 4.14 - Soma de ambos quando se encontram em Fase.....	45
Figura 4.15 – Processo para determinar função de transferência $H(f)$	46
Figura 4.16 – Estrutura para quando estamos a representar a função de transferência.....	47
Figura 4.17 – Estrutura para quando estamos perante um <i>reset</i> no varrimento	47
Figura 4.18 - Panorâmica do painel frontal do utilizador para a Função de Transferência.....	48
Figura 4.19 – Processo para determinar o parâmetro R e a sua representação.....	49
Figura 4.20 - Estrutura que permite calcular o parâmetro R e decidir quando o representar	49
Figura 4.21 – Opções gerais para gestão do sistema.....	50
Figura 4.22 - Panorâmica dos controlos e indicadores disponíveis ao utilizador na análise do parâmetro R	51
Figura 4.23 – Geração do sinal sinusoidal à frequência fixa.....	52
Figura 4.24 - Controlos para o utilizador gerir a criação do sinal base.....	52
Figura 4.25 - Estrutura que garante o varrimento em atraso associado ao mensurando em relação ao de referência.....	53
Figura 4.26 - Aplicação do atraso (amostras) ao varrimento em atraso	53
Figura 4.27 – Representação a) sinal de referência e mensurando em fase; b) soma de ambos quando se encontram em Fase	54

Figura 4.28 – Representação a) Sinal de referência e mensurando em Oposição de Fase; b) Soma de ambos quando se encontram em Oposição de Fase	54
Figura 4.29 – Processo para determinar a função varrimento temporal.....	55
Figura 4.30 - Estrutura para a representação da função de varrimento temporal.....	55
Figura 4.31 - Estrutura que permite calcular o parâmetro R e auxiliar a decisão de representação	57
Figura 5.1 - Configuração experimental da instrumentação virtual de um sensor de fibra óptica de intensidade com varrimento em frequência.....	59
Figura 5.2 - Aspecto gráfico da função <i>DAQ Assistant</i> no <i>VI</i>	61
Figura 5.3 - Sinal referência (V_0) e sinal mensurando (V_1) adquiridos pela DAQ.....	61
Figura 5.4 – Estrutura para centrar ambos os sinais em relação ao eixo das abcissas e calcular a atenuação induzida pela cabeça sensora.....	63
Figura 5.5 - Controlos para analisar o efeito do mensurando através de um varrimento em frequência	63
Figura 5.6 - Panorâmica do painel frontal do utilizador relativo aos sinais recebidos.....	64
Figura 5.7 - Estrutura que permite calcular o parâmetro R e quando o representar	67
Figura 5.8 – Comparação da função de transferência teórica e experimental (dos 20Hz aos 100Hz) para os casos de 0dB's e os 10dB's de atenuação óptica	68
Figura 5.9 - Comparação da função de transferência teórica e experimental (dos 100Hz aos 500Hz) para os casos de 0dB's e os 10dB's de atenuação óptica	69
Figura 5.10 - Resultados teóricos e experimentais para o parâmetro R em função da atenuação na cabeça sensora.....	70
Figura 5.11 – Variação do parâmetro R quando aplicado um patamar de variação de 0,60 a 0,77, num varrimento em frequência dos 20Hz a 100Hz.....	72
Figura 5.12 - Variação do parâmetro R quando aplicado um patamar de variação de 0,60 a 0,77, num varrimento em frequência dos 100Hz a 500Hz.....	72
Figura 5.13 – Configuração experimental da instrumentação virtual de um sensor de fibra óptica de intensidade com varrimento do atraso virtual	73
Figura 5.14 – Função de varrimento temporal, quando a fonte óptica é modulada com uma frequência de 100Hz, para 0dB e 10dB de perdas induzidas, respectivamente	75
Figura 5.15 - Função de varrimento temporal, aos 500Hz, para 0dB e 10dB de perdas induzidas.....	76
Figura 5.16 – Análise do parâmetro R aos 100Hz e aos 500Hz.....	78
Figura 5.17 – Variação do Parâmetro R quando aplicado um patamar de variação de 0,60 a 0,77, num varrimento em atraso dos 0s a 10ms	79
Figura 5.18 – Variação do Parâmetro R quando aplicado um patamar de variação de 0,60 a 0,77, num varrimento em atraso de 0s a 2ms	79

Figura 6.1 – Configuração experimental de um sensor de deslocamento de fibra óptica de intensidade	80
Figura 6.2 - <i>Taper</i> em fibra óptica	81
Figura 6.3 - Perdas por inserção no <i>taper</i> em função do deslocamento.....	82
Figura 6.4 – Fotografia do arranjo experimental implementado.....	83
Figura 6.5 – Fotografia do arranjo experimental da cabeça sensora.....	84
Figura 6.6 – Resultados experimentais para o parâmetro R em função do deslocamento da cabeça sensora.....	85
Figura 6.7 – Variação da resposta do deslocamento para um patamar de variação de 875 μ m a 1062 μ m, num varrimento em frequência de 20Hz a 100Hz.....	86
Figura 6.8 – Variação da resposta do deslocamento para um patamar de variação de 875 μ m a 1062 μ m, num varrimento em frequência de 100Hz a 500Hz.....	86
Figura 6.9 – Parâmetro R em função do deslocamento.....	88
Figura 6.10 - Variação da resposta do deslocamento para um patamar de variação de 875 μ m a 1062 μ m, num varrimento em atraso de 0s a 10ms.....	89
Figura 6.11 - Variação da resposta do deslocamento para um patamar de variação de 875 μ m a 1062 μ m, num varrimento em atraso de 0s a 2ms.....	89
Figura 6.12 - Repetibilidade do sensor de deslocamento.....	90
Figura 6.13 – Configuração experimental para a multiplexagem de dois sensores de fibra óptica de intensidade.....	92
Figura 6.14 – Parâmetro R em função do deslocamento para sensor 1 e sensor2: a) varrimento em frequência e b) varrimento em atraso.....	93

Índice de Tabelas

Tabela 5.1 – Gama de atrasos para os dois varrimentos em frequência, tendo em conta a DAQ usada	70
Tabela 5.2 – Resolução do sensor em função do parâmetro R	71
Tabela 5.3 – Gamas de atraso para os dois varrimentos em atraso, tendo em conta a DAQ usada	77
Tabela 5.4 – Resolução do sensor em função do parâmetro R	78
Tabela 6.1 - Resolução do sensor quando varrido na gama dos [20-100Hz] e dos [100-500Hz]	86
Tabela 6.2 – Resolução do sensor com o LED modulado a 100Hz e 500Hz.....	88

1. Introdução

1.1 Sensores de Fibra Óptica

A fibra óptica é conhecida actualmente pela sua aplicação nas redes de comunicação em todo o mundo, ligando continentes através de cabos submarinos, formando assim a coluna vertebral dos maiores sistemas de telecomunicações.

Ao longo das últimas décadas, novos produtos têm aparecido, devido à crescente actividade das indústrias de comunicações em fibras ópticas e optoelectrónicas.

A indústria optoelectrónica trouxe grandes avanços ao lançar produtos como leitores de cd's, impressoras a laser, leitores de códigos de barras e apontadores laser. A indústria de comunicação por fibra óptica revolucionou completamente a indústria das telecomunicações elevando o seu desempenho, aumentando o número de ligações de telecomunicações realizáveis, ao mesmo tempo que diminuiu o custo da largura de banda. Esta revolução tem trazido benefícios no elevado volume de produção de componentes para os utilizadores e numa verdadeira auto-estrada de informação construída de vidro.

Proveniente desta evolução conjunta, as fibras ópticas passaram a ser utilizadas no desenvolvimento de sistemas sensores que levaram a dispositivos sensores e componentes baseados em fibra (FOS – *Fiber Optic Sensors*).

O elevado volume de requisitos para as fibras ópticas na indústria de telecomunicações, ao longo dos últimos anos, permitiu o melhoramento do desempenho dos dispositivos em fibra óptica e levou a uma descida substancial do custo dos sensores de fibra óptica. Como resultado, a habilidade dos sensores de fibra óptica para substituir os tradicionais sensores de rotação, aceleração, eléctricos e medição do campo magnético, temperatura, pressão, acústicos, vibração e outras aplicações tem sido reforçada [1].

Assim, em comunicação por fibra óptica, o sinal ao passar pela fibra já se encontra modulado, enquanto como sensor a fibra óptica actua como um modulador. Desta forma, um sensor de fibra óptica pode ser definido como um dispositivo através do qual um mensurando físico, químico, biológico ou outro, interage com a luz, guiada pela fibra óptica (sensor intrínseco) ou guiada até a região de interacção (sensor extrínseco) pela mesma. Desta forma é possível alterar uma das características do sinal óptico (intensidade, comprimento de onda, fase ou polarização) em função do parâmetro que se pretende medir.

Os primeiros sensores de fibra óptica propostos, e que se podem considerar como o marco do início desta nova área da instrumentação, foram um giroscópio e um sensor de corrente eléctrica. Estas experiências demonstraram que as fibras ópticas possuíam um elevado potencial a explorar nas mais diversas aplicações de medição. No caso do giroscópio demonstrou que se podiam construir interferómetros ópticos totalmente em fibra óptica; no caso do sensor de corrente eléctrica, mostrou-se que um único cabo de fibra óptica poderia ser usado, simultaneamente, como sensor e como canal flexível de transmissão, permitindo assim que as medições pudessem ser realizadas em ambientes hostis [2].

Os sensores de fibra óptica são projectados de modo que o mensurando interaja com um ou mais parâmetros ópticos da luz, sejam eles intensidade, fase, polarização ou comprimento de onda (λ). Independentemente do tipo de sensor, o sinal é sujeito à conversão optoelectrónica para posterior análise. Um sensor pode ser concebido de modo a medir um único mensurando ou um conjunto deles (monitorização multi-parâmetro) [3,4].

O crescente interesse com a monitorização, baseado nas fibras ópticas, deve-se principalmente ao seu pequeno tamanho, ao peso reduzido, à imunidade à interferência electromagnética (EMI - *Electro Magnetic Interference*), à sua composição passiva (sem componentes eléctricos), ao elevado desempenho mesmo em altas temperaturas, à elevada largura de banda e sensibilidade e à habilidade para monitorização distribuída [5].

1.1.1 Conceito Básico de um Sensor de Fibra Óptica

Um sistema de comunicação de fibra óptica é constituído, na sua essência, por uma fonte luminosa, um modulador activo ou electro-óptico, uma fibra óptica e um fotodetector. Para um sistema FOS a base física de construção é em tudo idêntica à usada no sistema de comunicação de fibra óptica, com a excepção de que um modulador passivo ou um tipo de dispositivo de medição substitui o modulador de luz associado à transmissão de dados.

A fonte luminosa é normalmente um díodo emissor de luz (LED) ou um díodo laser. A luz é encaminhada ao longo da fibra. Posteriormente, a luz é colectada por um fotodetector ou um outro dispositivo de detecção de luz electrónico e conseqüentemente é desmodulado. Para o caso de medição de forças, tensão, temperatura, pressão, componentes químicos e biomédicos, etc., a cabeça sensora terá de interactuar com a luz em função do parâmetro físico de medição desejado.

Assim, uma das propriedades da luz é alterada em função do parâmetro físico que se pretende medir e do tipo de sensor de fibra óptica que se utiliza. Isto pode ser alcançado através da própria fibra, para o caso de estarmos perante um sensor intrínseco, ou através de um mecanismo externo à fibra, para o caso de um sensor extrínseco, tal como pode ser observado pela figura 1.1.

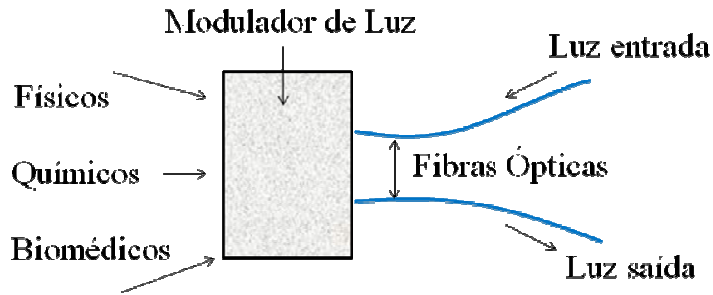


Figura 1.1 - Esquema básico de um sensor de fibra óptica [6]

Existem dois aspectos essenciais para uma realização viável da tecnologia de sensores de fibras ópticas:

- assegurar uma relação inequívoca entre o parâmetro a ser medido e o sinal desmodulado;
- coincidir a tecnologia usada com a aplicação destinada, quer em termos de desempenho, quer de custos.

O primeiro ponto deve lidar com o impacto das fibras para e da região de modulação, as variações na fonte, as variações no detector e ainda a influência da temperatura e/ou outros parâmetros indesejáveis no processo de modulação. O segundo ponto deve reconhecer a presença de técnicas estabelecidas e, em particular, deve identificar problemas que por razões técnicas não foram satisfatoriamente resolvidos com sensores convencionais [6].

1.1.2 Classificação dos Sensores

Os sensores de fibra óptica podem ser classificados em vários grupos, pelo método em que estes podem medir os parâmetros físicos.

Uma das formas de classificação destes sensores baseia-se na forma de transdução usada. Assim sendo, temos duas categorias, os sensores de fibra óptica extrínsecos e os sensores de fibra óptica intrínsecos:

i) **Sensores Extrínsecos** - são caracterizados pelo facto do mensurando actuar numa região externa à fibra óptica, onde a fibra óptica é usada apenas como canal óptico de transporte da radiação até ao local de monitorização, onde o sinal é codificado opticamente (figura 1.2), ou seja, as fibras ópticas encaminham o feixe luminoso até uma *black box* que irá modular o mesmo em resposta a um efeito ambiental. Em algumas aplicações, o elemento sensor externo pode ser electrónico, sendo a radiação óptica convertida em energia eléctrica que será depois codificada pela informação do mensurando. Como este último tipo de sensor não é totalmente óptico e embora sendo extrínseco, é normalmente designado por sensor híbrido. Em ambos os casos, a informação proveniente do sensor é recolhida pela fibra óptica de entrada ou outra, até à fase de processamento do sinal para a desmodulação. Estes sensores, são localizados em pontos específicos e por isso são designadas, igualmente, de sensor locais [1, 2, 5, 7, 8].

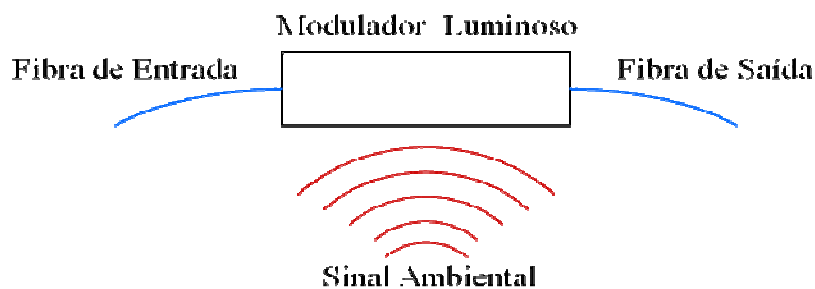


Figura 1.2 – Um Sensor de fibra óptica extrínseco [7, 8]

ii) **Sensores Intrínsecos** - o mensurando actua directamente na fibra, alterando uma ou mais propriedades ópticas da radiação guiada. Neste tipo de sensores, a radiação luminosa permanece no interior do guia da onda, ou seja na fibra óptica (figura 1.3). Em certas aplicações, como os sensores químicos, a sensibilidade primária da fibra óptica é baixa, por isso pode-se revestir a fibra óptica para que se torne sensível na presença do mensurando específico (neste caso, químico), ampliando assim o efeito sobre a radiação que se propaga na fibra. Esta é uma forma indirecta, embora intrínseca, de medir uma grandeza física [1, 2, 5, 7, 8].

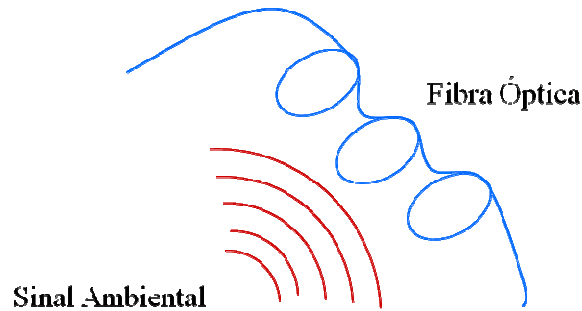


Figura 1.3 – Sensor de fibra óptica intrínseco [7, 8]

Como referido anteriormente, os sensores de fibra óptica, extrínsecos ou intrínsecos, operam através da modulação de uma (ou mais) das seguintes características da radiação guiada: intensidade, comprimento de onda ou frequência, polarização e fase, cada uma das quais potencialmente sensível a determinadas grandezas físicas. A escolha está dependente quer da resolução pretendida, quer do custo total do sistema [1, 2, 5, 7].

Assim, os sensores de fibra óptica também podem ser subdivididos de acordo com o tipo de modulação e desmodulação utilizados, logo em **Sensores de Intensidade**, em **Sensores Interferométricos** ou de **Fase**, em **Sensores de Polarização** e em **Sensores de Espectroscopia**:

- i). **Sensores de Intensidade** - são baseados na modulação da intensidade, em que a grandeza física altera o valor da intensidade óptica transmitida pela fibra. Podem utilizar fontes incoerentes, tecnologia multimodo e componentes ópticos simples permitindo sistemas simples e de baixo custo, mas em alguns casos poderá ser necessária uma maior sensibilidade. Devido à sua competitividade técnica e económica, estes podem ser usados numa vasta gama de aplicações [1, 2, 5];
- ii). **Sensores Interferométricos** ou de **Fase** - são sensores em que a variável a ser medida (mensurando) provoca modulação na fase da radiação luminosa. A relação entre a alteração da fase e a alteração do caminho óptico pode ser descrito como:

$$\phi(r,t) = \frac{2\pi}{\lambda} \times L(r,t) \quad (1.1),$$

onde λ é o comprimento de onda da luz e $L(r,t)$ representa a alteração do caminho óptico. Uma pequena alteração no caminho óptico pode resultar numa grande alteração na fase, daí serem sensores extremamente sensíveis.

Este tipo de sensor requer fontes de luz coerentes, fibras monomodo e dispositivos complexos para garantir o controlo da polarização, levando a um custo mais elevado. Ao mesmo tempo oferece a maior sensibilidade que pode ser medida. Uma vez que os detectores ópticos não conseguem detectar a fase óptica directamente, a alteração da fase é convertida numa alteração de intensidade usando esquemas interferométricos como *Mach-Zehnder*, *Michelson*, *Fabry-Perot* ou *Sagnac* [1, 2, 5];

- iii). **Sensores de Polarização** - o índice de refração da fibra pode ser alterado pela aplicação de pressão ou de tensão mecânica. Este fenómeno é chamado de efeito fotoelástico. Em adição, em muitos casos, a pressão ou a tensão mecânica em diferentes direcções é distinta, por isso o índice de refração induzido é também distinto em diferentes direcções. Além disso, existe uma diferença de fase induzida entre diferentes direcções de polarização. No entanto, pela detecção da alteração do estado da polarização de saída a perturbação externa pode ser medida [1, 5];
- iv). **Sensores de Espectroscopia** – estes tipos de sensores dependem do feixe luminoso modulado em comprimento de onda por um efeito ambiental (grandeza física). Exemplos deste tipo de sensores são baseados na absorção, fluorescência, redes de difracção, etc [5].

Ainda assim, os sensores de fibra óptica podem ser classificados segundo o tipo de aplicação:

- i) **Sensores Físicos** – medição de temperatura, vibração, movimento, velocidade, aceleração, pressão, curvatura, etc;
- ii) **Sensores Químicos** – medição do *pH*, análise do nível de determinados gases ou estudo da espectroscopia (designação para toda a técnica de levantamento de dados físico-químicos através da transmissão, absorção ou reflexão da energia radiante em uma amostra);

iii) **Sensores Biomédicos** – são inseridos através de um cateter ou endoscópico com o qual mede o fluxo sanguíneo, nível de glicose, etc.

Em geral, o desempenho, em termos da resolução obtida para um dado mensurando por um sensor interferométrico, é muito maior do que a obtida por um sensor de intensidade. No entanto, devido à sua simplicidade de concepção, o baixo custo e o facto de poderem proporcionar sensibilidades razoavelmente elevadas, faz com que os sensores de intensidade sejam muito atractivos. A título de exemplo, conseguem-se obter resoluções superiores a 0,01% da gama de medição sem recurso a técnicas de detecção especiais [2].

A escolha em termos do tipo de sensor a utilizar, é efectuada tendo em atenção a resolução pretendida e o custo total do sistema [1, 2].

1.1.3 Vantagens e desvantagem dos Sensores de Fibra Óptica

Vantagens

Os sensores ópticos exploram a elevada qualidade dos componentes (fibras, fontes, detectores, conectores, etc.), desenvolvidos para as já maduras tecnologias de comunicações ópticas, reduzindo consideravelmente o custo da tecnologia.

Devido à sua baixa atenuação, a fibra óptica permite transmitir informação a longas distâncias. Isto possibilita o aparecimento de detecção remota, ou seja, a distância do ponto de medida (cabeça sensora) à unidade de processamento e análise do sinal, pode ser elevada (na ordem de vários quilómetros), uma vez que a informação viaja até esta de forma confiável. Assim, toda a logística de análise e processamento pode ser instalada num ambiente não hostil. É também possível fazer uma medição distribuída ao longo da fibra em casos em que seja necessário conhecer o valor do mensurando, não num ponto mas sim ao longo de uma determinada extensão (multiplexagem de um elevado número de sensores).

A largura de banda disponível para transportar a informação, através da fibra óptica, é muito superior àquela que actualmente está disponível para tecnologias de sinais eléctricos. Assim, diversos parâmetros da luz podem ser utilizados para uma única medição, levando a um aumento da sensibilidade do sensor; de igual forma é possível com o mesmo sensor realizar medições a diversos parâmetros.

A fibra óptica não transporta sinais eléctricos, apenas luz, apresentando imunidade electromagnética, tornando a sua utilização mais confiável em ambientes de risco de explosão ou de elevada interferência electromagnética. O seu peso e tamanho reduzido possibilitam o fabrico de sensores com uma versatilidade geométrica, permitindo a sua utilização em locais de difícil acesso e que de outra forma não seria possível.

Os sensores de fibra óptica podem também suportar altas temperaturas devido ao elevado ponto de fusão do vidro. Assim, podem operar em diferentes meios químicos e aquosos permitindo medições em ambientes hostis e corrosivos com enorme fiabilidade.

Devido à natureza não nociva da fibra óptica, o que lhe confere uma inata compatibilidade biológica, esta revela-se igualmente ideal para aplicações de natureza ambiental e biomédica.

Comparativamente aos sensores convencionais, os sensores de fibra óptica apresentam potencialmente uma maior sensibilidade, gama dinâmica e resolução, permitindo assim detectar pequenas variações do parâmetro de interesse, ou seja, permite uma análise mais detalhada e com uma menor probabilidade de erro [1, 3, 5, 8, 9, 10].

Desvantagens

Dada a elevada sensibilidade, os sensores de fibra óptica, podem ver-se afectados por outros parâmetros que não os do mensurando, induzindo um erro na medição. Este fenómeno denomina-se de sensibilidade cruzada. Para contrariar este efeito é considerada a hipótese de medir um conjunto de parâmetros que possam interferir com o mensurando, e após o processamento da informação discriminar o valor do mensurando.

Em sensores baseados na intensidade da luz, a absorção da fibra e a ocorrência de flutuações de potência óptica na fonte podem induzir um erro de medição. Nestes casos existe a necessidade de implementar mecanismos que possam distinguir alterações da intensidade da luz provocada pelo mensurando de outras alterações não desejáveis (auto-referenciação).

No caso de sensores químicos baseados em absorção e luminescência em que podem ser necessários reagentes (ex: indicadores de cor), o seu desgaste ao longo do tempo diminui a sensibilidade do sensor. O custo dos sensores de fibra óptica, em relação aos sensores tradicionais, continua a ser um obstáculo, não obstante a diminuição da sua influência na implementação destes nas mais diversas áreas ao longo dos últimos anos [1, 3].

2. Sensor de Fibra Óptica de Intensidade

Os sensores de intensidade constituíram a primeira geração de sensores de fibra óptica a ser implementada. Como a própria designação indica, a intensidade da radiação que se propaga na fibra é o parâmetro modulado. Em geral, estes sensores têm uma aplicação muito diversificada por serem conceptualmente simples, fiáveis, apropriados para uma larga gama de aplicações a baixo custo, e o facto de poderem, até um determinado limite, proporcionar sensibilidades elevadas. Por exemplo, um sensor de intensidade consegue obter resoluções superiores a 0,01% da gama de medição sem recurso a técnicas de detecção especiais [1, 2].

Estes utilizam normalmente, fibras multimodo e díodos emissores de luz (LED – *Light Emitting Diode*), o que os torna atractivos em termos de custo.

A figura 2.1 apresenta o sistema genérico de um sensor de fibra óptica de intensidade:

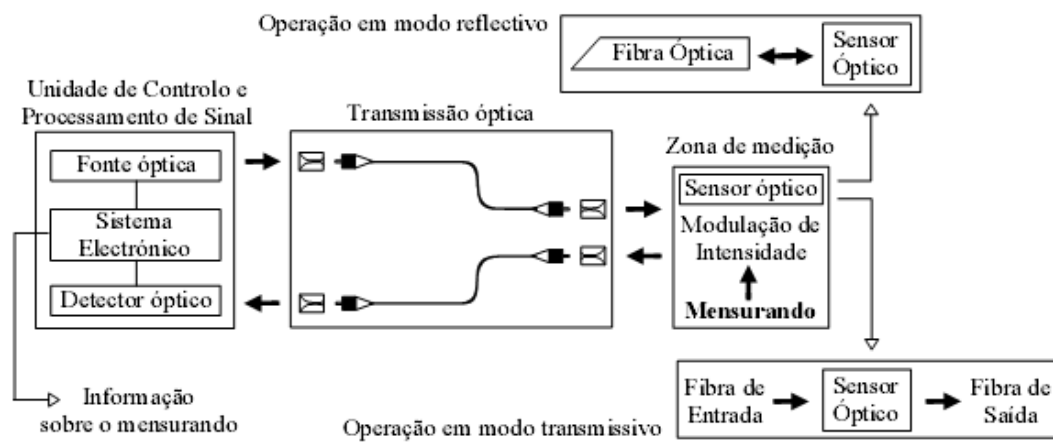


Figura 2.1 – Componentes essenciais de um sistema sensor de fibra óptica de intensidade, em modo reflectivo ou em modo transmissivo [1]

A luz emitida por um LED é acoplada a uma fibra óptica para transmissão até à cabeça sensora onde a luz é modulada, em intensidade, de acordo com o estado do mensurando. Quando a medida é executada em modo reflectivo, o sinal óptico modulado é reinjetado na mesma fibra para a transmissão de sinal até ao detector, que normalmente está implementado na mesma unidade de emissão. Por outro lado, quando a medida é executada em modo transmissivo, um segundo troço de fibra óptica é necessário para transporte do sinal modulado até ao detector [1].

Neste tipo de sensores, como já foi referido, a intensidade (amplitude) modula a luz transportada por uma fibra óptica. Para esta classe de sensores, o índice de modulação normalizado (m) pode ser definido como:

$$m = \frac{\Delta I}{I_0 \times P} \quad (2.1),$$

onde I é a alteração da potência óptica devido à modulação pelo mensurando; I_0 é a potência óptica que alcança o detector quando não existe modulação; e P é a perturbação (mensurando) [5]. A limitação no desempenho é alcançada quando a potência do sinal é igual à potência de ruído. Existem muitas fontes de ruído dentro do detector assim como nos circuitos de processamento.

Os sensores de fibra óptica de intensidade têm um conjunto de limitações, que são impostas por perdas variáveis no sistema e que não estão relacionadas com as grandezas físicas a serem medidas. Note-se que, num sensor real, a intensidade da radiação que se propaga ao longo da fibra não é totalmente conservada devido a vários efeitos de atenuação. Além disso, as potenciais fontes de erro, onde se incluem as flutuações de potência da fonte luminosa (que são indistinguíveis das variações do transdutor), as perdas variáveis devido aos conectores e às junções, as perdas por micro-curvaturas, as perdas por macro-curvaturas, e o desalinhamento das fontes luminosas e dos fotodetectores, introduzem erros no sinal modulado pelo mensurando. Por último, a própria degradação do desempenho dos componentes optoelectrónicos e ópticos, e as variações das condições ambientais podem produzir erros no resultado final [1, 11, 12].

Desta forma, para medições de elevada exactidão e minimização da influência dessas variações, muitos dos sensores de fibra óptica de intensidade de alto desempenho necessitam de algum tipo de técnica de referenciação. Um exemplo baseia-se na utilização de dois comprimentos de onda (sinal óptico do mensurando e o de referência). O comprimento de onda alusivo ao sinal de referência é usado na calibração de todos os erros devido a variações de intensidade indesejadas, contornando para isso a região sensora. O resultado obtido é independente dessas mesmas variações do sinal óptico e otimiza a razão de rejeição em modo comum [1, 5].

Neste contexto da auto-referenciação, um esquema de processamento de sinal auto-referenciado é necessário de forma a ter um sensor de fibra óptica de intensidade robusto e preciso [4]. O desenvolvimento de um tipo de solução é apresentado no próximo capítulo.

Existem muitos mecanismos de transdução, que podem resultar em alterações da intensidade luminosa quando a luz passa pela fibra óptica. Estes mecanismos podem incluir: perdas por micro-curvaturas, ruptura, acoplamento de fibra-a-fibra, reflexão, absorção e atenuação [5].

2.1 Exemplos de Sensores de Intensidade

2.1.1 Sensores de fibra óptica de intensidade baseado no deslocamento e na aceitação do ângulo de modulação

Na figura 2.2, é apresentado um sensor de fecho ou vibração simples, que consiste em duas fibras que são mantidas muito próximas uma da outra. A luz é injectada numa das fibras ópticas e quando a luz sai expande-se na forma de um cone de luz cujo ângulo depende da diferença entre o índice de refração do núcleo da bainha da fibra óptica e do meio externo. A quantidade de luz capturada pela segunda fibra óptica depende do seu ângulo de aceitação e da distância (d) entre as fibras ópticas. Quando a distância (d) é modulada, resulta por sua vez numa modulação de intensidade da luz capturada, podendo ser usados como suporte para indicadores de fecho de portas e medição dos níveis de vibração de uma máquina [5, 7].

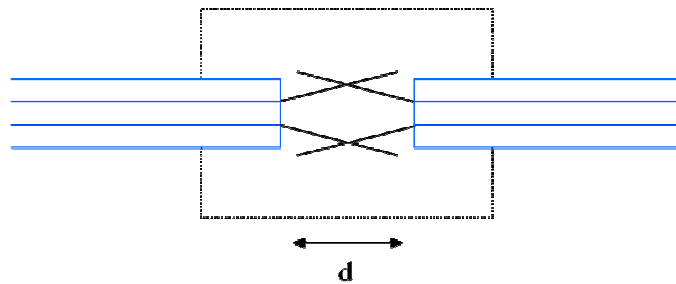


Figura 2.2 - Sensores de fibra óptica de fecho ou vibração baseados na abertura numérica [8]

Uma variação deste tipo de sensores é apresentada na figura 2.3. Neste caso, a luz viaja ao longo da fibra da esquerda para a direita, saindo no término da mesma e incidindo num espelho reflector. Se o espelho se mover para próximo da fibra, a maior parte da luz pode ser reflectida de dentro da fibra receptora, levando a que um sinal com uma elevada intensidade luminosa possa ser detectado. No entanto, quando o espelho se move para longe do término da fibra, menos luz é acoplada de regresso à fibra receptora, e conseqüentemente um sinal fraco será detectado. Então, a relação entre a distância fibra-espelho e a intensidade de luz

retornada, pode ser usado para medir a distância relativa a um deslocamento, pequenas vibrações, entre outros.

Para evitar a influência das flutuações de intensidade da fonte luminosa, um sinal de referência adequado é normalmente adicionado a este tipo de sensor de fibra óptica de intensidade [5].

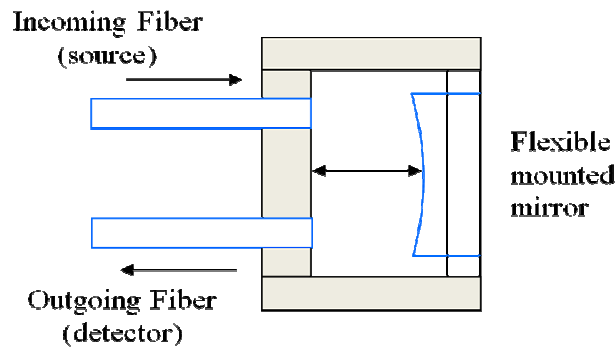


Figura 2.3 - Sensor de fibra óptica de abertura numérica baseado num espelho flexível [8]

Arranjando duas fibras ópticas em linha, um simples sensor de translação pode ser configurado como é mostrado na figura 2.4. Este sensor de fibra óptica é baseado na abertura numérica que usa a razão entre as saídas dos detectores para determinar a posição da fibra de entrada. Assim, a saída dos dois detectores pode ser adequada para determinar a posição de translação da fibra de entrada.

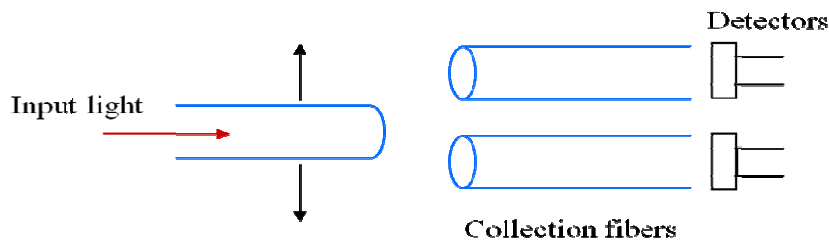


Figura 2.4 - O sensor de fibra óptica baseado na abertura numérica [8]

Têm sido desenvolvidos sensores de fibra óptica de posição giratória e linear para suportar aplicações que lidam sobre a luz. Estes sensores tentam eliminar a susceptibilidade à interferência electromagnética para melhorar a segurança, e necessidade de pouca protecção de forma a reduzir o seu peso. A figura 2.5 mostra um sensor de posição giratória que consiste num mapa de código com áreas de reflexão variável (áreas escuras e áreas claras) colocadas de forma que a cada posição rotacional da vara reflecta um código único, recorrendo a um conjunto de fibras ópticas [7].

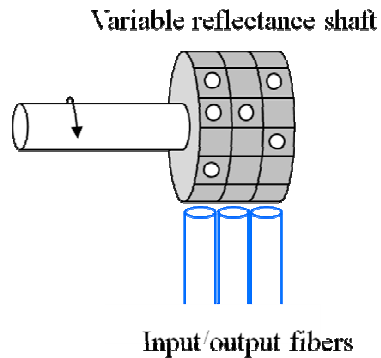


Figura 2.5 - Sensor de fibra óptica de posição giratória baseado na reflexão [8]

Um exemplo de um sensor de posição linear usando multiplexagem por divisão de comprimento de onda (WDM – *Wavelength Division Multiplexing*) é apresentado na figura 2.6. Aqui a fonte luminosa de banda larga é usada para acoplar a luz ao sistema. Uma única fibra óptica é usada para transportar o feixe luminoso até ao WDM, que divide a luz por comprimento de onda nas várias fibras, usadas para interrogar o mapa de codificação e assim determinar a posição linear. Os quadrados no cartão da figura 2.6, representam as áreas de maior reflexão, enquanto o restante mapa tem uma baixa reflexão. Assim, os sinais reflectidos pelo cartão de codificação, são posteriormente recombinados e no estágio de recepção são separados por comprimento de onda por um segundo elemento WDM, de forma que cada sinal de interrogação proveniente da fibra seja lido pelo respectivo fotodetector [7].

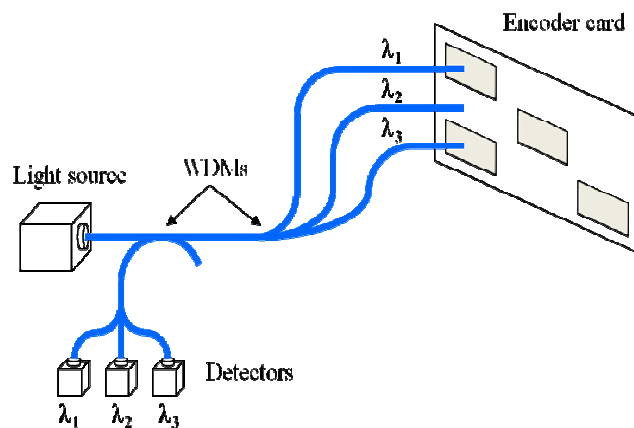


Figura 2.6 - Um sensor de posição linear usando WDM [8]

Um segundo método de interrogação de um sensor de posição usando uma única fibra, é através do método de multiplexagem por divisão dos tempos (TDM – *Time Division Multiplexing*). Na figura 2.7, a fonte luminosa é pulsada. O impulso luminoso propaga-se pela fibra óptica sendo dividido em múltiplas fibras de interrogação. Cada uma destas fibras é

disposta de forma que as estas tenham linhas de atraso que irão separar o sinal de retorno do mapa de codificação por um tempo que é maior do que a duração do impulso. Quando os sinais de retorno são recombinados no detector, o resultado é um sinal de rajada codificado que corresponde à posição do mapa de codificação, ou seja, através de um fluxo digital de 1's e 0's ditando a presença ou ausência de uma área de reflexão, respectivamente [7].

Estes sensores têm sido usados no apoio a testes na aviação militar e comercial, demonstrando um desempenho comparável aos sensores de posição eléctricos convencionais usados na direcção do leme, nos *flaps*, e nas posições de aceleração. A principal vantagem dos sensores de fibra de posição é a imunidade à interferência electromagnética [7].

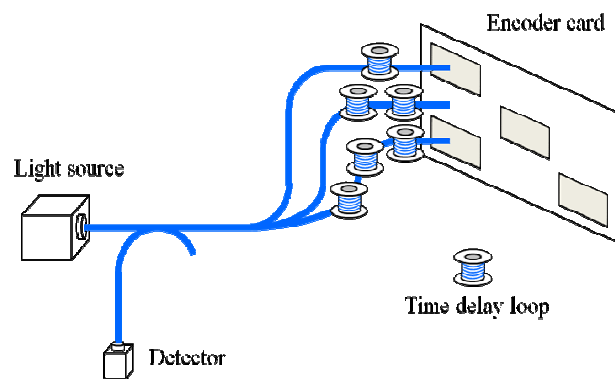


Figura 2.7 - Um sensor de posição linear usando TDM [8]

2.1.2 Sensor de fibra óptica de intensidade baseado no princípio da reflexão interna total

Um outro tipo de sensor de fibra óptica de intensidade é baseado no princípio de reflexão interna total para medição do índice de refração. No caso do sensor apresentado na figura 2.8, a luz é propagada pelo núcleo da fibra atingindo a saída da fibra cortada num ângulo diferente da perpendicular ao eixo. Se o meio onde é colocado a saída da fibra tem um baixo índice de refração, praticamente toda a luz é reflectida quando esta atinge a superfície espelhada (espelho colocado na aresta da fibra) retornando pela mesma fibra. Se, no entanto, o índice de refração do meio começa a aproximar-se ao do vidro, alguma da luz propagar-se-á para fora da fibra óptica sendo perdida, resultando numa modulação de intensidade [7, 10].

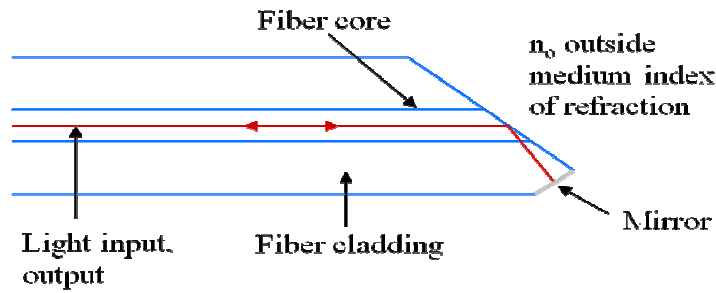


Figura 2.8 - Sensor de fibra óptica usando as propriedades do ângulo crítico da mesma [8]

Este tipo de sensor pode ser usado para medições de baixa resolução do índice de refração num líquido ou gel, com uma precisão de 1% a 10%. Variações deste método têm sido, igualmente, usadas para detectar a presença ou ausência de um líquido, como é mostrado na configuração da figura 2.9. Neste caso, o sensor é constituído por duas fibras, uma emissora e outra receptora, e um prisma reflector. Quando o nível do líquido atinge o prisma reflector, a luz escapa fortemente para o líquido atenuando o sinal, ou seja, este detecta a presença ou ausência do líquido, pela presença ou ausência de um sinal luminoso de retorno [7].

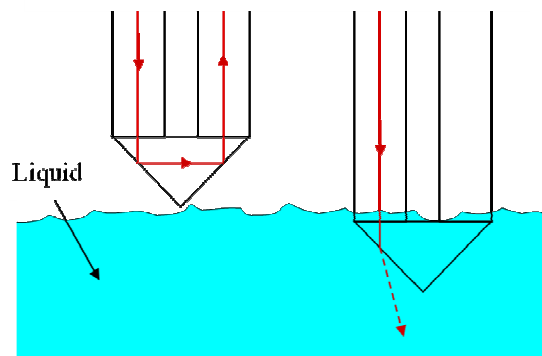


Figura 2.9 - Sensor de presença de um líquido baseado na reflexão interna total [8]

2.1.3 Sensores de fibra óptica de intensidade baseado no campo evanescente

O fenómeno de onda evanescente advém do facto de que quando a luz se propaga ao longo de uma fibra óptica, a luz não é totalmente confinada à região do núcleo estendendo-se ao vidro envolvente, ou seja, à região da bainha. A porção da onda de luz na região envolvente da bainha é chamada de onda evanescente.

Este fenómeno tem sido usado para fabricar um dos mais comuns componentes na fibra óptica: acopladores direccionais. A intensidade do acoplamento entre duas fibras é uma função da distância entre os núcleos de ambas as fibras. Quanto menor essa distância, mais forte o acoplamento ficará.

A figura 2.10 mostra um sensor de fibra óptica baseado neste conceito de onda-acoplamento evanescente. A luz é injectada numa das fibras, e irá se propagar para uma região onde um segundo núcleo é colocado muito próximo (distância é da ordem dos 10 a 20 μm), sendo que desta forma parte da onda evanescente da primeira fibra está dentro da região da segunda fibra. Resultando assim no acoplamento da onda evanescente. A eficiência do acoplamento é directamente proporcional à distância de separação entre as duas fibras, além de que depende igualmente do comprimento de onda da luz, do índice de refração relativo do meio no qual a fibra está inserida, e do comprimento de interacção. Quando existe uma alteração de um efeito ambiental como a pressão (uma onda acústica) ou a temperatura, isto leva a uma alteração da distância entre as duas fibras, resultando numa alteração da eficiência de acoplamento. Assim, a intensidade da luz detectada na segunda fibra é igualmente alterada. De onde se conclui que, pela monitorização da alteração da intensidade da segunda fibra, a alteração ambiental pode ser medida [7].

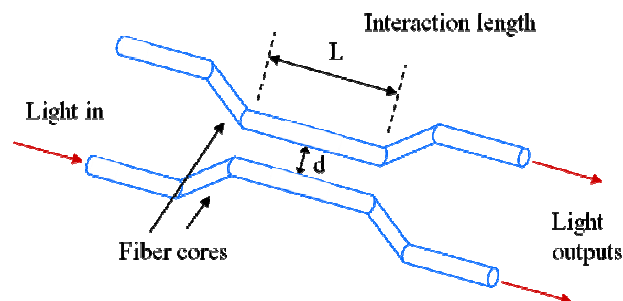


Figura 2.10 - Sensor de fibra óptica baseado no campo evanescente [8]

2.1.4 Sensor de fibra óptica de intensidade baseado na modulação de perdas por micro curvaturas

Uma outra forma de como a luz pode ser perdida de uma fibra óptica, é quando o raio da curvatura da fibra excede o ângulo crítico necessário para confinar a luz à área do núcleo, levando a uma fuga para a bainha. Localmente uma micro-curvatura é um conjunto periódico de curvaturas uma fibra que no seu conjunto atenuam o sinal acoplando os modos mais elevados do núcleo para a bainha, resultando numa modulação de intensidade de luz

propagada pela fibra óptica. Este tipo de sensores de micro-curvatura podem ser aplicados para medir vibração, pressão, e outros efeitos ambientais. A figura 2.11 apresenta a base típica deste tipo de dispositivo que consiste numa fonte luminosa, numa secção de fibra óptica posicionada num transdutor de micro-curvatura e num fotodetector. Em alguns casos, o transdutor de micro-curvatura pode ser implementado usando cabos de fibra especiais ou em fibra óptica que é simplesmente otimizada para ser sensível às perdas por micro-curvaturas. Assim, os efeitos ambientais resultarão num aumento ou diminuição da atenuação através do transdutor, isto devido às perdas de luz resultantes de pequenas curvaturas na fibra óptica [7].

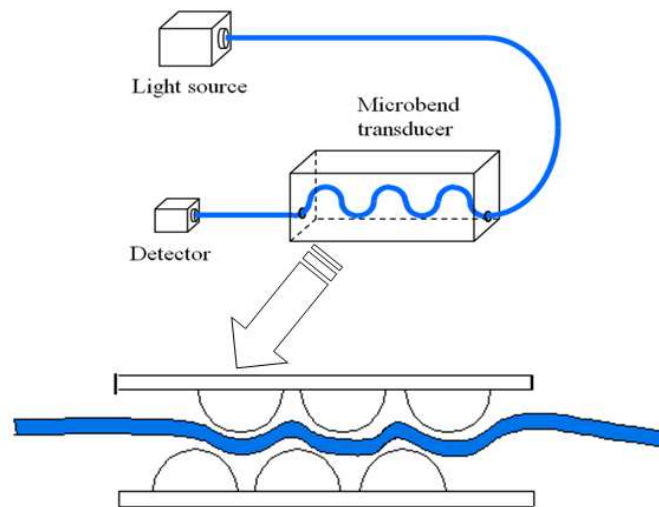


Figura 2.11 - Sensores de fibra óptica por micro-curvatura [8]

A maior vantagem de uma fibra sensível à micro-curvatura reside no baixo custo das próprias fibras ópticas, e na vasta área que poderá abranger quando acopladas a outras técnicas. A principal desvantagem de usar estas fibras, sensíveis à micro-curvatura, reside no facto da sua precisão global ser normalmente muito baixa [5].

2.1.5 Sensor de fibra óptica de intensidade baseado em placas com aberturas

Um tipo de sensor de intensidade é um dispositivo baseado em placas com aberturas, como o apresentado na figura 2.12. Neste tipo de sensor, um feixe de luz óptico de entrada é colimado por uma lente (torna paralelos os raios divergentes) e passa através de um sistema com duas placas com aberturas. Uma das placas é fixa enquanto a outra é móvel. Com

aceleração, a posição relativa das placas altera, resultando num sinal modulado em intensidade na fibra óptica de saída.

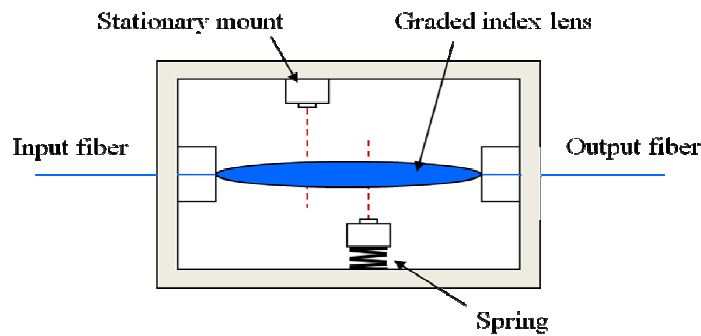


Figura 2.12 - Sensor de fibra de intensidade baseado em placas com aberturas mede a vibração ou aceleração através de um efeito de obturação [7, 8]

Uma das limitações deste tipo de dispositivo é que, como as placas se movem de uma posição totalmente transparente para uma posição totalmente opaca, a sensibilidade relativa do sensor muda, como é apresentado na figura 2.13. Para uma sensibilidade óptima as placas devem estar na posição de meio-aberto/meio-fechado. Aumentar a sensibilidade significa diminuir o tamanho das aberturas, no entanto, esta opção limita a gama dinâmica [7].

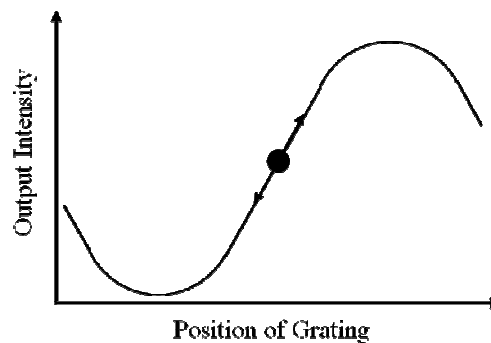


Figura 2.13 - Limitações da gama dinâmica do sensor baseado em placas com aberturas, apresentado na figura 2.12 [7, 8]

2.2 Sensor de Fibra Óptica de Intensidade Auto-Referenciado

Neste sub-capítulo é apresentada uma solução para que os sistemas de sensores de fibra óptica de intensidade produzam medições que apenas derivem da grandeza a medir, não sendo portanto afectadas por outros parâmetros indesejáveis.

Tal como já foi referido no capítulo anterior, as grandes desvantagens da utilização dos sensores modulados em intensidade baseiam-se nas flutuações de potência da fonte luminosa

e/ou nas perdas indesejáveis ao longo da ligação ou rede transmissão/recepção, que são indistinguíveis das variações do transdutor. Para ultrapassar este problema é necessário implementar algum tipo de técnica de referenciação.

Assim, a utilização de um sinal óptico de referência irá permitir a calibração da resposta do sensor, estando sujeito à influência do meio ambiente de forma análoga ao sinal óptico do sensor (mensurando), o que possibilita que a informação que for comum a ambos seja rejeitada prevalecendo apenas os dados fornecidos pelo sensor, garantindo desta forma a minimização das demais variações.

Desta forma, deverão existir técnicas para que os sinais ópticos (o mensurando e o de referência) possam ser separados e identificados, tal como é apresentado pela figura 2.16. Esta separação é normalmente conseguida recorrendo-se a métodos de separação espacial, separação através de comprimento de onda, separação temporal, separação em frequência ou através de combinação destes métodos [1, 12, 13].

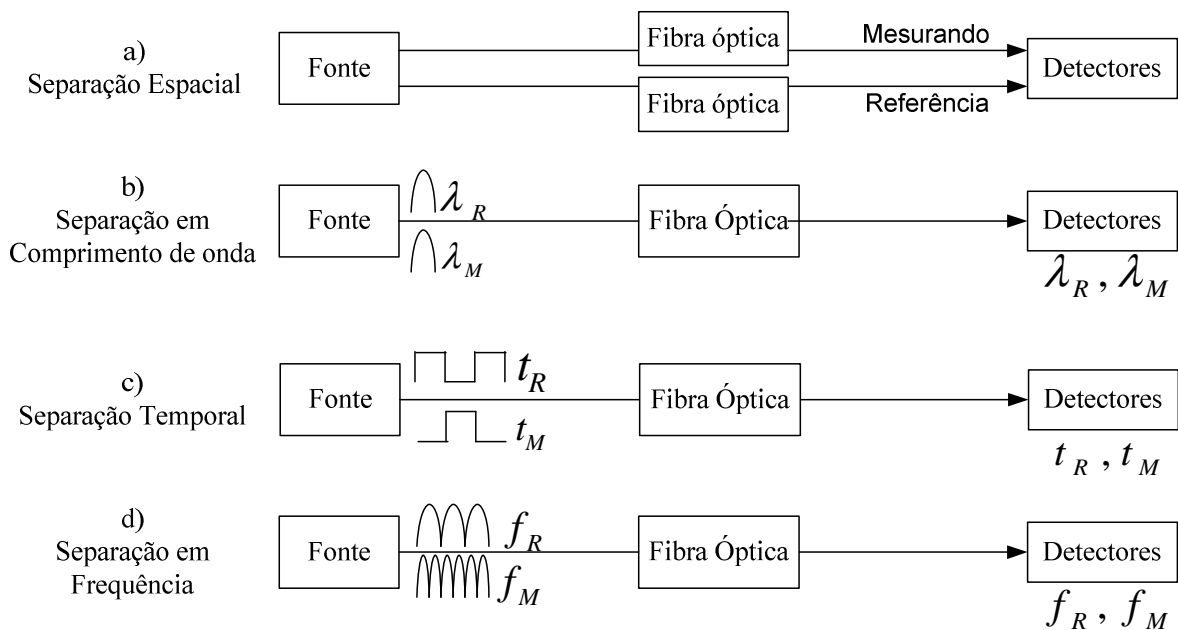


Figura 2.14 - Diagramas esquemáticos das básicas e principais técnicas de referenciação: a) separação espacial; b) separação em comprimento de onda; c) separação temporal; d) separação em frequência

2.2.1 Separação Espacial

Para separar os sinais do mensurando e de referência no domínio espacial, são usadas duas fibras ópticas fabricadas com o mesmo vidro e com o mesmo comprimento. Segundo a figura 2.14 a), a fibra é conectada à fonte, ao sensor e ao fotodetector, sendo esta que

transporta o sinal do mensurando. A outra fibra colocada ao longo da primeira, de forma a não ser influenciada pelo sensor, é aquela que transporta o sinal de referência. Porque ambas as fibras estão sujeitas às mesmas condições externas e às mesmas variações na intensidade da fonte de luz, estes efeitos podem ser facilmente rejeitados. Esta técnica é de fácil implementação, não requer equipamentos electrónicos complexos e caros, e trabalha com a maioria dos tipos de sensores de intensidade.

Os sistemas de sensores de fibra óptica que empregam a técnica descrita foram construídos, principalmente, para a medição de temperatura, deslocamento e pressão.

Uma das desvantagens desta técnica é o uso de duas fibras. A presença de dois canais físicos similares requer dois conjuntos equivalentes de componentes ópticos e electrónicos. Temos ainda que as fibras que formam os canais podem não ser exactamente iguais, e o efeito do ambiente na propagação do sinal ao longo das fibras pode ser também diferente. O uso de fibras com duplo núcleo pode minimizar este problema e realizar uma separação espacial dos canais mais atractiva [1, 13].

2.2.2 Separação em comprimento de onda

Neste método, a técnica do uso de duplo comprimento de onda é usada para criar os canais do mensurando e de referência, e a mesma fibra pode ser usada para ambos os canais, como é apresentado na figura 2.16 b). O espaçamento espectral permite a sua separação em comprimento de onda através da utilização de componentes simples de desmultiplexagem em comprimento de onda (*WDM*). Os componentes de multiplexagem em comprimento de onda são igualmente necessários se os sinais ópticos forem emitidos a partir de duas fontes ópticas separadas. De notar, que ao estarem em comprimentos de onda distintos serão comparados de forma a rejeitar as variações em modo comum.

A escolha dos comprimentos de onda para os sinais ópticos deve assegurar que estes estejam o mais próximo possível, de modo a minimizar variações indesejáveis resultantes dos diferentes conteúdos espectrais dos sinais. No entanto, é importante referir que a diminuição da separação entre os comprimentos de onda dos sinais aumenta o *crosstalk* óptico. Desta forma, terá de existir um compromisso entre estes dois aspectos, tendo em conta a precisão desejada para o sistema de medida. Por outro lado, poderão ainda haver perdas dependentes do comprimento de onda que poderão introduzir erros na medição [1, 13].

2.2.3 Separação Temporal

Neste tipo de referenciação, os canais estão separados temporalmente sobre a mesma ligação de fibra óptica, como é apresentado pela figura 2.14 c). O elemento principal dos diferentes esquemas de construção de um canal de referência no domínio temporal é um pedaço de fibra longo, sendo este suficiente para gerar um trem de impulsos. Um impulso luminoso de curta duração é injectado periodicamente na estrutura, desdobrando-se num trem de impulsos. A informação sobre o mensurando é retirada pela comparação dos impulsos do mesmo trem. Esta técnica pode ser usada com diferentes sensores e foi demonstrada para medição da pressão e temperatura.

Um exemplo de uma configuração será de uma topologia *Fabry-Perot* em modo reflectivo, ilustrada pela figura 2.15. Esta pode ser construída por dois espelhos, um parcialmente reflector e outro totalmente reflector (que faz parte do sensor), um pedaço de fibra óptica para a interligação e com comprimento suficiente para gerar um trem de impulsos, e um fotodetector com uma unidade de processamento de sinal. A cabeça sensora é então o pedaço de fibra óptica colocada entre dois espelhos M1 e M2.

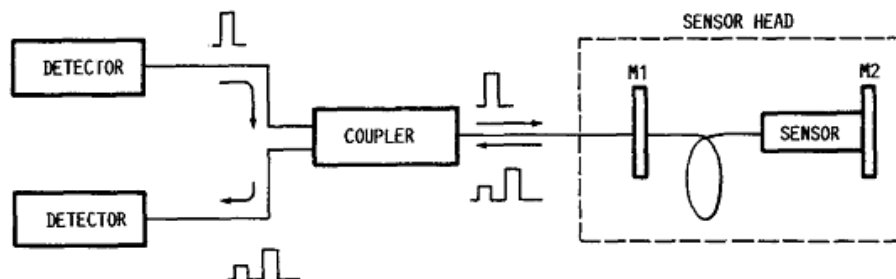


Figura 2.15 - Topologia de *Fabry-Perot* utilizada para introdução de separação temporal entre impulsos ópticos em modo reflectivo [13]

Um impulso óptico, com duração de 5ns e com uma taxa de repetição de 10KHz, é injectado no sistema e atinge a cabeça sensora onde é parcialmente reflectido pelo primeiro espelho, M1, formando o impulso de luz de referência. A restante porção da potência transmitida através deste espelho entra no pedaço de fibra óptica sendo reflectido pelo segundo espelho, M2, propagando-se pelo mesmo pedaço na direcção inversa, e saí do sistema produzindo um segundo impulso. Por outro lado, a intensidade óptica restante recircula, novamente, entre os dois espelhos, dando origem a um novo impulso à saída do primeiro espelho. É gerado desta forma iterativa, um trem de impulsos de amplitude

decrecente que irá incidir no fotodetector, até que a energia do impulso recirculante se extinga [14].

A quantidade de potência acoplada ao pedaço de fibra, na forma reflectiva, pelo segundo espelho depende do comprimento do mesmo. As amplitudes dos demais impulsos gerados serão processadas de forma a recuperar o valor do mensurando.

Apesar de eliminar os efeitos devido às flutuações ópticas e de acoplamento fibra-espelho, podem estar associadas susceptibilidades de variações de potência ao longo comprimento do pedaço de fibra óptica, visto que o segundo impulso percorre o caminho óptico, dentro da cavidade, uma única vez, enquanto o terceiro já terá mais uma volta completa no interior da mesma, até atingir o fotodetector. Uma forma de minimizar este erro, é diminuir o pedaço de fibra dentro da cavidade, levando a que a diferença temporal entre impulsos diminua, mas que se for demasiado pequeno poderá ser difícil à electrónica distinguir os impulsos [1, 13, 14].

O atraso entre o segundo impulso e o de referência é dado por $\Delta = \frac{2Ln}{c}$, onde L é o comprimento do pedaço de fibra óptica, n é o índice de refração da fibra e c é a velocidade da luz no vácuo. Segundo [14], este atraso é de $\cong 10ns$ considerando 1 metro de fibra.

Um outro exemplo é apresentado na figura 2.16.

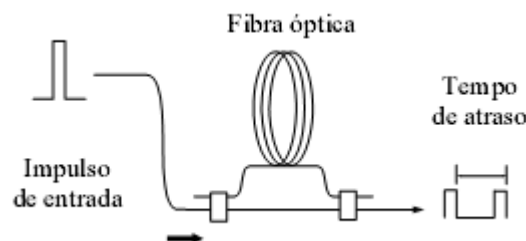


Figura 2.16 - Esquema de referência temporal de sensores de fibra óptica de intensidade utilizando uma topologia de Mach-Zehnder [1]

Baseia-se numa topologia de *Mach-Zehnder* na qual o mensurando actua no braço do sinal, estando a linha de atraso colocada no braço de referência. Assim, cada impulso à entrada da configuração gera somente dois impulsos à saída, um de sinal e outro de referência, sendo uma vantagem significativa comparativamente às configurações que apresentam um trem de impulsos à saída, como é o exemplo da anterior [1].

2.2.4 Separação em Frequência

Uma das formas de referenciação em frequência, apresentada pela figura 2.14 d), é baseada no grau de interferência construtiva entre ondas sinusoidais de modulação da potência óptica utilizando num dos percursos uma linha de atraso óptica. Para um comprimento fixo da linha de atraso, aplicado ao mensurando, o grau de interferência construtiva é apenas dependente da frequência da onda sinusoidal moduladora. Deste modo, quando se toma a razão da amplitude de dois sinais, que são obtidos devido à modulação de intensidade da fonte óptica a duas frequências diferentes, o resultado apenas depende das perdas induzidas pelo mensurando na cabeça sensora. Este resultado é, por conseguinte independente de outras perdas que possam ocorrer ao longo do sistema óptico.

Assim, recorrendo à resposta em frequência temos que, para algumas frequências, a saída apresenta máximos de batimento, sendo estas frequências designadas de frequências de interferência construtiva (f_C), enquanto para outras frequências o batimento produz níveis menores de potência óptica (frequências de interferências não construtiva (f_{NC})) [1].

Neste caso, não são necessários componentes especiais tais como WDMs e pode-se escolher as frequências de análise que se pretenderem, bastando para isso projectar o comprimento da linha de atraso de forma adequada. Por outro lado, há possibilidade de modular a fonte com as duas frequências de modulação ao mesmo tempo, permitindo a medição de fenómenos de duração curta.

Neste capítulo o sensor de intensidade em fibra óptica foi apresentado mais em detalhe, assim como alguns exemplos da sua utilização para a monitorização de determinados mensurandos físicos. Dado que este tipo de sensores é influenciável por um conjunto de parâmetros indesejáveis, que derivam da grandeza física a medir, várias técnicas para implementação de um esquema de referenciação são abordadas, de forma a minimizar a influência destes mesmos parâmetros indesejáveis.

3. Instrumentação Virtual

Este capítulo visa abordar toda a interligação desde os sistemas de sensores de fibra óptica totalmente ópticos, passando pelos sistemas com migração electro-óptica, até aos sistemas com instrumentação virtual, sendo este último a razão deste projecto.

Posteriormente será introduzido o conceito de instrumentação virtual e como será aplicada na gestão dos sensores de fibra óptica de intensidade.

3.1 Linha de atraso no domínio Óptico

A figura 3.1 ilustra a topologia base utilizada neste projecto, ou seja, a topologia de *Mach-Zehnder* em fibra óptica em modo transmissivo. A resposta em frequência desta topologia, quando a corrente de alimentação da fonte óptica é modulada em frequência, mostra que para algumas frequências as suas saídas apresentam máximos de batimento, sendo denominadas frequências de interferência construtiva (f_C), enquanto para outras o batimento produz menores níveis de potência óptica, sendo estas denominadas frequências de interferências não construtiva (f_{NC}) [1].

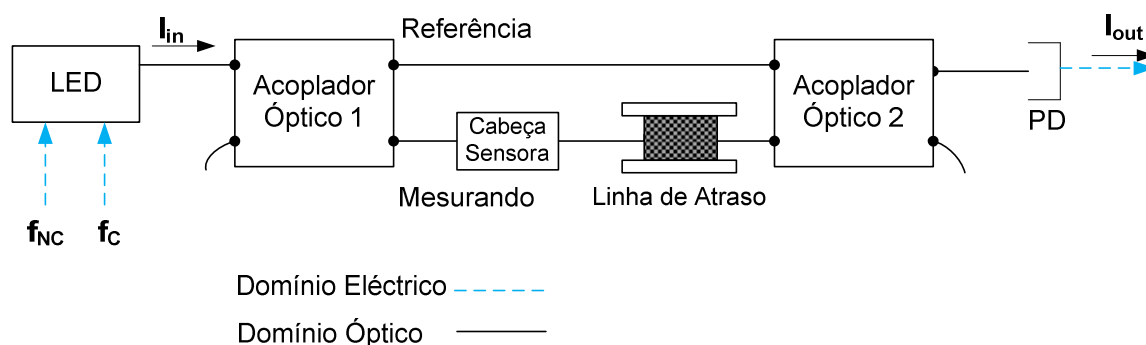


Figura 3.1 - Diagrama de blocos da estrutura sensora, muito semelhante à topologia *Mach-Zehnder*, totalmente óptica

Para a topologia ilustrada pela figura 3.1, pode-se definir a potência óptica que entra no sistema como:

$$I_{in} = I_o + i_{in} \tag{3.1},$$

sendo I_o o valor constante da potência óptica e $i_{in} = Be^{j\omega t}$ (3.2) caracteriza a modulação da mesma com um valor máximo B e frequência angular ω ($\omega = 2\pi f$). Negligenciando a parcela

constante de potência óptica associada a I_o , é possível caracterizar a potência de saída variável para a topologia ilustrada pela figura 3.1, como:

$$\begin{aligned}
 i_{out} &= (1 - \gamma).(1 - k).i_{in} + (1 - \gamma).k.h(L).A.e^{-j\Omega_{dif}}.i_{in} \Leftrightarrow \\
 &\Leftrightarrow i_{out} = (1 - \gamma).[(1 - k) + k.h(L).A.e^{-j\Omega_{dif}}].i_{in} \Leftrightarrow \\
 &\Leftrightarrow \frac{i_{out}}{i_{in}} = (1 - \gamma).[(1 - k) + k.h(L).A.e^{-j\Omega_{dif}}] \quad (3.3),
 \end{aligned}$$

onde k representa o coeficiente de acoplamento inerente ao próprio acoplador; $(1 - \gamma)$ é o factor de perda por inserção do acoplador; $e^{-j\Omega_{dif}}$ é o factor que representa o atraso temporal relativo à propagação da radiação na linha de atraso de comprimento L ; A é a atenuação induzida e h é o factor de atenuação que está associado à propagação da luz na fibra de atraso, sendo dado por:

$$h(L) = 10^{\left(\frac{-\alpha.L}{10}\right)} \quad (3.4),$$

com α a ser a perda de propagação por unidade de comprimento [dB/km], considerando L em quilómetros [1].

Nestas equações temos ainda o factor Ω_{dif} que indica a diferença de fase eléctrica entre o sinal de referência e o mensurando, sendo dado por:

$$\Omega_{dif} = \frac{2\pi}{c}.f.n.L \quad (3.5),$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, n é o índice de refração do núcleo da fibra óptica e f a frequência de modulação do sinal óptico. De notar que o factor (L) , da equação anterior, indica que o sinal óptico percorre a fibra apenas uma vez, ou seja, o sistema encontra-se em modo transmissivo. Caso estivesse em modo reflectivo, por exemplo, recorrendo-se a um espelho, o sinal seria devolvido pela mesma fibra de entrada e teríamos o factor $(2L)$. Aumentando ou diminuindo o comprimento do rolo de fibra (L) , a diferença de fase eléctrica, entre o sinal de referência e o mensurando, pode ser ajustada.

A figura 3.2 ilustra o funcionamento de um acoplador aquando da divisão do sinal óptico. A expressão (3.3) inclui o respectivo factor quer para o sinal de referência, $(1 - k)$, quer para o mensurando, k .

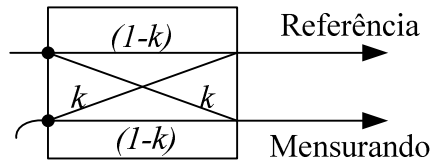


Figura 3.2 – Coeficientes de acoplamento inerentes ao acoplador óptico

3.2 Linha de atraso no domínio Electro-Óptico

A topologia já apresentada, pela figura 3.1, pode ser implementada usando uma configuração electro-óptica, substituindo o rolo de fibra de atraso, em cada ponto de medição (ponto de monitorização), por um compacto e reconfigurável atraso eléctrico no estágio de recepção, tal como é representado pela figura 3.3.

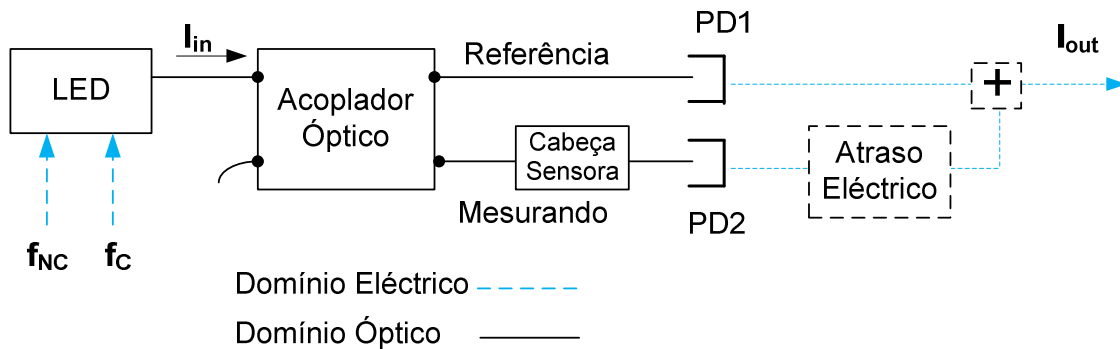


Figura 3.3 – Diagrama de blocos da estrutura sensora, muito semelhante à topologia *Mach-Zehnder*, recorrendo a um atraso eléctrico

As grandes vantagens do uso de linhas de atraso no estágio eléctrico de recepção (por meio de circuitos) em vez dos rolos de fibra óptica são as seguintes:

→ **Frequência de modulação arbitrária:** qualquer valor de frequência de modulação pode ser escolhido. Os parâmetros de auto-referenciação dependem apenas da diferença de fase eléctrica, introduzido pelo atraso eléctrico;

→ **Zona de monitorização compacta:** não são necessários rolos de fibra óptica na zona de monitorização, sendo preservado o desempenho da configuração totalmente óptica;

→ **Flexibilidade:** o comportamento da técnica de auto-referenciação pode ser modificado num único ponto e de uma forma flexível apenas pela alteração da fase eléctrica (domínio eléctrico) no estágio de recepção [15].

3.3 Linha de atraso no domínio Virtual

Neste projecto, foi proposto a criação de um sistema que substituísse um atraso, que anteriormente tinha sido introduzido através de um rolo de fibra óptica de atraso no estágio de medição, ou através de um atraso eléctrico no estágio de recepção, por um atraso no domínio virtual. Para garantir essa premissa, foi necessário recorrer à instrumentação virtual e ter por base a linguagem “G”, ou seja o LabVIEW®, tal como é ilustrado na figura 3.4.

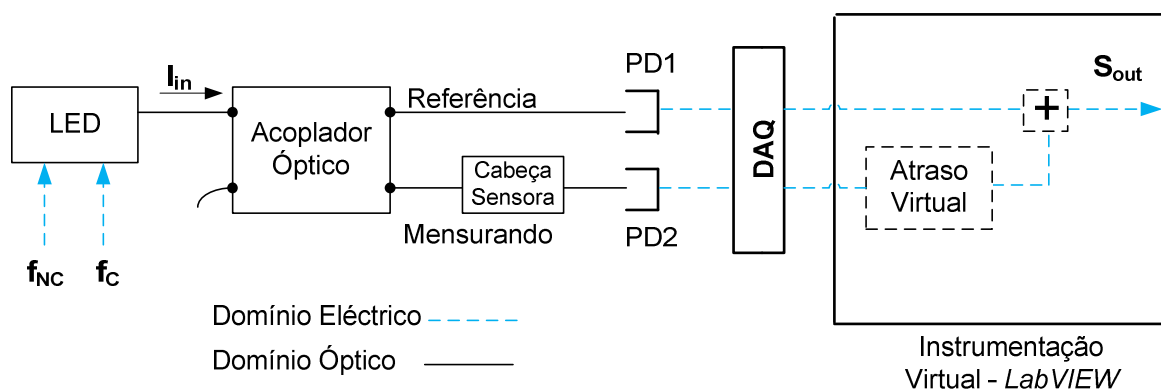


Figura 3.4 - Diagrama de blocos da estrutura sensora, muito semelhante à topologia Mach-Zehnder, recorrendo a um atraso virtual

Assim e considerando a figura anterior, o sinal óptico proveniente do díodo emissor de luz (LED) é dividido recorrendo-se a um acoplador óptico, que divide a potência do sinal de entrada em 50/50, respectivamente. Com a divisão óptica, obtemos dois novos sinais sendo designados como sinal de Referência e sinal do Mensurando. Após o sinal Mensurando ter sofrido a influência do próprio mensurando, daí a designação de sinal mensurando, ambos os sinais ópticos, são recolhidos pelos respectivos fotodetectores PD1 e PD2 (*PhotoDetector*), e convertidos, nos respectivos, sinais eléctricos. Posteriormente são aplicados a uma placa de aquisição de dados (DAQ – *Data AcQuisition*), que tem como missão enviar os dados provenientes de sinais eléctricos ao computador, por USB, onde são manipulados e tratados de acordo com as necessidades.

A configuração da placa de aquisição de dados será abordada no capítulo 5.

Após os sinais estarem disponíveis para manipulação, o atraso será aplicado ao mensurando de forma a simular o atraso eléctrico ou o rolo de fibra de atraso, já abordados anteriormente.

Com recurso à instrumentação virtual, além das vantagens já referidas no sub-capítulo 3.2 (frequência de modulação arbitrária; zona de monitorização compacta e flexibilidade), como temos tudo agregado no computador resultam nas vantagens associadas ao controlo, desempenho, optimização dinâmica dos demais sensores de intensidade e ainda no tratamento dos dados resultantes, sem qualquer necessidade de um circuito electrónico ajustável.

3.4 Instrumentação Virtual

Um instrumento real genérico pode ser visto como um aparelho dotado dos seguintes componentes:

- um elemento sensor;
- um transdutor;
- um painel de controle e medição;
- um painel de conexões.

Outros componentes eventualmente fazem parte do instrumento (por exemplo, circuitos electrónicos, etc) porém, os elementos acima apresentados são suficientes para construir um modelo genérico do instrumento.

O sensor é o componente que aparece num instrumento de medida, que o habilita a monitorizar uma dada grandeza física, por exemplo, tensão, temperatura, pressão, etc.

O transdutor é um elemento que converte uma grandeza física de uma dada natureza numa de outro tipo. Por exemplo, um microfone transforma a onda acústica num sinal eléctrico, enquanto uma coluna faz o oposto - são ambos transdutores electromecânicos.

O painel de controlo e medição (geralmente, no painel frontal - *Front Panel*) contém botões, chaves, indicadores e *displays* que permitem operar o instrumento. O painel de conexões (geralmente designado por painel traseiro - *Back Panel*) contém os terminais aos quais se conecta os elementos sensores, por exemplo, através de cabos ou fios.

A transdução da grandeza física genérica para a forma eléctrica é requerida em equipamentos cujo funcionamento é electrónico (actualmente, é a maioria). Em geral, o painel de controlo opera electronicamente, bem como o de processamento do sinal. A figura 3.5 mostra esquematicamente os dois tipos básicos de instrumento: o de medida e o de controlo.

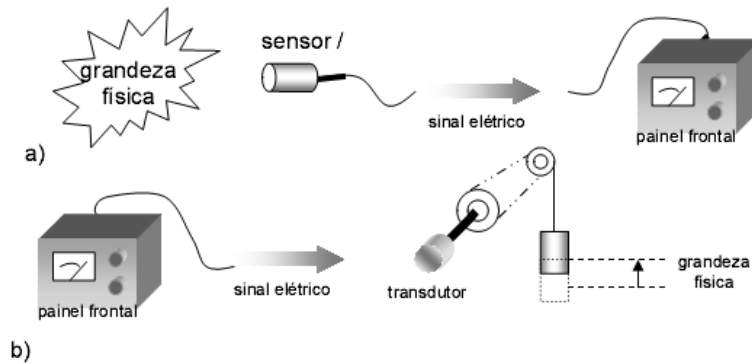


Figura 3.5 - Modelo de equipamentos de: a) medição e b) controle [16]

O operador humano usa esses equipamentos fazendo as conexões dos cabos de ligação com os demais dispositivos através do painel de conexões, e opera o mesmo através do painel frontal. Dizemos então que o conjunto desses painéis constitui a interface conceitual entre o equipamento (real) e o utilizador.

Introduzindo o conceito de Instrumentação Virtual (ou Equipamento Virtual), este é um sistema formado por um computador e um equipamento de medição ou equipamento de comando (reais), colocados em comunicação. Um *software*, em execução no computador, torna o equipamento ou o controlador acessível ao utilizador através de uma interface gráfica. Essa interface é dotada de botões, chaves, mostradores, indicadores, painéis de exibição de gráficos, etc, apresentados como objectos interactivos, animados sob acção do operador através do apontador do rato. O equipamento conectado ao computador pode ser desde um equipamento completo, como um osciloscópio, analisador de espectros etc, ou mesmo um simples sensor como um termopar (medição de temperatura), um extensómetro (medição de deformações de corpos), etc.

Os botões e indicadores que aparecem no painel do instrumento virtual podem não corresponder aos controles reais do instrumento que está conectado ao computador. Isto é, usando o computador, podemos ampliar a funcionalidade de um instrumento acrescentando-lhe novas funções, executadas pelo computador, com as medidas fornecidas pelo instrumento. Por exemplo, se acoplarmos ao computador um osciloscópio digital que não tenha a função de análise espectral, podemos obter os dados do sinal adquiridos pelo osciloscópio, processá-los no computador usando-se um algoritmo de FFT (Transformada Rápida de *Fourier*) e assim realizar uma análise espectral do sinal. O conjunto osciloscópio digital com um computador executando a transformada de *Fourier*, forma um Analisador de Espectro Virtual [16].

Com o aparecimento dos ambientes gráficos de programação e visando simplificar a tarefa de quem desenvolve aplicações que manipulam dados de equipamentos, surgiram as chamadas linguagens de programação visual. Uma dessas linguagens é usada pelo *LabVIEW®*, *software* que aliás será usado no decorrer deste trabalho.

3.4.1 LabVIEW®

O **LabVIEW®** (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) é uma linguagem de programação gráfica desenvolvida pela *National Instruments*.

Os principais campos de aplicação do *LabVIEW®* baseiam-se na realização de medições e na automação. A programação é feita de acordo com o modelo de fluxo de dados (*dataflows*), o que oferece a esta vantagens na aquisição de dados e sua posterior manipulação.

Os programas em *LabVIEW®* são chamados de instrumentos virtuais (*VI – Virtual Instruments*), porque a sua aparência e operação imita os equipamentos físicos, tal como osciloscópios ou multímetros. O programa não é processado por um interpretador, mas sim compilado. Desta forma, o seu desempenho é comparável àquele exibido pelas linguagens de programação de alto nível. A linguagem gráfica do *LabVIEW®* é chamada "G" [17].

Um VI é composto pelo:

- **Painel Frontal** que oferece a interface com o utilizador;
- **Diagrama de Blocos** que contém o código gráfico que determina a funcionalidade do VI, isto por blocos;
- **Ícones/Conectores**: que identificam o VI de modo que possa ser usado num outro VI, passando a ser designado de *SubVI* (correspondendo a uma sub-rotina).

Esta arquitectura de funcionamento, faz do *LabVIEW®* um processador de sinal contínuo, ou seja, um processador em tempo real. Os sinais, adquiridos externamente ou gerados internamente, estão sempre em processamento, e cada vez que o valor de um controlo é alterado, o efeito que provoca é imediatamente visível nos indicadores. Por tudo isto, este *software* de desenvolvimento, torna-se vantajoso, para o tipo de projecto proposto. A sua vantagem face a linguagens como o *VisualBasic*, prende-se igualmente com o facto da sua paleta de objectos gráficos, estar mais orientada para o tratamento de sinais analógicos e

digitais, auxiliando a tarefa de construção de um ambiente gráfico amigável ao utilizador (*user-friendly*) [18].

O grande poder e versatilidade desta linguagem reside essencialmente na modularidade dos VIs e nas relações de hierarquia que é possível estabelecer entre eles.

As paletes do *LabVIEW*® fornecem as opções para criar e editar o Painel Frontal e o Diagrama de Blocos.

A figura 3.6, apresenta uma possível estrutura de um instrumento virtual, tal como implementado no *LabVIEW*®.

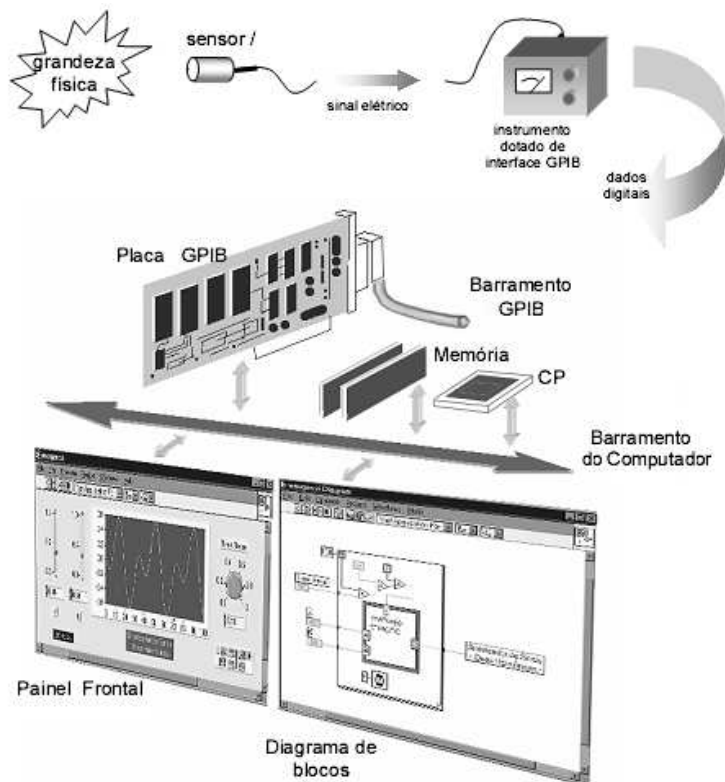


Figura 3.6 - Estrutura de um Instrumento Virtual implementado em *LabVIEW*® [16]

A sua interface conceitual é composta pelos elementos anteriormente mencionados: (i) o Painel Frontal e (ii) o Diagrama de Blocos. O processo de monitoração ou controle dá-se fisicamente no instrumento real, tal como mostrado na figura 3.5. Só que agora, o instrumento real é conectado ao computador através de uma ligação de comunicação digital (no exemplo da figura 3.6 é utilizada a interface GPIB, mas neste caso será usada a interface USB) e a operação do instrumento real é efectuada através da interface gráfica do computador com o

utilizador. O instrumento virtual pode fornecer ao utilizador um conjunto de valores melhor caracterizado do que o que seria fornecido pelo instrumento real que de facto os mediu (por exemplo, poderá fornecer esses dados filtrados de ruído, organizados numa escala mais adequada, agrupados em classes, etc). Além disso, pode valer-se de recursos de computação gráfica para produzir uma visualização dos dados mais compreensível [16].

3.4.2 VISA (*Virtual Instrumentation Software Architecture*)

Em 1993, a *National Instruments* juntou-se a um grupo de empresas para formar a Aliança dos Sistemas *VXIplug&play*. Os objectivos desta aliança são a garantia de interoperabilidade entre fabricantes para os sistemas VXI (novo *standard* para *drivers* dos equipamentos, painéis frontais acessíveis e interfaces I/O) e redução do tempo de desenvolvimento para um sistema operacional. O termo *VXIplug&Play* surgiu para indicar uma conformidade de *hardware* e *software* destes standards.

VISA é a linguagem de *software* *VXIplug&play*, que é a base para o *standard* do *software* da Aliança dos Sistemas *VXIplug&play*. O VISA, por si só, não fornece capacidade de programação do equipamento. Esta é uma interface de programação para aplicações de alto nível que chama *drivers* de baixo nível, compreendendo as interfaces GPIB, Serial, Ethernet e/ou USB.

O NI-VISA é a implementação da *National Instruments* do standard VISA I/O. NI-VISA inclui bibliotecas de *software*, utilidades interactivas (*NI Spy* e o *VISA Interactive Control*) e programas de configuração através da Medição e Automação, para todas as necessidades de desenvolvimento.

Em LabVIEW®, o VISA é uma biblioteca de funções usada para comunicar com os equipamentos através das interfaces já referidas, tal como é demonstrado pela figura 3.7. De notar que neste trabalho é usada a interface USB [19].



Figura 3.7 - VISA [19]

3.4.3 *Driver de um equipamento em LabVIEW®*

A *National Instruments* fornece *drivers* para uma larga gama de equipamentos, sendo que os respectivos *drivers* são escritos em LabVIEW®, e usados pelos protocolos VISA (*Virtual Instrumentation Software Architecture*) ou IVI (*Interchangeable Virtual Instrument*).

Em LabVIEW®, um *driver* de um equipamento é um conjunto de VI's (*Virtual Instruments*) que comunicam com um equipamento. Cada VI corresponde a uma operação programável, tal como a configuração, leitura, escrita e ligar/desligar o equipamento.

Os *drivers* do equipamento em LabVIEW® simplificam o controlo do mesmo e reduzem o tempo de desenvolvimento do programa teste, eliminando a necessidade de um utilizador aprender os complexos comandos de programação de baixo nível de cada instrumento [20, 21].

Organização do Driver de um Equipamento

Normalmente, os *drivers* dos equipamentos conferem a estrutura organizacional, apresentada pela figura 3.8.

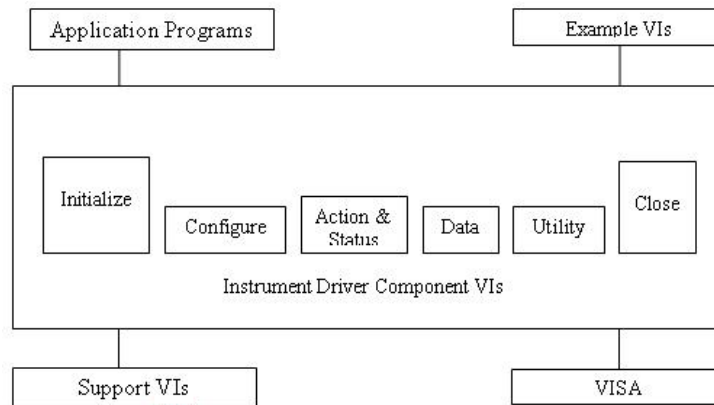


Figura 3.8 - Organização do driver do equipamento [22]

Assim a esquemática organizacional de um *driver* típico de um equipamento é constituída pelo:

→ *Initialize VI* é o primeiro *driver VI* usado, sendo que é este o responsável por estabelecer a comunicação com o equipamento. Adicionalmente, este pode estabelecer qualquer acção para colocar o equipamento no seu estado *standard* ou num outro estado específico. Geralmente, é necessário chamar o *Initialize VI* apenas uma vez no início da aplicação; este inclui a função **VISA Open**, sendo esta responsável por estabelecer uma secção VISA com o equipamento especificado;

→ *Configuration VI* é uma colecção de rotinas de software que configura o equipamento para executar a operação pretendida. Existem inúmeros *Configuration VIs*, dependendo do equipamento em particular. Após os VIs serem chamados, o equipamento encontra-se apto para recolher medições ou para estimular um sistema;

→ *Action VIs* estes iniciam ou terminam o teste e operações de medição, tais como preparar o sistema de ligação ou gerar um estímulo. Estes VIs são diferentes dos *Configuration VIs* porque não podem mudar as definições do equipamento, mas apenas ordenar o equipamento para realizar uma acção baseada na sua configuração actual. O *Status VIs* adquire o estado actual do equipamento ou o estado de operações pendentes;

→ *Data VIs* transfere dados de ou para o equipamento;

→ *Utility VIs* desempenham uma variedade de operações que são auxiliares para a maioria dos *drivers VIs* dos equipamentos. Estes VIs incluem a maioria dos *drivers VIs* do equipamento, tais como *reset*, teste, revisão, pergunta pelo erro e mensagem de erro. Os *Utility VIs* podem também incluir outros VIs que desempenham operações, tais como calibração ou armazenamento e retorno dos *setups*;

→ *Close VI* termina a conexão do software para o equipamento e liberta os recursos do sistema. Normalmente, é necessário chamar o *Close VI* apenas uma vez no fim de uma aplicação ou quando é terminada a comunicação com um equipamento. É necessário ter a certeza de que para cada chamada bem sucedida para *Initialize VI*, deve ser usado um *Close VI* adequado para evitar manter recursos desnecessários em memória; este inclui a função **VISA Close**, sendo responsável por fechar a secção VISA com o equipamento especificado [22].

Neste capítulo foram abordados diversos sistemas de sensores de fibra óptica, desde sistemas totalmente ópticos (recorrendo a um uma fibra óptica de atraso), passando pelos sistemas electro-ópticos (atraso induzido electricamente), até ao sistema que recorre à instrumentação virtual (atraso aplicado virtualmente) recorrendo à aplicação LabVIEW®. Este último possibilita vantagens ao nível da optimização dinâmica dos sensores de intensidade, supressão de equipamentos de leitura e análise, tal como osciloscópios e/ou analisadores de espectros ópticos, assim como monitorização em localizações remotas.

4. Simulação Teórica da instrumentação virtual de um sensor de fibra óptica de intensidade

Neste capítulo é descrito todo o processo para a construção de modelos de simulação teóricos para o varrimento em frequência e em atraso, em LabVIEW®.

O varrimento em frequência visa analisar a resposta do sensor à influência de um determinado mensurando recorrendo a uma gama de frequências pré-definida. Além disto, ao sinal mensurando é aplicado um atraso fixo (designado por atraso virtual) em relação ao sinal de referência, que visa substituir quer o rolo de fibra de atraso quer o próprio atraso eléctrico, tal como foi abordado no capítulo 3. Assim à medida que o número de iterações do VI aumenta, a frequência de ambos os sinais irá aumentar fazendo com que o sinal mensurando se desloque em relação ao sinal de referência, até ser atingido o término do varrimento.

Já ao nível do varrimento em atraso, este consiste em analisar a resposta do sensor a um determinado mensurando, agora, no domínio dos tempos. Para isto é utilizada apenas uma frequência de modulação que será fixa mas onde o atraso virtual aplicado ao mensurando, em relação ao sinal de referência, irá variar. Assim em cada iteração do VI, o atraso virtual será incrementado resultando no deslocamento entre ambos os sinais, isto até ao término do varrimento. A grande vantagem deste método é utilizar apenas uma frequência, obtendo resultados semelhantes àqueles obtidos no varrimento em frequência.

Assim, estes modelos teóricos são modelos que visam simular a geração dos sinais de referência e mensurando (incluindo a influência do próprio mensurando e do atraso virtual fixo), a relação entre a entrada e a saída do sistema em ambos os domínios (frequência e atraso), e finalmente a análise quantitativa do mecanismo de referenciação do sensor.

Posteriormente e com os resultados provenientes destes modelos teóricos, o objectivo é dar suporte e possibilidade de comparação com os resultados dos modelos experimentais (também construídos em LabVIEW®) que serão abordados no capítulo 5.

4.1 Varrimento em Frequência Teórico

4.1.1 Gerador de um *array* linear de frequências

Este VI tem como principal objectivo a criação de um gerador de frequências que permite realizar um varrimento linear e crescente em frequência.

Um varrimento linear em frequência consiste em adicionar à frequência inicial um incremento em frequência (que é constante, uma vez o varrimento ser linear) resultando numa frequência X . Posteriormente, à frequência X é adicionado novamente o mesmo incremento em frequência, resultando numa frequência Y . O processo repete-se até a frequência final do varrimento ser atingida. O resultado final será a geração de um sinal ao qual, em cada iteração, terá um aumento progressivo e linear da sua frequência.

Assim, para a criação de um VI que realize a função descrita (Figura 4.1) em LabVIEW®, este terá como controlos, a *Frequência Inicial* e a *Frequência Final* do varrimento. Irá incluir um *Passos de Freq.* definido como o número de passos com que será realizado o varrimento, sendo que quanto maior este último maior será o número de amostras a serem representadas, dando origem a um maior tempo de processamento.

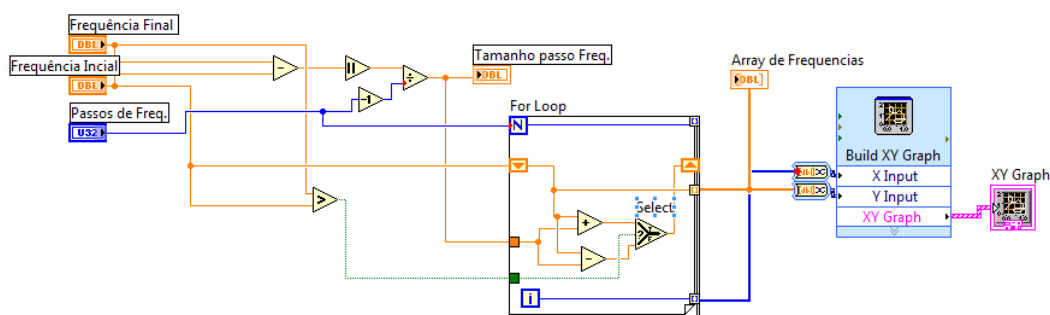


Figura 4.1 – Estrutura para a criação de um *array* de frequências linear e crescente

Como indicadores temos o *Tamanho passo Freq.* onde é apresentado o tamanho, em frequência, entre dois passos de frequência. De notar que este depende da *Frequência Inicial*, *Frequência Final* e dos *Passos de Freq.*, segundo a seguinte relação:

$$Tamanho\ passo\ Freq. = \left| \frac{Freq.Final - Freq.Inicial}{N^{\circ}\ Passos\ de\ Freq. - 1} \right| \quad (4.1)$$

onde a parcela (-1) é usada para que seja possível representar a última frequência, que corresponde à frequência final. Por exemplo, se estamos a realizar um varrimento dos 10Hz

aos 90Hz e que queremos que este seja realizado em 9 passos de frequência, resultará num tamanho de passo de frequência de 10Hz, ou seja, teremos 9 passos de frequência com um intervalo entre cada passo de 10Hz.

A estrutura **FOR LOOP**, apresentada na figura 4.1, é abordada no anexo B.1.

Posteriormente os dados gerados são representados num gráfico XY, visível pela figura 4.2, que apresenta igualmente ao utilizador todos os controlos e indicadores já descritos, aquando da figura 4.1. Ao nível do gráfico XY este apresenta a *Gama de Frequências*, como sendo a gama de frequências utilizada no varrimento, em função dos *Passos de Freq.*

Desta forma, e como pretendido, obtemos um *array* linear e crescente de frequências, que será usado no processo de varrimento em frequência, tornando-se um sub-VI, tal como apresentado pela figura 4.3, contendo os controlos já descritos.

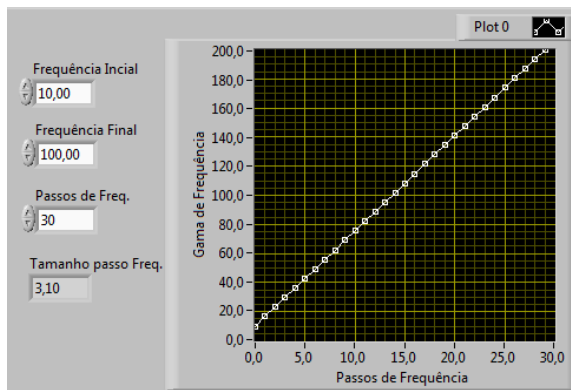


Figura 4.2 - Painel frontal do gerador de frequências linear e crescente

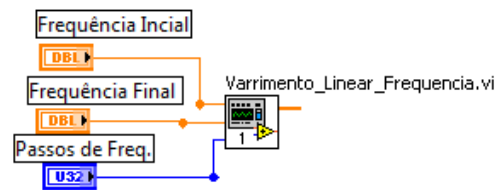


Figura 4.3 - Gerador de frequências no plano global do modelo de varrimento frequências

4.1.2 Dados Iniciais

Neste subcapítulo será explicado em detalhe a construção e o funcionamento do processo para gerar o sinal de referência e o sinal mensurando. A figura 4.4 apresenta um esquema que visa resumir o procedimento, em LabVIEW®, para que seja possível gerar o *Sinal Soma* em cada iteração. Este resulta do processo de criação de ambos os sinais (referência e mensurando), da introdução de perdas ao sinal mensurando simulando o mensurando físico e de um atraso virtual que é fixo, e finalmente da soma de ambos os sinais em cada iteração, ou seja para cada frequência definida para o respectivo varrimento.

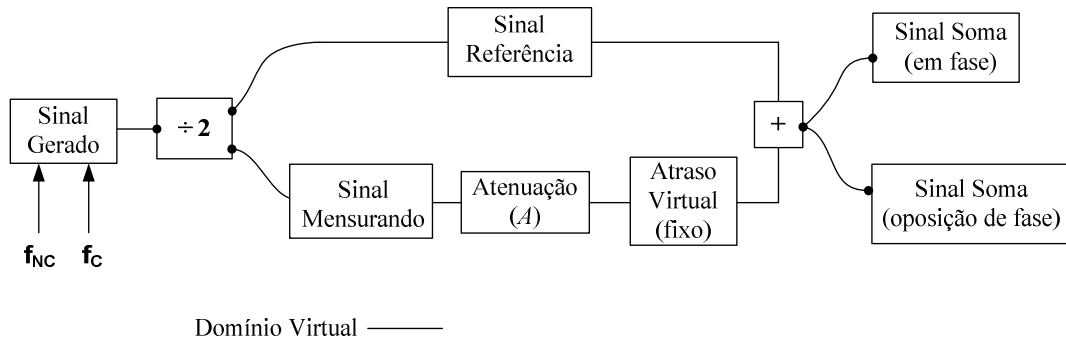


Figura 4.4 – Processo, em LabVIEW®, para gerar e somar os sinais de referência e mensurando

Estrutura *While Externo*

A estrutura *While Externo* é utilizada para que seja possível reiniciar o processo de varrimento linear de frequências, ou seja apesar da última frequência de varrimento ter sido atingida, vai permitir o reinício do processo de modo que a simulação seja realizada de uma forma contínua, tal como é possível verificar pela Figura 4.5.

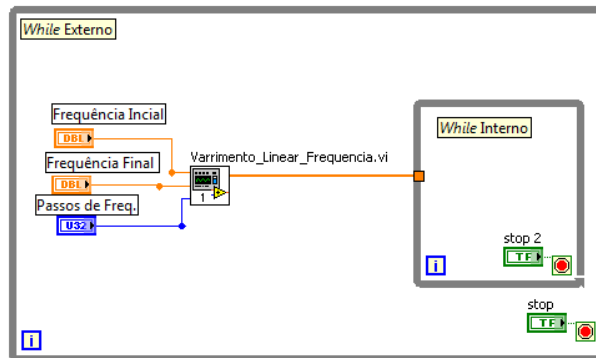


Figura 4.5 – Estrutura básica do modelo de varrimento linear de frequência

Inicialmente o sub-VI, designado por Gerador Linear de Frequências, irá conceber um *array* constituído por frequências, segundo as condições requeridas pelo utilizador, tal como está descrito no subcapítulo 4.1.1. Consequentemente, os dados são fornecidos à estrutura *While Interno*, sendo estas processadas e analisadas. Quando o último valor de frequência é processado, o sistema saí do *While Interno* e volta a entrar no *While Externo*, garantindo assim a geração de um novo grupo linear de frequências, podendo as condições do novo varrimento serem alteradas pelo utilizador.

Estrutura *While Interno*

Os N valores gerados do sub-VI, Gerador Linear de Frequências (subcapítulo 4.1.1), ao entrarem no *While Interno*, são enviados e concatenados num *array* de igual comprimento. Posteriormente, os dados concatenados são indexados, retornando em cada iteração, apenas o valor de frequência que se encontra na posição i do *array*, que varia de 0 a $N-1$. Assim, cada elemento deste *array* é tratado individualmente pelo sistema.

Como cada valor indexado é uma frequência, a cada iteração do modelo (i), o bloco *Sine Waveform* irá gerar um sinal sinusoidal à frequência actual (respectiva frequência armazenada no *array*), tal como é apresentado pela figura 4.6.

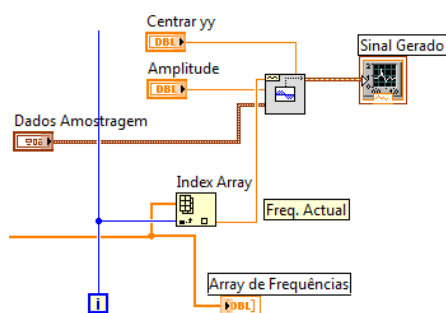


Figura 4.6 – Indexação e geração do sinal sinusoidal à frequência actual

Como controlos deste mesmo VI, temos a *Amplitude*, valor para a amplitude da forma de onda; *Centrar yy*, ficando o sinal centrado em relação ao eixo das abcissas; e *Dados Amostragem*, no qual é agregado quer a taxa de amostragem (número de amostras geradas por segundo), quer o número de amostras à qual será representada a onda gerada.

A figura 4.7 apresenta o painel de controlo com os controlos iniciais e necessários ao utilizador, para gerar o *array* com as frequências necessárias ao varrimento e com a amplitude estabelecida ao sinal sinusoidal. Contém igualmente um controlo de atraso, onde será designado o atraso, em segundos, ao sinal mensurando, para posterior representação da função de transferência (será detalhado mais à frente).



Figura 4.7 - Controlos para o utilizador gerar o *array* de frequências e o respectivo sinal base

Como indicadores, é apresentado o *Atraso (amostras)*, que indica quantas amostras foram deslocadas em função do respectivo atraso em segundos, o *Período Inicial*, que se reflecte no período do sinal à primeira frequência proveniente *array*, e *Freq.Actual*, que apresenta a frequência inerente à iteração actual.

De forma a eliminar problemas de aproximações verificados nos cálculos para representação da função de transferência, o *NºPassodeFreq.* deverá ser um número inteiro. Para isso deverá respeitar a seguinte relação:

$$N^{\circ} PassosdeFreq. = \frac{(Freq.Final - Freq.Inicial)}{Z} + 1 \quad (4.2),$$

onde *Freq.Final* e *Freq.Inicial* são respectivamente a frequência inicial e a frequência final definida para o varrimento; a parcela (+1) visa poder representar a última frequência do varrimento (advém da equação 4.1); e o factor *Z* é um n° inteiro que irá garantir que o *NºPassosdeFreq.* seja também um número inteiro. Com o aumento do factor *Z*, temos uma diminuição do *NºPassosdeFreq.*, e conseqüentemente uma menor definição da função de transferência.

O sinal gerado é então apresentado ao utilizador através do gráfico intitulado *Sinal Gerado* (figura 4.8), permitindo a visualização da evolução do sinal à medida que este adquire os diferentes valores de frequência.

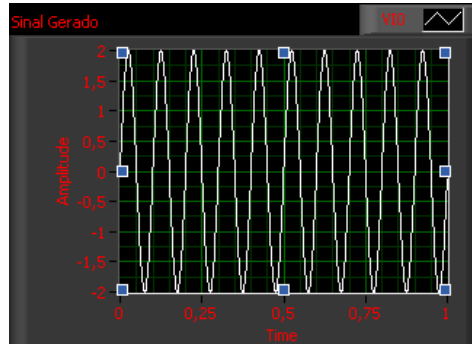


Figura 4.8 – Indicador gráfico do sinal gerado

Criação do sinal de Referência e do Mensurando

Estando criada a forma de onda que irá simular o sinal que estaríamos a receber do sistema de *hardware* (figura 4.8), este será dividido na razão de dois (figura 4.9), simulando por isso o **Divisor Óptico 50/50**, de forma a dar origem ao sinal de referência e ao sinal mensurando.

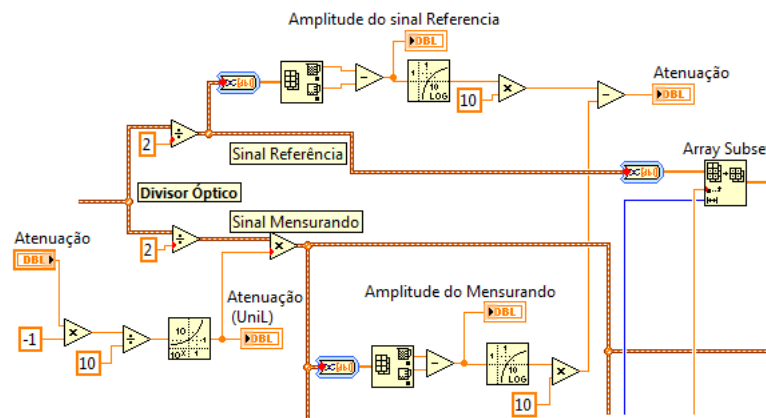


Figura 4.9 - Processo de criação do sinal de referência e do mensurando

Como o utilizador tem necessidade de introduzir um determinado nível de atenuação (*Atenuação* - controlo mais à esquerda) de forma a simular a acção do mensurando, este irá se reflectir no sinal mensurando segundo:

$$10^{\frac{(-1 \times A[dB])}{10}} = A[V] \quad (4.3),$$

onde $A[dB]$ é o valor de atenuação em dB induzido pelo utilizador. Assim, se o sinal estiver centrado segundo o eixo das abcissas, o valor máximo deste irá diminuir e o valor mínimo irá subir, de forma a que no limite tenda para zero. Ao ser introduzido 3dB de atenuação,

verificamos que o sinal mensurando tem a correspondente diminuição de 50% da sua potência.

Ao mesmo tempo e para que a atenuação induzida seja realmente aplicada ao sistema, é apresentado ao utilizador o cálculo de atenuação (*Atenuação* - indicador mais à direita) por parte do sistema, segundo:

$$Atenuação_{calculada} [dB] = Amp_{Referência} (dB) - Amp_{Mensurando} (dB) \quad (4.4),$$

onde ambas as amplitudes são determinadas pela subtracção do valor máximo pelo valor mínimo, do respectivo sinal.

Introdução de um Atraso

Nesta fase é pretendido atrasar o sinal mensurando em relação ao sinal de referência. Tal como é apresentado na figura 3.4 (sub-capítulo 3.3 – “*Linha de atraso no domínio Virtual*”), a ideia será introduzir um atraso no domínio virtual que irá substituir a necessidade quer de um atraso eléctrico quer mesmo por fibra óptica de atraso. Deste modo, permite ganhos com a eliminação de um componente activo, poupança na fibra óptica e dá a possibilidade de alterar o valor deste elemento de forma rápida e simples.

Assim, a forma encontrada para aplicar o atraso no domínio virtual, consistiu em aplicar ao mensurando um atraso X , em que X representa um determinado número de amostras. Por sua vez, essas amostras são aplicadas à função *Rotate ID array*, que fará com que, em cada iteração, as últimas X amostras do sinal mensurando passem para o início do mesmo. Desta forma, o sinal mensurando estará com um atraso fixo em relação ao sinal de referência, que mantém-se inalterado (figura 4.10). Em cada iteração, como temos um incremento crescente da frequência, isto fará com que o sinal mensurando já com o atraso fixo, previamente definido, “varra” o sinal de referência.

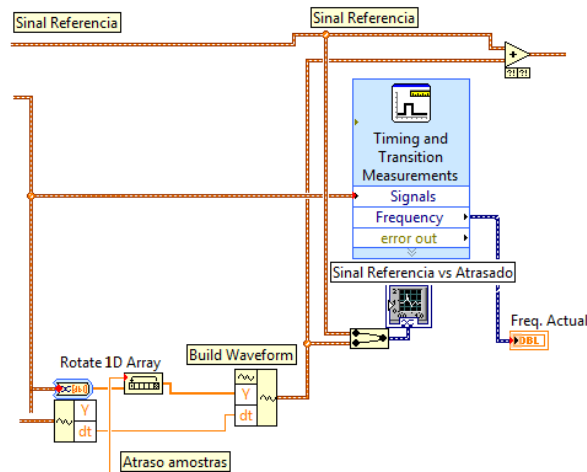


Figura 4.10 - Estrutura que garante um atraso fixo (desfasamento) do sinal mensurando em relação ao de referência

De notar que o atraso foi realizado por uma translação de amostras. Logo, na representação gráfica temos os dois sinais em função do número total de amostras com que foram gerados. No entanto, precisamos de garantir dois aspectos:

- que o atraso em segundos se reflecta num atraso em amostras, sem que a informação seja alterada;
- que a representação gráfica esteja novamente em função do tempo.

O primeiro aspecto consiste na conversão do atraso em segundos que é introduzido pelo utilizador, no respectivo atraso por amostras, que é o que o sistema utiliza para garantir o atraso do sinal mensurando em relação ao de referência, estando esse processo descrito no anexo B.2.

O segundo aspecto, ainda pela figura 4.10, é conseguido “obrigando” que o eixo das abcissas do sinal mensurando antes do processo de atraso, continue o mesmo depois deste ser atrasado, aplicando o bloco *Build Waveform*.

Lembrando a figura 4.8, que apresenta o sinal gerado, e após ser aplicada a razão de dois para dar origem ao sinal referência e ao sinal mensurando, este último foi atrasado com um valor que é fixo durante todo o varrimento. Tendo em conta que estamos a realizar um varrimento em frequência linear e crescente, e como em cada iteração ambos os sinais são somados (é possível porque ambos são constituídos pelo mesmo número de amostras), isto resultará em dois casos extremos. Se ambos se encontrarem em oposição de fase, o resultado será zero, isto porque, inicialmente ambos estavam centrados em relação às abcissas (figura

4.11 e 4.12). Se pelo contrário, estes estiverem em fase, o resultado será o dobro da potência (figura 4.13 e 4.14). De notar que na figura 4.13, como os sinais estão sobrepostos (estão em fase) pode dar a sensação que apenas temos presente o sinal de referência (a branco), o que não é verdade.

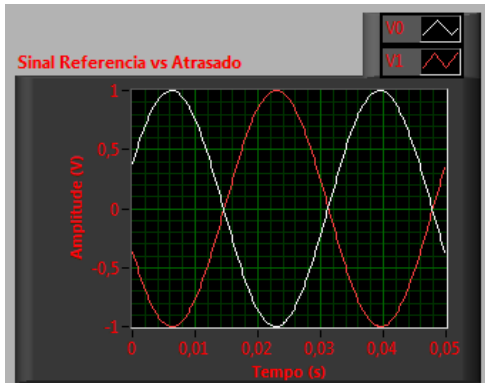


Figura 4.11 – Sinal de referência e mensurando em Oposição de Fase

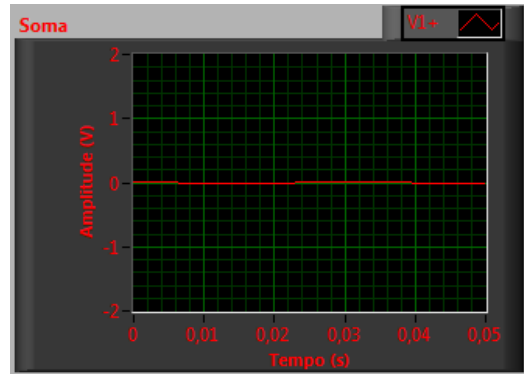


Figura 4.12 - Soma de ambos quando se encontram em Oposição de Fase

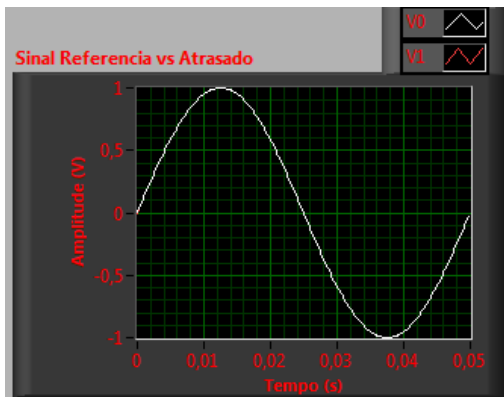


Figura 4.13 - Sinal de referência e mensurando em Fase

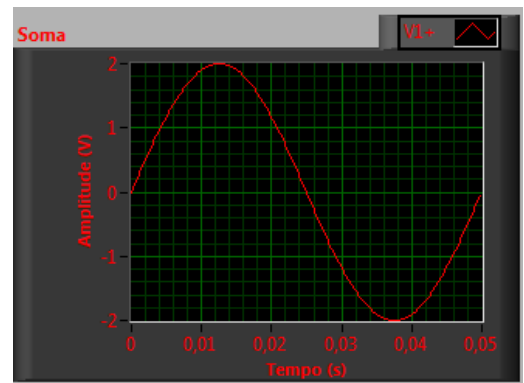


Figura 4.14 - Soma de ambos quando se encontram em Fase

Para o utilizador são apresentados, em cada iteração, os sinais gerados directamente a partir do *array* de frequências (“*Sinal Gerado*”), o sinal mensurando atrasado em relação ao sinal de referência (“*Sinal Referência vs Atrasado*”) e a soma de ambos (“*Sinal Soma*”).

4.1.3 Função de Transferência

O processo para determinar, representar e gravar a Função de Transferência do sistema será agora desenvolvido. A função de transferência é determinada, em cada iteração (a cada frequência do varrimento), pelo máximo da soma resultante entre sinal de referência e o sinal

mensurando. Isto dará origem, para algumas frequências, máximos de batimento, sendo estas frequências designadas de frequências de interferência construtiva (f_c), enquanto para outras o batimento produz níveis menores de potência óptica (frequência de interferência não construtiva, f_{NC}).

Estrutura Base

Relembrar que a modulação de um sinal eléctrico com um determinado valor máximo de potência, a diferentes frequências da potência da luz injectada na estrutura de fibra e respeitando o atraso fixo definido, irá originar, aquando da soma do sinal de referência com o sinal mensurando, diferentes posições para os valores máximos do *Sinal Soma* resultante de cada iteração.

Assim, o gráfico dos valores máximos do *Sinal Soma* em função da frequência de modulação da fonte óptica resulta na Função de Transferência, tal como é apresentado na figura 4.15.

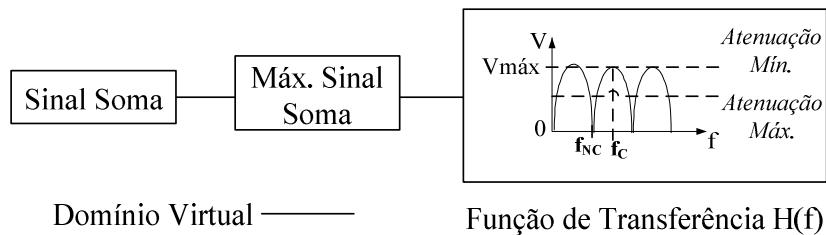


Figura 4.15 – Processo para determinar função de transferência H(f)

De modo a determinar o valor máximo referente ao *Sinal Soma* à frequência actual, é usada a função *Amplitude and Levels*.

Para representar a função de transferência do sistema foi necessário criar uma estrutura que permita essa operação, sendo designada por **Case2** (figura 4.16 e 4.17).

Para o utilizador ter a possibilidade de poder “Parar” a simulação e/ou “Salvar” os dados representados no final do varrimento sem que estes sejam apagado, foi introduzida a seguinte condição e que dá o mote para a estrutura **Case 2**:

$$Freq.Actual \geq Freq.Final \tag{4.5}$$

estamos perante o fim do varrimento, caso contrário o varrimento decorrerá com o incremento da frequência em cada iteração até ser atingida a frequência de término.

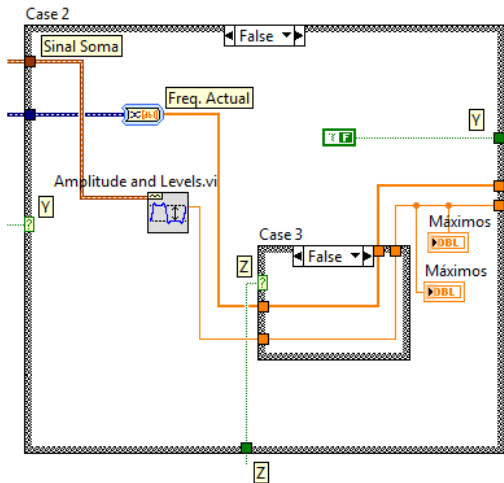


Figura 4.16 – Estrutura para quando estamos a representar a função de transferência

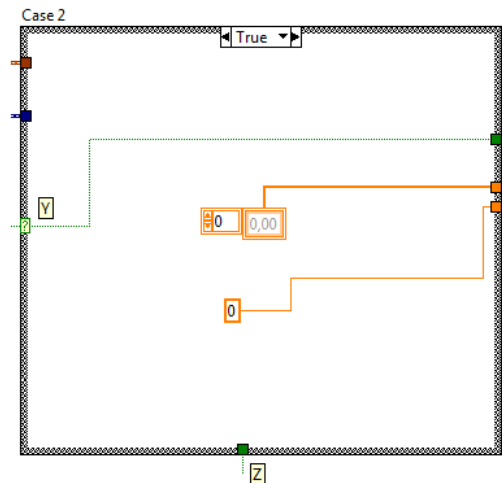


Figura 4.17 – Estrutura para quando estamos perante um *reset* no varrimento

Após a condição ter sido verificada (indica que estamos no final do varrimento), todo o processo para poder “Parar” e/ou “Salvar”, e ainda realizar um *Reset* Geral, aos dados do próprio varrimento serão accionados caso o utilizador assim o pretenda, ficando amostras nulas a serem representadas de forma aos dados não serem apagados.

Assim que, em cada iteração, os dados estejam prontos para serem representados graficamente dará origem à função de transferência (todo o processo necessário para garantir esse mesma representação é descrito o anexo B.4). Consequentemente, no final do varrimento teremos como resultado o gráfico da figura 4.18.

Caso seja do interesse salvar os dados em JPEG e/ou em ficheiro Excel, como a condição 4.5 já foi verificada, o procedimento para o efeito encontra-se descrito no anexo B.6.

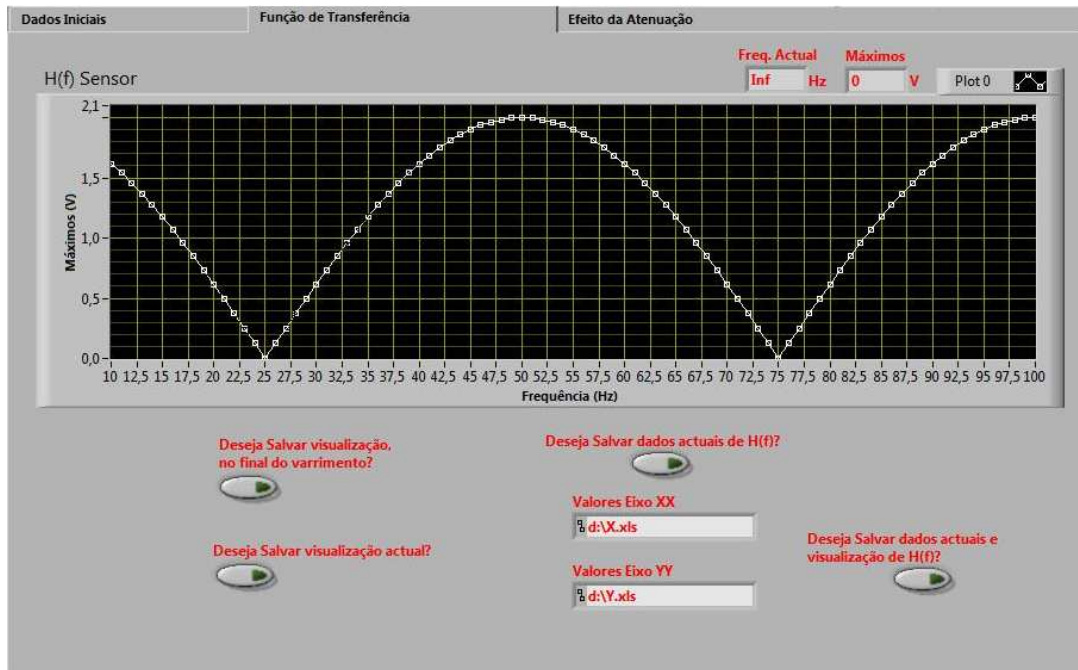


Figura 4.18 - Panorâmica do painel frontal do utilizador para a Função de Transferência

Assim, no canto superior esquerdo, é apresentado ao utilizador a *Frequência* e a *Tensão Máxima* actual do varrimento. Nas opções que permitem salvar os dados numa folha de Excel (“*Deseja salvar dados actuais de H(f)?*” ou “*Deseja salvar dados actuais e visualização de H(f)?*”) o utilizador terá de indicar o endereço onde serão criados os respectivos ficheiros, um para *Frequências (XX)* e outro para as *Tensões Máximas (YY)*. Ao nível das opções que permitem salvar em JPEG, surgirá uma janela *POP-UP* onde deverá ser indicado o nome do respectivo ficheiro e o seu endereço.

4.1.4 Parâmetro R

Esta subsecção visa analisar e representar o mecanismo de referenciação do sensor. Tal como já foi abordado, apenas as perdas ocorridas na cavidade sensora alteram a forma de onda da função de transferência. Esta característica permite implementar um esquema de referenciação em frequência que irá garantir a fiabilidade da medida, desde que o mensurando actue apenas na cavidade sensora, e desde que a propagação da luz nesta seja apenas atenuada pela grandeza a medir.

Assim, é necessário um mecanismo que caracterize quantitativamente a forma da função de transferência, podendo-se partir do parâmetro associado para inferir sobre as perdas

presentes dentro da cavidade e, desta forma, determinar o valor do mensurando. Para tal é definido o parâmetro R , como sendo a razão entre a tensão inerente à frequência não construtiva (V_{NC}) e a tensão inerente à frequência construtiva (V_C):

$$R = \frac{V_{NC}}{V_C} \quad (4.6),$$

sendo os valores de tensão à saída da unidade de fotodetecção e amplificação proporcionais às amplitudes das ondas ópticas (figura 4.19), onde $A_{mín}$ e $A_{máx}$ representam o nível de atenuação mínima e máxima, respectivamente.

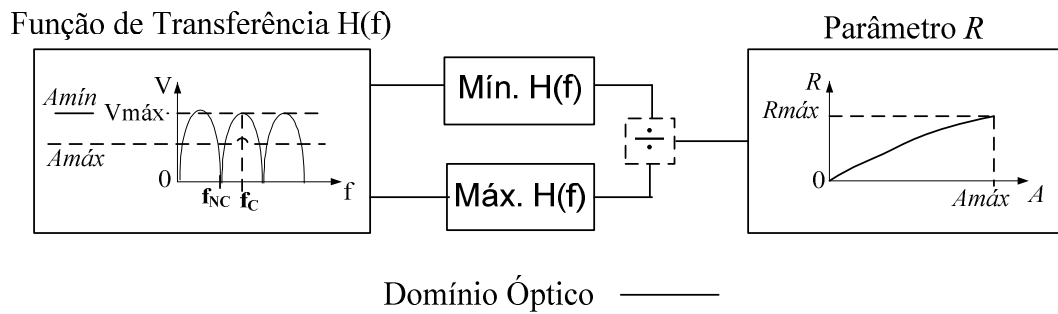


Figura 4.19 – Processo para determinar o parâmetro R e a sua representação

Cálculo de V_{NC} e V_C

Com a função de transferência a ser representada, tal como foi apresentada no sub-capítulo 4.1.3, é pretendido determinar a tensão à frequência não construtiva (tensão mínima ou de vale) e a tensão à frequência construtiva (tensão máxima ou de pico). Para isso foi criada a estrutura apresentada na figura 4.20.

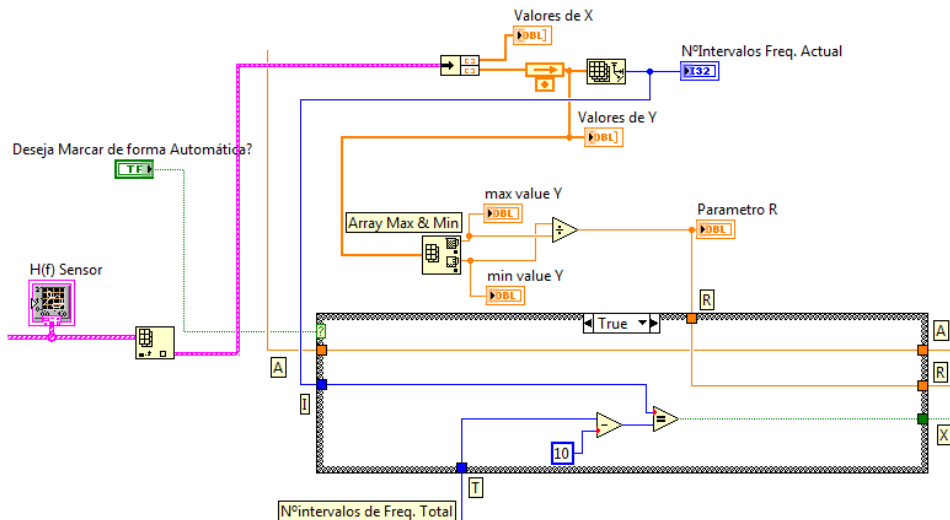


Figura 4.20 - Estrutura que permite calcular o parâmetro R e decidir quando o representar

Com os dados provenientes da representação da função de transferência, $H(f)$ *Sensor*, estes encontram-se num *array* e numa estrutura *Cluster*. Assim, e utilizando uma função de *Unbundle* os dados são separados em dois vectores: um, com os valores máximos da soma dos sinais de referência e mensurando (através do indicador: **valores de Y**), e outro com as respectivas frequências (através do indicador: **valores de X**). Em cada iteração e pela análise contínua do sistema, é determinado o valor máximo e o valor mínimo do vector com os **valores de Y**, recorrendo-se ao bloco *Array Máx & Min*, tal como é possível verificar pela figura 4.20. Já com o valor *Mín.* e *Máx.* encontrados, é calculada a razão entre ambos resultando no *Parâmetro R*.

Decisão de representação do parâmetro *R*

A fim de decidir quando representar a amostra referente ao valor do parâmetro *R* que é inerente à atenuação devolvida pelo mensurando, foi criada a estrutura que se encontra descrita no anexo B.5. Esta estrutura fornece ao utilizador duas possibilidades para essa mesma decisão: ou totalmente autónoma ao próprio utilizador ou então de forma manual. De notar que, em qualquer das situações é imperativo que tenhamos pelo menos um período da função de transferência antes de se assinalar o respectivo parâmetro *R*, isto para garantir que temos o V_C e o V_{NC} , respectivamente.

A figura 4.21 apresenta as opções do painel frontal onde para além dos controlos e indicadores de atenuação e do parâmetro *R*, temos a opção “*Marcar Máx. e Mín.*”, introduzida pelo anexo B.5. Ainda contém diversas opções para melhor gestão e monitorização dos dados.

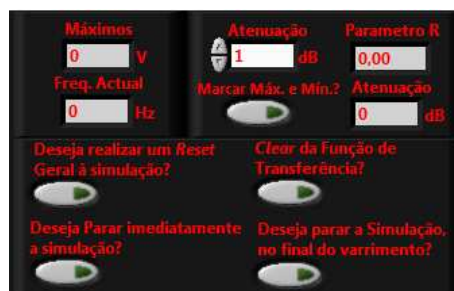


Figura 4.21 – Opções gerais para gestão do sistema

Tendo previamente determinado o valor de atenuação em *software* (equação 4.4), $Atenuação_{calculada}$, são representados os respectivos dados num gráfico *XY* intitulado “*Efeito*

da Atenuação”, onde para cada valor de atenuação debitado pelo mensurando irá corresponder o respectivo parâmetro R . A figura 4.22 inclui a representação do parâmetro R para os demais níveis de atenuação, assim como, uma panorâmica geral dos controlos e indicadores aos quais o utilizador terá acesso para gerir todo o processo da análise quantitativa da função de transferência e parâmetro R .

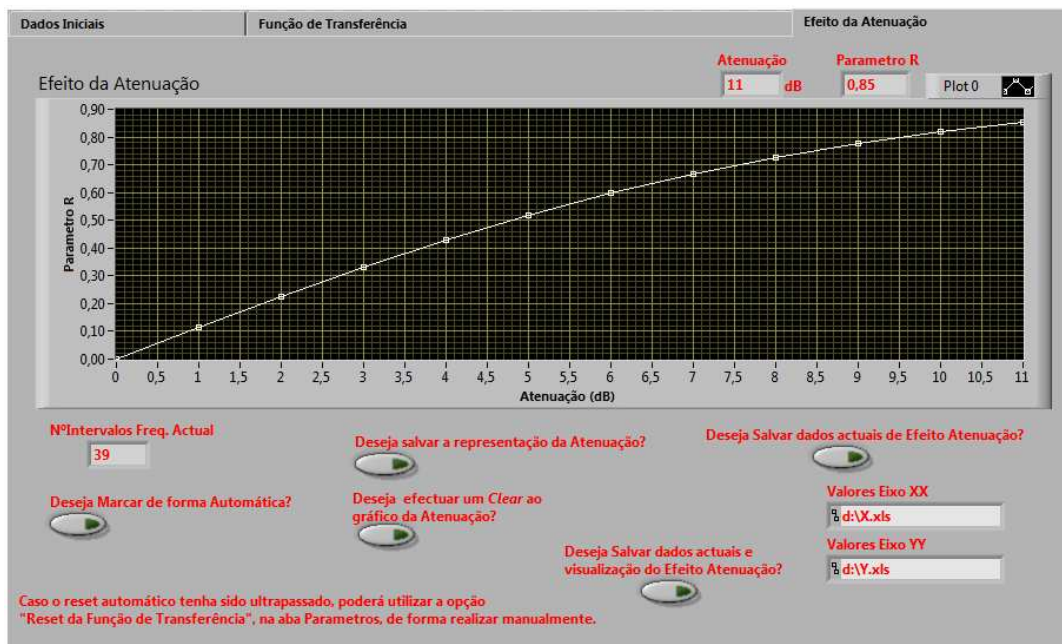


Figura 4.22 - Panorâmica dos controlos e indicadores disponíveis ao utilizador na análise do parâmetro R

Além da representação gráfica do parâmetro R , é igualmente indicado, acima do gráfico, quer a Atenuação, quer o parâmetro R que o mensurando está a debitar na respectiva iteração. Abaixo do gráfico, é indicado o nº de intervalos que já foram percorridos na iteração actual (N° Intervalos Freq.Actual) e várias opções ao nível da gravação dos dados quer em JPEG e/ou num ficheiro de Excel (processo descrito no anexo B.6), onde neste último deverá ser indicado o endereço para onde os valores inerente ao eixo dos XX e YY sejam guardados, respectivamente.

4.2 Varrimento em Atraso Teórico

Nesta fase será abordada a construção do modelo VI para proporcionar o varrimento em atraso. Este é utilizado para que seja possível analisar a relação entre a entrada e a saída do sistema no domínio dos tempos.

De referir que, apesar da ideia do procedimento e do domínio ser diferente, o resultado esperado à partida será semelhante ao obtido no varrimento em frequência (sub-capítulo 4.1).

4.2.1 Dados Iniciais

Ao contrário do que foi descrito no sistema de varrimento em frequência este não necessita de um gerador linear e crescente de frequências (subcapítulo 4.1.1), uma vez que é definido previamente uma frequência e uma taxa de amostragem que será fixa durante toda a execução do sistema e onde o atraso temporal passará a variar numa gama definida.

Assim e como é apresentado pela figura 4.23, temos o processo de geração do sinal base, com todos os controlos que indicam os respectivos significados. Este sinal base será aquele que dará origem ao sinal de referência e ao sinal mensurando. O sinal gerado é apresentado através do indicador gráfico “*Sinal Original*”.

A figura 4.24 apresenta o painel de controlo com os controlos necessários ao utilizador para gerar o sinal base com uma determinada frequência que será fixa em todo o varrimento.

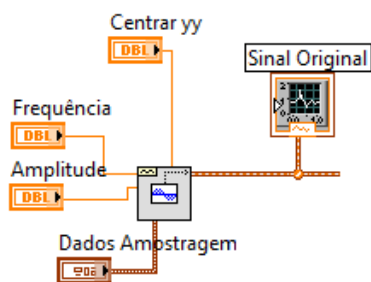


Figura 4.23 – Geração do sinal sinusoidal à frequência fixa

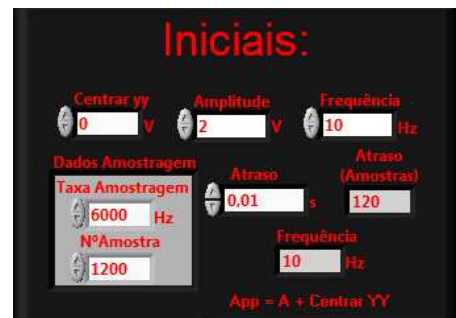


Figura 4.24 - Controlos para o utilizador gerir a criação do sinal base

De notar que o controlo *Atraso* vem em segundos, e será este o atraso inicial com que o sinal mensurado irá varrer o sinal de referência. Já o indicador *Atraso (Amostras)* apresenta o resultado da conversão do atraso em segundos para o atraso em número de amostras, uma vez que será assim que será reproduzido no sistema.

Todo o processo para a criação do sinal de referência e do mensurando é análogo ao apresentado pela figura 4.9, enquanto o cálculo da atenuação advém das equações 4.3 e 4.4.

Introdução de um Atraso

Para realizar o varrimento em atraso, aplicou-se ao mensurando um atraso inicial, em segundos. Posteriormente tive de garantir que em cada iteração o valor do atraso aumentava linearmente (figura 4.26), de forma análoga ao varrimento em frequência, onde em cada iteração existia um incremento linear no valor da frequência. A figura 4.25 apresenta a estrutura que permite atrasar o sinal mensurando, atraso esse que é em amostras e não em segundos.

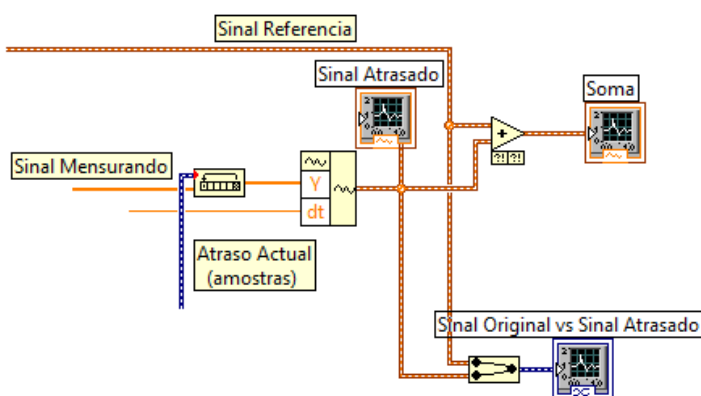


Figura 4.25 - Estrutura que garante o varrimento em atraso associado ao mensurando em relação ao de referência

No anexo B.2, é explicado o processo para a conversão entre o atraso temporal, definido pelo utilizador, e o equivalente atraso em amostras, atraso este utilizado directamente no sistema.

A figura 4.26 apresenta o processo de introdução do atraso no sinal mensurando, assim como o seu incremento à medida que o número de iterações cresce.

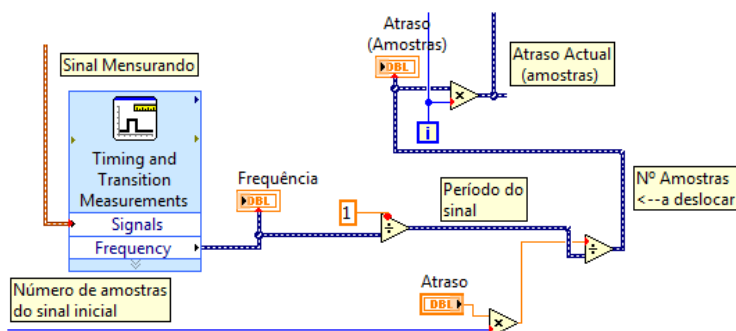


Figura 4.26 - Aplicação do atraso (amostras) ao varrimento em atraso

Como estamos a realizar um varrimento em atraso (figura 4.26), este deverá respeitar a relação:

$$AtrasoActual(amostras) = Atraso(Amostras) \times i \quad (4.7),$$

onde $Atraso(Amostras)$ é o resultado da conversão do atraso em segundos introduzido inicialmente pelo utilizador, e i é um número inteiro que indica a iteração actual do sistema. Consequentemente, o $AtrasoActual(amostras)$ é aquele que é aplicado à estrutura e que garante a rotação das amostras, ou seja que as últimas amostras do mensurando passem para o início deste. Isto faz com que, à medida que o número de iterações aumenta, o atraso entre o sinal mensurando e o sinal de referência aumentará de forma linear.

Quando o sinal mensurando está em fase em relação ao sinal de referência (figura 4.27 a)), resulta no dobro da tensão aquando da soma de ambos (figura 4.27 b)). Se, no entanto quando estiverem na situação de oposição de fase (figura 4.28 a)), resulta que, aquando da soma o resultado será em aproximadamente zero (figura 4.28 b)), uma vez inicialmente os sinais estarem centrados em relação ao eixo das abcissas.

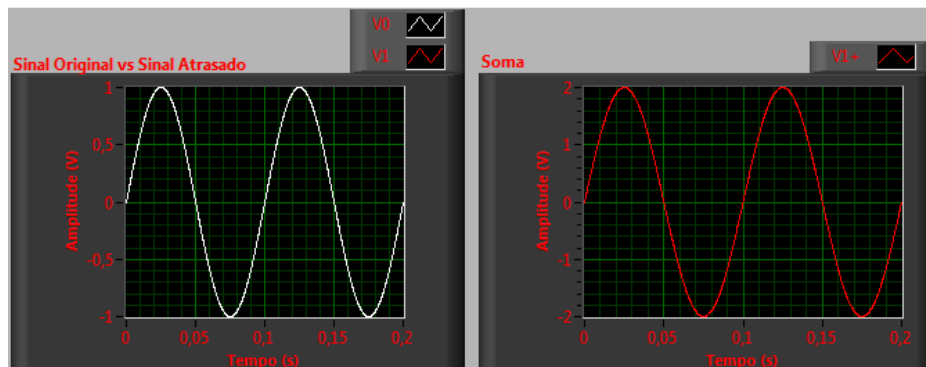


Figura 4.27 – Representação a) sinal de referência e mensurando em fase; b) soma de ambos quando se encontram em Fase

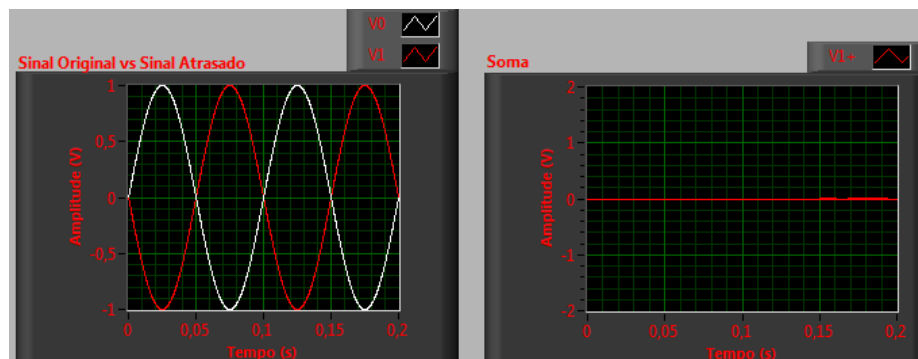


Figura 4.28 – Representação a) Sinal de referência e mensurando em Oposição de Fase; b) Soma de ambos quando se encontram em Oposição de Fase

4.2.2 Função de varrimento temporal

Esta fase visa o processo de determinar, representar e gravar a função de varrimento temporal do sistema. O processo é análogo ao apresentado aquando do varrimento em frequência (função de transferência), mas no domínio dos tempos. Isto dará origem, para alguns atrasos, a máximos de batimento, sendo estes designados de atrasos de interferência construtiva (a_C), enquanto para outros o batimento produz níveis menores de potência óptica (atraso de interferência não construtiva, a_{NC}). A figura 4.29 resume o processo para determinar a função de varrimento temporal, análogo à figura 4.15, mas nos tempos.

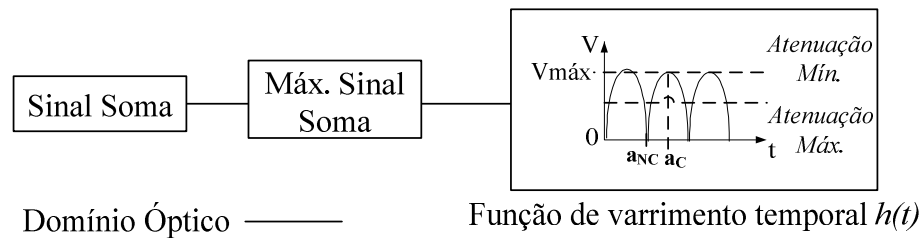


Figura 4.29 – Processo para determinar a função varrimento temporal

Para a representação da função de varrimento temporal foi necessário recorrer à estrutura da figura 4.30.

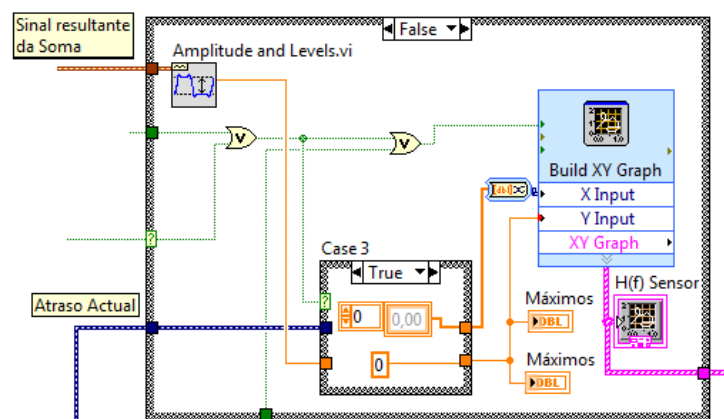


Figura 4.30 - Estrutura para a representação da função de varrimento temporal

Toda a análise interna da estrutura é igual à verificada aquando do varrimento em frequência. Ou seja, em cada iteração, e desde que certas condições não sejam impeditivas (*reset* geral da simulação e *parar/salvar* dados), é determinado o valor máximo, derivado da

soma dos sinais de referência e do mensurando, sendo representado em função do atraso actual.

Uma das condições que dá o mote para a estrutura **Case 2** (figura 4.30), é que:

$$\text{Atraso.Actual} \geq \text{Atraso.Paragem} \quad (4.8),$$

o que indica que estamos perante o fim do varrimento, caso contrário o procedimento ainda decorre. Esta condição é opcional, uma vez ser apenas utilizada quando o utilizador já tem uma gama de atraso em específico que queira analisar. Se o **Atraso.Paragem** = 0, isto indica que o utilizador não tem uma gama de varrimento pré-definida e conseqüente o varrimento irá se prolongar até que seja o utilizador a interrompê-lo “manualmente”.

As outras condições, baseiam-se na paragem imediata do varrimento e/ou no salvar a simulação num ficheiro JPEG/Excel assim que o utilizador o desejar. Foi introduzido, igualmente, uma opção que permite realizar um *reset* geral à simulação de forma a esta ser transparente ao utilizador. Este *reset* geral irá limpar todos os dados em indicadores numéricos e gráficos (função de transferência e efeito de atenuação) até então, fazendo com que o processo volte ao início.

Quando a condição 4.8 se verifica, a estrutura **Case2** passa para o estado **True** revelando que são representados vectores nulos de forma a garantir que os dados que foram até então apresentados não são eliminados.

A representação, propriamente dita, da função de varrimento temporal, é análoga ao verificado pela figura 4.18 (panorâmica do painel associado à função de transferência), sendo que a diferença reside quer no domínio que está a ser analisado (agora é nos tempos) quer na possibilidade que é dado ao utilizador para definir, previamente e tudo pelo VI, um atraso de paragem para o varrimento. Assim, o painel frontal com as funções para gestão da função de varrimento temporal, apresenta ao utilizador o controlo **Atraso de Paragem**, e os indicadores **Atraso Actual** e **Máximos** do varrimento. Caso o **Atraso de Paragem** = 0 e se a opção salvar visualização da função de transferência for accionada, esta verificar-se-á imediatamente. Por outro lado, caso o utilizador defina um determinado **Atraso de Paragem** e se accionar a opção de salvar visualização, esta só se cumprirá quando a equação 4.8 se verificar (ou seja, final do varrimento).

4.2.3 Parâmetro R

Esta subsecção visa analisar e representar o mecanismo de referenciação do sensor. Este processo é em tudo análogo ao verificado aquando do varrimento em frequência (subcapítulo 4.1).

Com a função de varrimento temporal a ser representada, e caso seja pretendido analisar o mecanismo de referenciação do sensor, deverá ser seleccionada a respectiva opção (“*Deseja representar a curva de Atenuação?*”). Consequentemente, o objectivo passa por determinar a tensão, relativamente ao atraso não construtivo (tensão mínima ou de vale) e a tensão relativamente ao atraso construtivo (tensão máxima ou de pico). Para isso, foi criada a estrutura apresentada na figura 4.31.

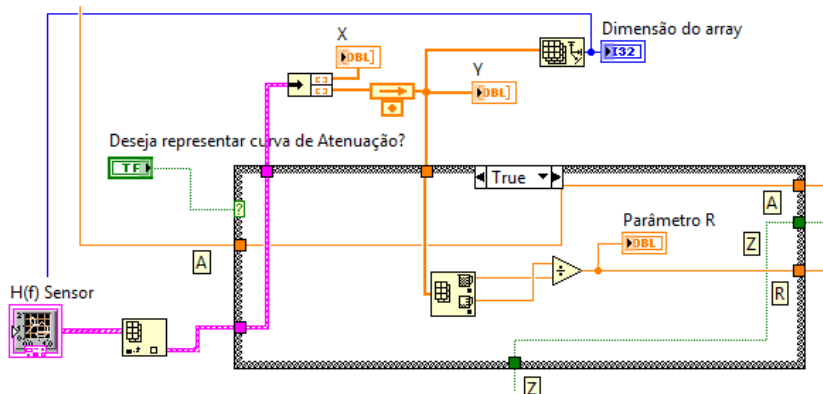


Figura 4.31 - Estrutura que permite calcular o parâmetro R e auxiliar a decisão de representação

Nesta subrotina, como os dados provenientes da representação da função de varrimento temporal se encontram num único *array*, é necessário serem separados, resultando no *vector Y* que guardará os níveis de tensão. Tendo em conta estes valores, em cada iteração é determinada a tensão *máx.* e *mín.*, recorrendo-se à função *Array Máx & Min*, completando de seguida com razão entre ambos (figura 4.31), ou seja, o parâmetro R . Caso o utilizador não requeira a análise do parâmetro R , são representadas amostras nulas e consequentemente ausência de qualquer cálculo.

Todo o processo para saber em que instante o sistema deverá accionar a representação gráfica do parâmetro R , este deverá respeitar o processo descrito no anexo B.7.

Com a atenuação resultante do mensurando, e que foi determinada por *software* (equação 4.4), os valores da variável $A_{calculada}$, são representados num gráfico XY intitulado “*Efeito da Atenuação*”, onde para cada valor de atenuação debitado pelo mensurando corresponde o respectivo atraso (análogo ao apresentado pela figura 4.22 – Parâmetro R). De notar apenas que a opção “*Marcar Máx. e Mín.?*” deixa de existir, uma vez que neste modelo (varrimento em atraso) o processo de decisão de quando apresentar o *parâmetro R* é totalmente transparente ao utilizador, não necessitando de qualquer intervenção do utilizador.

Para salvar os dados inerentes ao parâmetro R , quer em JPEG quer em Excel, é utilizado o procedimento que se encontra em anexo B.6.

Com o fim deste capítulo, a temática do varrimento em frequência e do varrimento em atraso foi abordada. Estes estão implícitos nos modelos de VI, criados para o efeito, e que visam proceder à simulação teórica dos demais resultados pretendidos para um sensor de intensidade. Estes modelos visam dar suporte e possibilidade de comparação com os resultados provenientes dos modelos VI experimentais (abordarei no capítulo 5).

5. Implementação experimental da instrumentação virtual de um sensor de fibra óptica de intensidade

Este capítulo visa abordar a implementação experimental de um sensor de fibra óptica de intensidade recorrendo à instrumentação virtual. Ao nível da instrumentação virtual serão abordadas apenas as alterações que foram necessárias introduzir aos modelos de simulação teórica, descritos no capítulo 4.

Será utilizado como cabeça sensora um atenuador que irá “simular” a introdução de perdas por parte de um qualquer mensurando inerente a um sensor de fibra óptica de intensidade (apresentados no capítulo 2).

Por último, serão apresentados e comparados os resultados provenientes dos modelos de simulação teórica (capítulo 4) e experimentais (durante este capítulo 5) de instrumentação virtual de um sensor de fibra óptica de intensidade.

5.1 Varrimento em Frequência Experimental

5.1.1 Experiência

Para demonstrar o modelo criado e apresentado, no subcapítulo 4.1 (varrimento em frequência teórico) foi implementado o esquema experimental apresentado na figura 5.1. Este baseia-se na topologia *Mach-Zehnder* já abordada no capítulo 4, onde a cabeça sensora é um atenuador óptico.

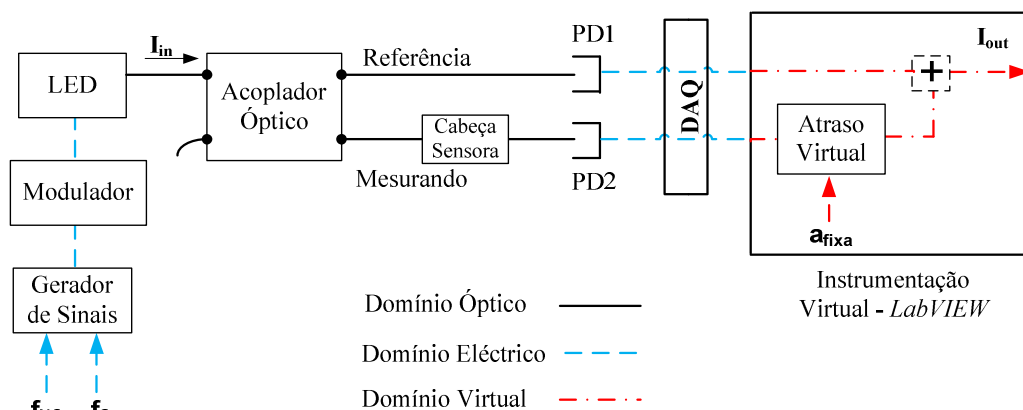


Figura 5.1 - Configuração experimental da instrumentação virtual de um sensor de fibra óptica de intensidade com varrimento em frequência

O *LED* (*MREDS5003-1*) emitindo nos 1520nm e com saída em fibra (potência na fibra de cerca de 30 μ W), é modulado sinusoidalmente em amplitude por duas frequências diferentes (f_{NC} e f_C) provenientes de um gerador de sinais (*FLUKE PM 5138A*). São igualmente usados, a fibra óptica e um acoplador óptico que visa dividir a potência do *LED* num sinal de referência e num sinal mensurando, na razão de acoplamento de $k_1=k_2=0,5$. Depois do sinal sofrer a influência do mensurando através da cabeça sensora, simulado através do atenuador (*JDS FITELEVA4 Series*, com uma perda de inserção de 2,68dB), ambos os sinais (referência e mensurando) são recuperados pelos respectivos fotodetectores *PD1* e *PD2* (*Thorlabs PDA10CS-EC*, com um ganho de 40dB), onde são convertidos em sinais eléctricos e amplificados.

A configuração do processo de instrumentação virtual consiste numa placa de aquisição de dados (DAQ – *Data Acquisition* – modelo NI USB 6211) e num PC com *software* LabVIEW® de forma a controlar todo o sistema.

5.1.2 Dados Iniciais

No estágio inicial, e para que os dados adquiridos pela placa de aquisição de dados sejam realmente transpostos para o PC é utilizado o *DAQ Assistant*.

O *DAQ Assistant*, incluído no NI-DAQmx (drivers em LabVIEW® da DAQ), é uma interface interactiva e gráfica usada para configurar tarefas de medições e canais, e adaptar o tempo, *trigger*, e escalas, sem existir a necessidade da programação propriamente dita. Assim, o utilizador tem a possibilidade de, interactivamente, construir um canal de medição ou uma tarefa para usar em aplicações LabVIEW®, entre outras, diminuindo drasticamente erros de programação e no tempo de todo o processo de configuração e de análise.

Nas definições do *DAQ Assistant* são configurados os canais que estão a ser usados fisicamente, onde numa primeira fase o utilizador deverá adicionar esses mesmos canais, e ter em conta o tipo de medição a efectuar, neste caso é *Voltage*. Os canais, 0 e 1, estão definidos para os sinais de referência e mensurando, respectivamente. Por último, poderá ser ainda editada a nomenclatura para os demais canais.

Seguidamente para cada canal, a tarefa deverá ainda ser configurada, principalmente, em termos de gama de entrada do sinal (*Signal Input Setup*), assim como o modo de massa (*Terminal Configuration*) e o modo de aquisição (*Acquisition Mode*).

Para a aplicação desejada, o modo de aquisição escolhido foi o *N Samples*, onde é especificado que a tarefa adquire ou gera um número finito de amostras, em cada iteração. Estas estão asseguradas pelos controlos *Taxa Amostragem (Hz)* e *Nº Amostras* para representar o sinal, como é apresentado pela figura 5.2.

Agora que os canais estão escolhidos e que todas as configurações para a aquisição dos dados estão de acordo com o pretendido para a aplicação, os dados referentes aos canais podem ser visualizados segundo o gráfico *Dual Original* (figura 5.3).

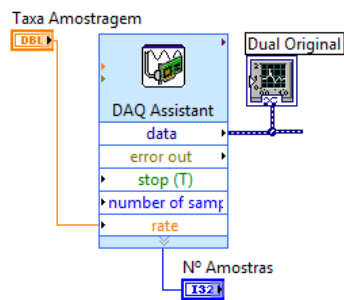


Figura 5.2 - Aspecto gráfico da função DAQ Assistant no VI

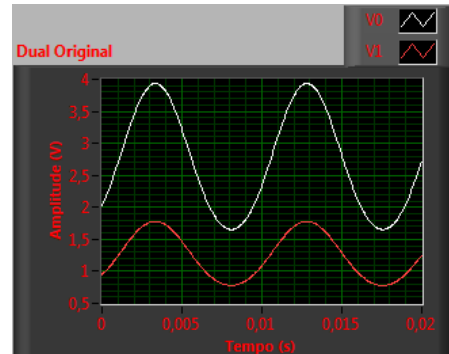


Figura 5.3 - Sinal referência (V0) e sinal mensurando (VI) adquiridos pela DAQ

Após ambos os sinais, referência e mensurando, estarem já no sistema, como foi possível verificar pela figura anterior, estes são separados recorrendo à função *Split Signals*.

Posteriormente, foi criada uma estrutura que garante que ambos são centrados em relação ao eixo das abcissas, isto de forma totalmente automática e transparente para o utilizador. Esta medida adoptada é efectuada por uma questão de conveniência (não existe potência negativa), onde pretendemos que quando os dois sinais estão em oposição de fase a função de transferência venha igual a zero, ou seja, é garantida uma maior gama dinâmica aquando da análise do parâmetro *R*, como veremos mais à frente. Para isso, é necessário que em cada um dos braços seja verificada a seguinte operação (será realizada para o sinal de referência):

$$\text{SinalReferência} - \text{Valormín.doSinal} = T \quad (5.1),$$

em que *T* mostra o sinal de referência transladado de forma que o valor mínimo do mesmo se encontra em 0V.

$$C = T - \frac{\text{AmplitudeSinalReferência}}{2} \quad (5.2),$$

em que C mostra o sinal de referência centrado em relação ao eixo das abcissas, tal como é possível verificar pela figura 5.7 – “Dual com ganho”.

Quando o sinal à saída do LED é aplicado ao acoplador óptico 50/50 (mas funcionaria para um qualquer acoplador), este deveria ser, teoricamente, dividido nessa mesma razão de potência, de forma a dar origem ao sinal de referência e ao mensurando. Como na realidade esta razão não se verifica, um dos braços fica sempre com maior potência do que o outro, é necessário realizar um balanceamento óptico para compensar o sinal que está com menor potência (neste caso é o sinal mensurando). Para isso foi criada uma estrutura que realiza uma estimativa do ganho, para que o utilizador aplique ao sinal mensurando de forma que essa diferença deixe de existir, devendo respeitar:

$$EstimativaGanho = \frac{Máx.Referência}{Máx.Mensurando} [V] \quad (5.3),$$

onde $Máx.Referência$ é o nível máximo do sinal de referência e o $Máx.Mensurando$ é o nível máximo do sinal mensurando. Assim, o valor estimado deverá ser introduzido no controlo $GanhoSI$ de forma a compensar a não idealidade do acoplador óptico. Uma nota para referir que, e seguindo o esquema da figura 5.1, este balanceamento óptico já tem em conta a perda por inserção do próprio *Atenuador*, que é de 2,68dB, e é realizado somente quando temos 0dB's de perdas a serem induzidas pelo *Atenuador*.

Com esta estrutura (figura 5.4), o utilizador não precisa de fazer quaisquer cálculos para descobrir o ganho a introduzir de forma a garantir o balanceamento óptico entre os braços.

Posteriormente e já em unidades logarítmicas, o cálculo da atenuação é realizado recorrendo à equação 4.8 (advém do capítulo 4). Este cálculo visa a representação do efeito da atenuação do mensurando, sendo abordado mais à frente.

Para comprovar que o sistema sensor estava operacional, forçou-se uma perda de 3dB ao mensurando resultando numa diminuição de 50% da sua potência. Acima dos 11dB de perdas devolvido pelo mensurando, a precisão de cálculo do sistema é muito baixa devido à dificuldade em detectar a amplitude do sinal atenuado.

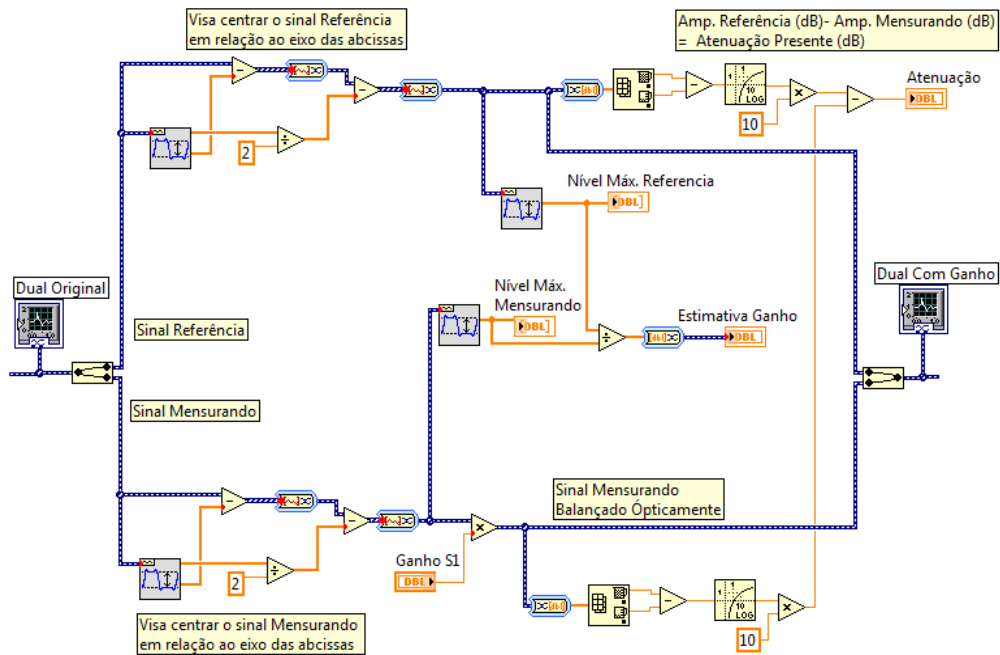


Figura 5.4 – Estrutura para centrar ambos os sinais em relação ao eixo das abcissas e calcular a atenuação induzida pela cabeça sensora

A figura 5.5 ilustra o painel de controlo com os todos controlos necessários ao utilizador para dar início ao processo de análise do desempenho do sensor. Entre estes está disponível o controlo *Atraso* (em segundos), onde deverá ser introduzido um valor proporcional ao comprimento de fibra óptica de atraso ou ao atraso eléctrico, tal como foi descrito no capítulo 3.2 (“*Linha de atraso no domínio Óptico*”) mais concretamente na equação 3.5 (“*diferença de fase eléctrica entre o sinal de referência e o mensurando*”).

Taxa Amostragem	Freq. Inicial	Freq. Final
6000 Hz	0 Hz	0 Hz
Nº Amostras	Atraso	Atraso (amostras)
900	0 s	0
Intervalo de Freq.	Nº Intervalos de Freq.	Freq. Actual
0 Hz	0	0 Hz

Figura 5.5 - Controlos para analisar o efeito do mensurando através de um varrimento em frequência

Como indicadores, temos o *Atraso (amostras)* que acusa quantas amostras foram deslocadas ao sinal mensurando em relação ao sinal de referência; o *Intervalo de Freq.* (ou *TamanhoPassoFreq.*) com que está a ser representada cada amostra proveniente da soma de ambos os sinais (referência e mensurando); o *NºIntervalos de Freq.* (ou *NºPassosdeFreq.*)

com que será representado o varrimento pretendido; e a *Freq. Actual* em que se encontra o varrimento actual em frequência.

O processo para determinar o *Intervalo de Freq.* e o *Nº Intervalos de Freq.* será abordado aquando do parâmetro *R* pelas equações 5.5 e 5.6, respectivamente.

Introdução de um Atraso

Todo o processo para introduzir um atraso virtual ao sinal mensurando e que visa simular quer a linha de atraso virtual quer o atraso eléctrico, já apresentados no capítulo 3, é em tudo análogo ao descrito no subcapítulo 4.1.2.

Além de se verificar o atraso do sinal mensurando em relação ao sinal de referência, em cada iteração do sistema, estes são somados, sendo apenas possível porque ambos são constituídos pelo mesmo número de amostras, e se estes estiverem em oposição de fase, o resultado será zero, isto porque inicialmente estavam centrados em relação às abcissas. Se pelo contrário, estiverem em fase, o resultado será o dobro da potência.

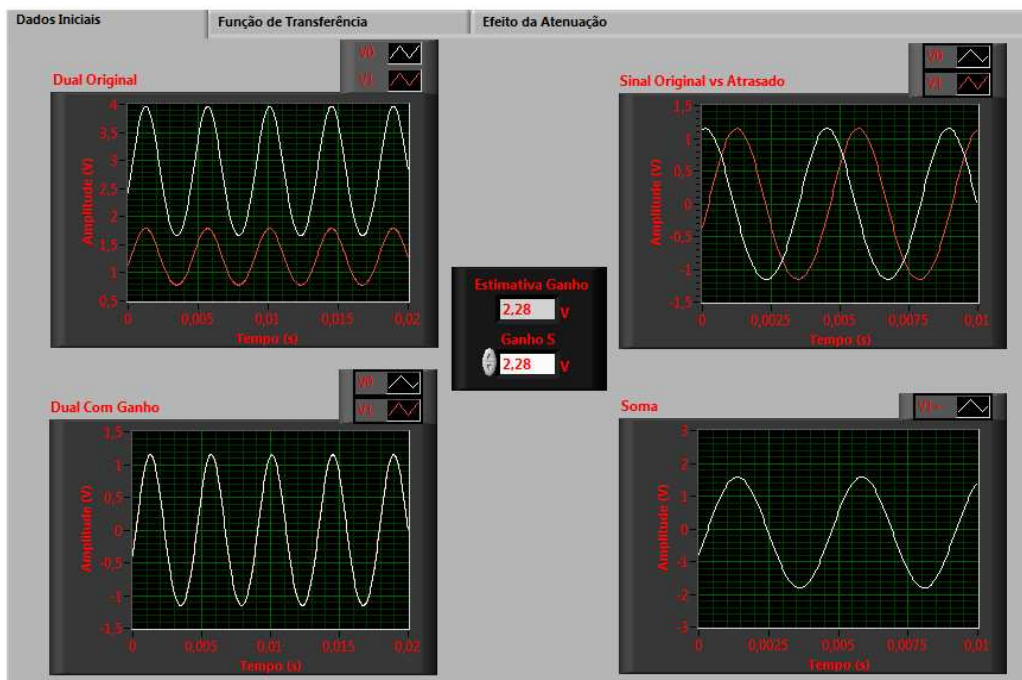


Figura 5.6 - Panorâmica do painel frontal do utilizador relativo aos sinais recebidos

Para o utilizador é apresentado, segundo o painel frontal da figura 5.6, os sinais imediatamente adquiridos pela *DAQ* (“*Dual Original*”), com *V0* – sinal referência e *V1* – sinal mensurando, o processo de balanceamento óptico do sinal mensurando e ambos os sinais

centrados em relação às abcissas (“*Dual com Ganho*”), o atraso do sinal mensurando em relação ao de referência (“*Sinal Original vs Atrasado*”) e da soma de ambos (“*Soma*”). De referir novamente que este processo já tem em conta o *Atenuador*.

5.1.3 Função de Transferência

Após ter atrasado o sinal mensurando em relação ao sinal de referência e com a soma de ambos em cada iteração, nesta fase é pretendido determinar, representar e gravar a função de transferência do sistema.

Ao contrário do que acontece no sistema de simulação do varrimento em frequência teórico (sub-capítulo 4.1.3), vários problemas foram surgindo na representação da função de transferência, que advêm do gerador de sinais externo, tais como:

- representação de amostras acima da frequência máxima definida para o varrimento;
- ligação entre a última amostra representada e a primeira do varrimento seguinte;
- assim como salvar e/ou parar a própria simulação.

Assim, a razão principal para a criação da estrutura **Case 2** (apresentada pelas figura 4.16 e 4.17) visa resolver o problema de representar, aleatoriamente, uma ou outra amostra acima da frequência máxima definida para varrimento sempre que se verifica o *reset* ao varrimento no gerador de sinais externo. Além disso, é igualmente representada uma ligação entre a última amostra retirada do varrimento anterior e a primeira amostra do varrimento posterior, ou seja após o *reset* ter sido verificado.

A condição que dá o mote à estrutura **Case 2** é:

$$Freq.Actual \geq (Freq.Final - IntervaloFreq.) \quad (5.4),$$

e indica que estamos perante o fim do varrimento em frequência, caso contrário ainda decorre o procedimento. Esta condição difere da apresentada no respectivo modelo teórico, equação 4.5, uma vez que não é possível controlar as aproximações verificadas nos cálculos que o sistema realiza para determinar a que frequência o sinal se encontra, uma vez que agora já não é o VI a gerar o *array* de frequências utilizadas no varrimento, mas sim um gerador de sinais externo.

O problema da falta de controlo nas tais aproximações levava a que, mesmo invulgarmente, o instante de *reset* no gerador de frequências (uma vez ter sido atingido a

última frequência do varrimento) não ser o mesmo para o *reset* do próprio VI. Conseqüentemente o *clear* da função de transferência no varrimento actual não se verificava de forma a dar início ao próximo varrimento. Para ultrapassar esta situação foi criada a condição 5.4, fazendo com que seja antecipada em uma iteração a verificação da condição de *clear* da respectiva função de transferência devido à inclusão da parcela (- *IntervaloFreq.*). Assim fica garantido que, apesar de falhar a representação da última amostra do varrimento actual, a representação da função de transferência do varrimento actual não interfere com a representação do varrimento posterior.

Todo o processo para representar graficamente a *Função de Transferência* está descrito no anexo B.4 enquanto para salvar a mesma o processo é apresentado no anexo B.6.

5.1.4 Parâmetro *R*

Esta subsecção visa analisar e representar o mecanismo de referenciação do sensor.

Primeiramente foi necessário determinar o *IntervaloFreq* (ou tamanho do passo de frequência) usado posteriormente para determinar o $N^{\circ}IntervalosFreq.$ (ou número de passos de frequência), que por sua vez é utilizado no processo de decisão da representação do parâmetro *R*. Sendo assim, o *IntervaloFreq.* é dado por:

$$IntervaloFreq. = Freq.posição3 - Freq.posição2 \quad (5.5),$$

onde a *Freq.posição3* e a *Freq.posição2* advêm das respectivas posições do *array* onde são guardadas as frequências representadas aquando da função de transferência. Foram escolhidas estas posições do *array*, porque:

- teriam de ser das primeiras posições do *array* de forma a não saltar qualquer amostra no processo de apresentação do parâmetro *R*;
- não poderia ser logo a primeira posição uma vez que esta aloca uma frequência que apresenta diversas flutuações.

No entanto, este cálculo é quase sempre um resultado aproximado ao contrário do respectivo modelo teórico, uma vez que quando o sistema de *hardware* define o intervalo de frequência este poderá não ser um valor inteiro. Conseqüentemente e já na parte de *software* (VI), isto levará a aproximações na determinação das próprias frequências e naturalmente no

intervalo de frequência. Este problema seria ultrapassado caso as frequências que são geradas pelo gerador de sinais externo (em *hardware*) fossem geradas pelo próprio sistema LabVIEW®, ou seja, teria de ser incluído no VI um gerador de sinais virtual. Assim o que se verificaria é que os sinais ao serem gerados a diferentes frequências pelo VI, seriam fornecidos pelas portas output da DAQ percorrendo toda a montagem em *hardware*, incluindo a cabeça sensora. Posteriormente voltariam a entrar no VI, recorrendo às portas input da DAQ, tal como já foi apresentado anteriormente.

A figura 5.7 apresenta o processo para determinar *IntervaloFreq.*, calcular o parâmetro *R* e na decisão de quando representar este último.

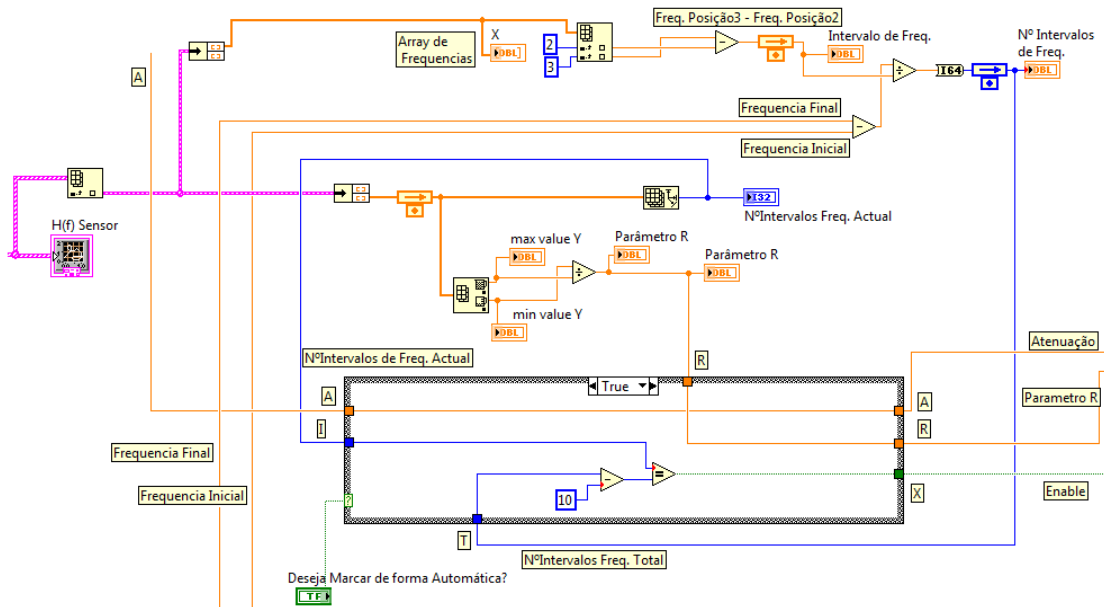


Figura 5.7 - Estrutura que permite calcular o parâmetro *R* e quando o representar

Agora que o intervalo de frequência (*IntervaloFreq.*), ou tamanho do passo de frequência, está determinado (equação 5.5), é necessário determinar o número de intervalos de frequência (*NºIntervalosdeFreq.*), ou número de passos de frequência, usado no varrimento e na posterior representação do parâmetro *R*, sendo dado por:

$$N^{\circ} \text{ IntervalosdeFreq.} = \frac{(\text{Freq.Final} - \text{Freq.Inicial})}{\text{IntervaloFreq.}} \quad (5.6).$$

Uma vez dispendo de todos os dados necessários para o processo de decisão de quando representar o parâmetro *R*, para um determinado nível de perdas induzido pelo atenuador,

todo o restante processo é análogo ao já descrito no capítulo 4.1.4 (“Parâmetro R ”), inclusive a panorâmica do painel frontal (figura 4.22) que permite toda a manipulação e gravação dos dados deste processo.

5.1.5 Resultados

5.1.5.1 Função de transferência

Para observar a função de transferência, um sinal eléctrico é aplicado a um modulador em *hardware* sendo varrido em frequência dos 20Hz aos 100Hz (figura 5.8), e dos 100Hz aos 500Hz (figura 5.9). No estágio de recepção, o sinal adquirido pela DAQ é composto por 500 amostras com um atraso fixo de 25ms e 5ms, respectivamente, aplicado ao sinal mensurando. Estes últimos dois parâmetros resultam de um compromisso entre desempenho/limitação subjacente à DAQ. As figuras 5.8 e 5.9 mostram os resultados da função de transferência teórica e experimental quando o mensurando apresenta atenuações de 0dB e de 10dB, respectivamente.

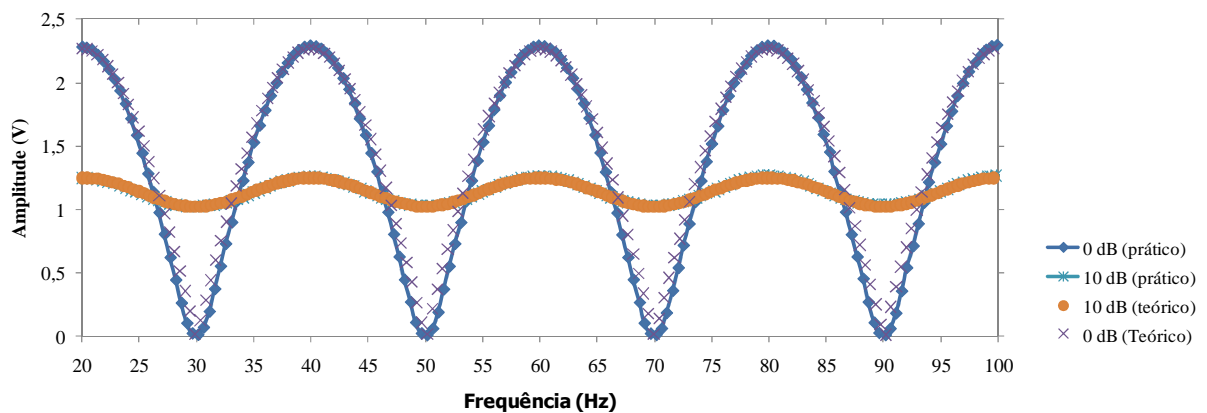


Figura 5.8 – Comparação da função de transferência teórica e experimental (dos 20Hz aos 100Hz) para os casos de 0dB's e os 10dB's de atenuação óptica

A figura 5.8 mostra claramente as frequências de máximo amplitude do sinal de saída (frequência construtiva ou de pico: 20Hz, 40Hz, 60Hz, 80Hz e 100Hz), assim como as frequências associadas ao mínimo de amplitude (frequências não construtiva ou de vale: 30Hz, 50Hz, 70Hz e 90Hz). Tal como é possível verificar, para os dois níveis de atenuação, os resultados experimentais e teóricos estão globalmente em concordância.

A figura 5.9 mostra a função de transferência para varrimento dos 100Hz aos 500Hz.

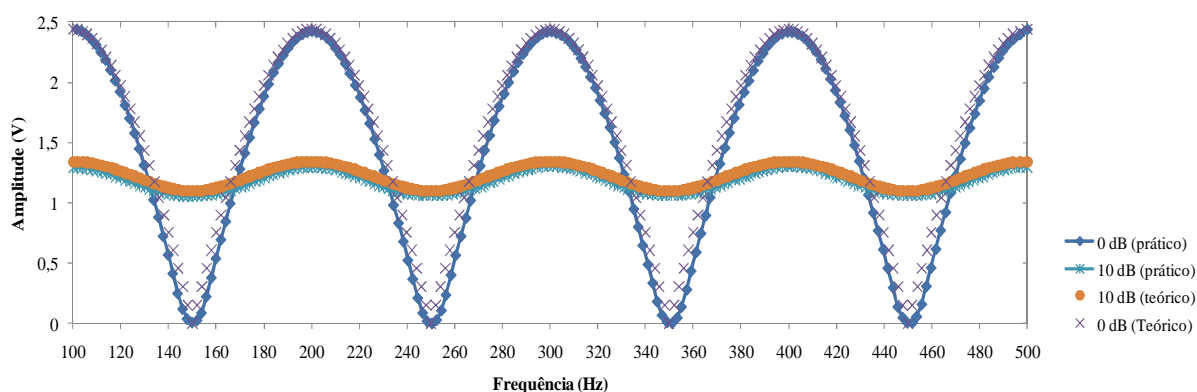


Figura 5.9 - Comparação da função de transferência teórica e experimental (dos 100Hz aos 500Hz) para os casos de 0dB's e os 10dB's de atenuação óptica

Temos as frequências de interferência não construtiva ou de vale nos 150Hz, 250Hz, 350Hz e 450Hz, assim como as frequências de interferência construtiva ou de pico nos 100Hz, 200Hz, 300Hz, 400Hz e 500Hz. Também nesta gama de varrimento, os resultados teóricos e experimentais estão em conformidade.

Em qualquer uma das gamas de varrimento, as funções de transferência foram moduladas pela resposta em frequência do bloco de detecção e amplificação e de acordo com o nível de perdas induzidas pela cabeça sensora ao sinal mensurando. À medida que o nível de perdas devolvidas pela cabeça sensora aumenta (tal como apresentado aos 10dB's), a amplitude do sinal mensurando tende para 0V o que fará com que, no limite, a função de transferência seja apenas uma linha horizontal centrada no seu valor médio aquando dos 0dB's.

A diferente amplitude da função de transferência entre a gama de 20Hz a 100Hz e de 100Hz a 500Hz não se deve à medição em si, mas sim à diferente normalização dos sinais de referência e mensurando, o que não é relevante. De notar ainda que as diferenças existentes (figura 5.8 e 5.9), principalmente aquando do atraso de vale, devem-se ao facto de estarmos a usar uma frequência de modulação externa, ou seja, quando o sistema de instrumentação tenta determinar a frequência que está a ser usada pode estar sujeito a algumas aproximações. Consequentemente, como o atraso de vale acontece em apenas um instante (oposição de fase),

as referidas aproximações devem-se à não marcação do valor amostra exactamente no momento de oposição de fase dos sinais de referência e mensurando.

Para as duas gamas de frequências de varrimento, a tabela 5.1 apresenta o atraso fixo mínimo e máximo em que é garantido a representação de pelo menos um período da função de transferência tendo em conta a DAQ usada. Um ponto importante é que dependendo do tipo de medição, uma DAQ mais específica e com uma frequência de resposta mais elevada pode ser requerida.

ΔF (Hz)	Atraso Mín. (ms)	Atraso Máx (ms)
[20 - 100]	6,5	25
[100 - 500]	1,4	5

Tabela 5.1 – Gama de atrasos para os dois varrimentos em frequência, tendo em conta a DAQ usada

5.1.5.2 Parâmetro R

A figura 5.10 apresenta os resultados obtidos para o parâmetro R , para os dois varrimentos abordados, assumindo que a frequência de interferência não construtiva era de 30Hz e 150Hz enquanto a frequência de interferência construtiva era de 40Hz e 200Hz, estando o atraso temporal ajustado para os 25ms e os 5ms, respectivamente. Tal como é possível verificar, em qualquer um dos casos a concordância entre os resultados teóricos e experimentais é favorável.

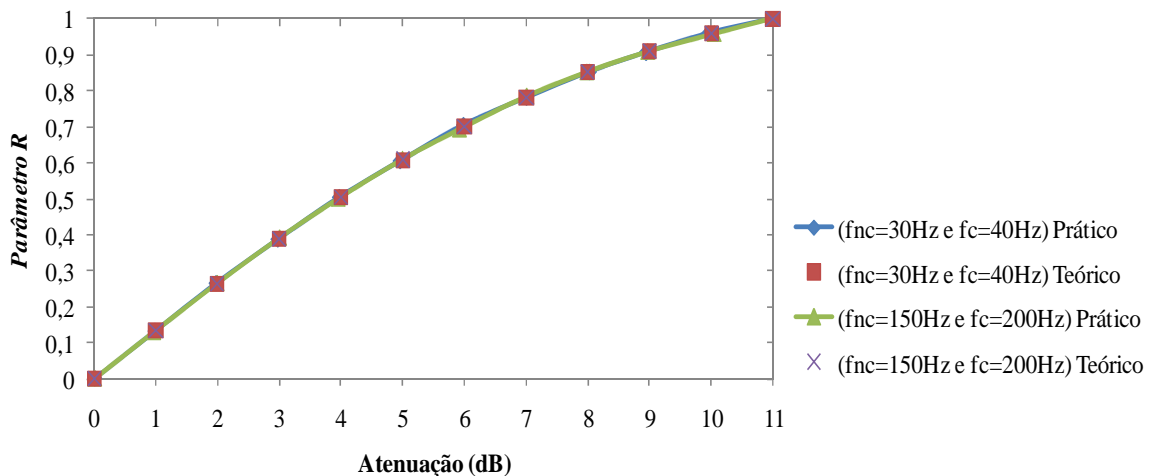


Figura 5.10 - Resultados teóricos e experimentais para o parâmetro R em função da atenuação na cabeça sensora

5.1.5.3 Resolução

De forma a determinar a resolução do sensor, vários níveis de perdas foram introduzidas sequencialmente pelo atenuador (aos 0dB, 3dB, 6dB e 9dB, respectivamente), traduzindo-se em vários níveis para o parâmetro R , durante um determinado período.

Sendo assim, a resolução de um sensor de intensidade é dada por:

$$\text{Resolução} = 2 \times \Delta D_{m\acute{a}x} \quad (5.7),$$

onde $\Delta D_{m\acute{a}x}$ é a variação máxima existente em torno de um determinado nível do parâmetro R durante um período pré-definido (neste caso foi de 30s).

Para determinar a resolução do sistema de instrumentação virtual para o sensor de intensidade foi induzido um atraso temporal de 25ms e 5ms, para as gamas de 20Hz a 100Hz e de 100Hz a 500Hz, respectivamente.

Para que esta medição seja possível, a ideia consistiu em fixar no gerador de frequências, a frequência de vale (30Hz e 150Hz, respectivamente) e em seguida a frequência de pico (40Hz e 200Hz, respectivamente) com o mesmo atraso fixo. Para cada uma das frequências foi induzido um certo nível de perdas e durante 30s foram determinadas as variações da tensão de vale e, posteriormente, da tensão de pico. Finalmente e recorrendo a uma folha de Excel, foi realizada a razão V_{NC}/V_C para cada valor e obtida a maior variação deste para os níveis constantes de perdas induzidas.

Atenuação → Parâmetro R	Resolução [20 - 100Hz]	Resolução [100 - 500Hz]
0dB → 0	0,0031	0,0028
3dB → 0,33	0,0080	0,0107
6dB → 0,60	0,0123	0,0166
9dB → 0,77	0,0082	0,0103

Tabela 5.2 – Resolução do sensor em função do parâmetro R

As figuras 5.11 e 5.12 apresentam graficamente a variação do parâmetro R inerente à cabeça sensora para o último patamar de perdas induzidas.

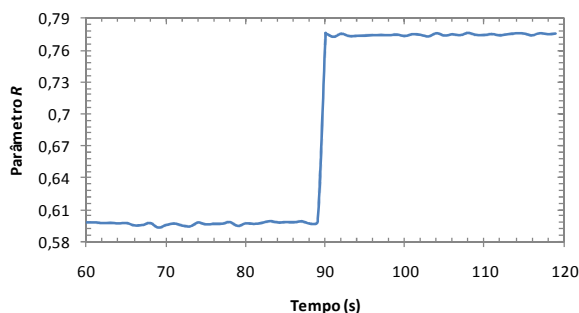


Figura 5.11 – Variação do parâmetro R quando aplicado um patamar de variação de 0,60 a 0,77, num varrimento em frequência dos 20Hz a 100Hz

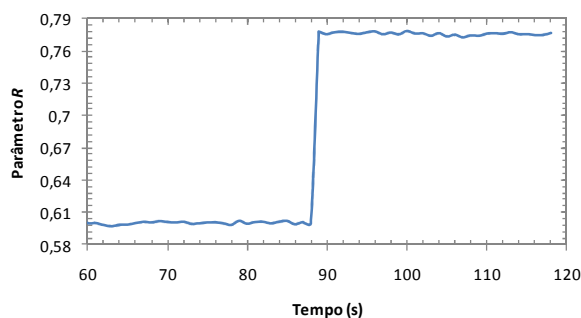


Figura 5.12 - Variação do parâmetro R quando aplicado um patamar de variação de 0,60 a 0,77, num varrimento em frequência dos 100Hz a 500Hz

Em ambas as figuras anteriores são apresentados dois níveis de variação de amplitude (0,60 e 0,77, respectivamente) e as respectivas flutuações de saída inerentes ao parâmetro R (sendo duas vezes a maior variação do parâmetro R). Como pior nível de resolução, ou seja, resolução mínima do sensor, esta apresenta-se quando o parâmetro R é de 0,6 (o que corresponde a uma atenuação de 6dB's) para ambos os varrimentos, sendo de 0,0123 para o varrimento dos 20Hz aos 100Hz, e de 0,0166 para o varrimento dos 100Hz aos 500Hz. É de referir que o número de amostras (500amostras) e a taxa de amostragem total (25KHz) é igual para ambas as medições.

5.2 Varrimento em Atraso Experimental

5.2.1 Experiência

Para demonstrar o modelo criado e apresentado no subcapítulo 4.2 (varrimento em atraso teórico), foi implementado o esquema experimental apresentado na figura 5.13. Sendo em tudo análogo ao modelo apresentado na figura 5.1, só que no domínio dos tempos.

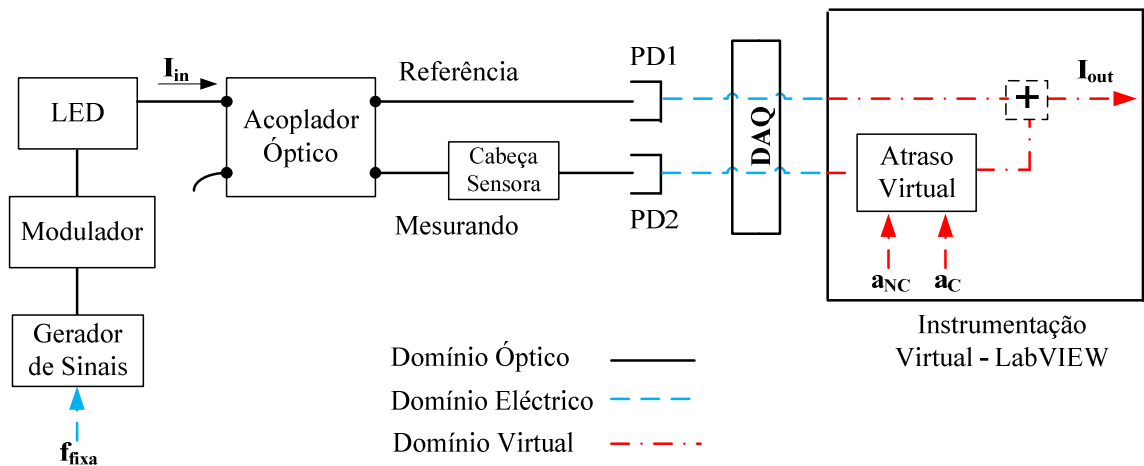


Figura 5.13 – Configuração experimental da instrumentação virtual de um sensor de fibra óptica de intensidade com varrimento do atraso virtual

Todo o sistema *hardware* é em tudo semelhante ao sistema utilizado no capítulo 5.1 (Varrimento em frequência). A alteração reside no facto de agora estarmos a modular com uma única frequência induzida pelo gerador de sinais e onde o varrimento será realizado em termos de atraso já introduzido no domínio virtual. Assim, chegaremos a um valor de atraso não construtivo (atraso de vale) e a um atraso construtivo (atraso de pico).

De referir que, apesar da ideia do procedimento e do domínio ser diferente, os resultados esperados à partida serão em tudo análogos aos obtidos no varrimento em frequência experimental, com a vantagem de estarmos a modular apenas com uma frequência.

5.2.2 Dados Iniciais

O processo de aquisição de dados recorre ao *DAQ Assistant*, tal como foi abordado no varrimento em frequência experimental para a configuração da DAQ em *hardware*, desde o nº de canais, o tipo de sinal, entre outros.

Seguidamente, houve a necessidade de centrar os sinais recebidos segundo o eixo das abcissas, de forma a termos um aumento da gama dinâmica aquando da análise do parâmetro R (será abordado posteriormente), recorrendo para isso a uns cálculos matemáticos cujas expressões são demonstradas no varrimento em frequência experimental (equação 5.1 e 5.2). Também neste último modelo, é introduzido o conceito de *Estimativa de Ganho* e de *Cálculo de Atenuação*, que visa, de uma forma transparente ao utilizador, estimar o ganho necessário de forma a efectuar um balanceamento óptico entre os dois braços (foi perdido aquando da

passagem do divisor óptico em *hardware*) e determinar a atenuação que foi devolvida pela cabeça sensora (atenuador) ao sinal mensurando, respectivamente.

Introdução de um Atraso

De forma a ser possível realizar o varrimento em atraso, propriamente dito, foi introduzida uma estrutura (anexo B.2) onde o atraso, em segundos, introduzido inicialmente pelo utilizador é convertido para X amostras. Posteriormente, é realizada uma translação das últimas X amostras do sinal mensurando para o início deste. A cada iteração do sistema, o valor do atraso sofrerá um aumento linear, sendo sempre crescente em relação à iteração anterior, levando a que exista um desfasamento linear e crescente entre os dois sinais (referência e mensurando). Para a representação de ambos, será necessária uma nova conversão, desta vez de atraso em amostras para atraso em segundos.

5.2.3 Função de varrimento temporal

Seguidamente e abordando já o processo inerente à função de varrimento temporal, foi necessário incluir condições de “Clear”, “Salvar” e/ou “Parar” o sistema no final do varrimento, análogo ao descrito aquando do respectivo modelo teórico. Assim quando o utilizador pré-define um atraso como sendo o de término do varrimento, somente quando este se verificar é que opções desejadas serão efectivadas. Quando este atraso não é pré-definido, o utilizador poderá em qualquer altura accionar as respectivas opções ficando imediatamente disponíveis.

Para a gravação dos dados resultantes da função de transferência, em JPEG e/ou ficheiro Excel, o processo está descrito no anexo B.6.

5.2.4 Parâmetro R

A fim de analisar quantitativamente a função de varrimento temporal do sistema, foi implementado uma estrutura que permite representar o parâmetro R . Para tal facto, encontra-se descrito no anexo B.7, um conjunto de condições e cálculos que definem o *timing* da

representação do parâmetro R , ao qual está associado a um determinado nível de atenuação devolvido pela cabeça sensora. É garantido que apenas quando estão representados 1,5 períodos da função de varrimento temporal, temos efectivamente a tensão de pico e a tensão de vale para posterior representação gráfica da razão entre ambos. Seguidamente, são fornecidas ao utilizador 10 iterações para que possa definir novas condições para o sistema VI antes de este sofrer o *clear* da função de varrimento temporal. Caso este tempo não seja suficiente, o utilizador poderá accionar manualmente o controlo *clear*.

5.2.5 Resultados

Nas próximas secções serão apresentados os resultados inerentes ao sensor quando estamos a aplicar um varrimento em atraso, tais como a função de varrimento temporal, a análise quantitativa da função de varrimento temporal (parâmetro R) e a resolução da cabeça sensora.

5.2.5.1 Função de varrimento temporal

A figura 5.14 apresenta a função teórica e experimental de varrimento temporal, aos 0dB e aos 10dB de perdas introduzidas pela cabeça sensora. Os resultados foram obtidos estando o LED a ser modulado por um único sinal sinusoidal a 100Hz e induzindo um varrimento temporal dos 0s aos 10ms. Ao sinal mensurando é aplicado um incremento de atraso de 250 μ s em relação ao sinal de referência.

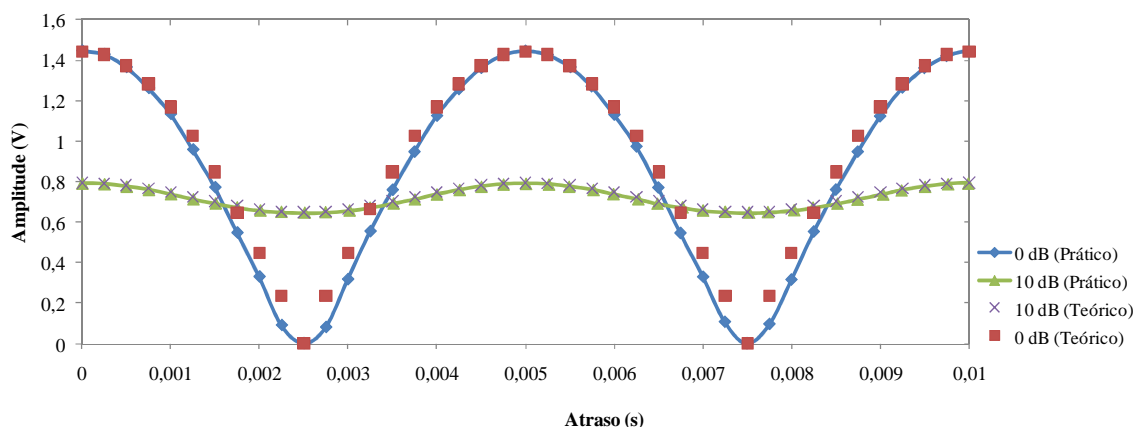


Figura 5.14 – Função de varrimento temporal, quando a fonte óptica é modulada com uma frequência de 100Hz, para 0dB e 10dB de perdas induzidas, respectivamente

O que se verifica e como estamos perante um varrimento temporal, a cada iteração o atraso aplicado ao sinal mensurando vai sendo incrementado fazendo com que o sinal mensurando “varra” progressivamente o sinal de referência. Consequentemente e no final de cada iteração o sinal mensurando e o sinal referência são somados dando origem à função de varrimento temporal, apresentada pelas figuras 5.14 e 5.15.

É possível distinguir os máximos de amplitude (atraso construtivo) aos 0s, 5ms e 10ms, enquanto os mínimos de amplitude (atraso não construtivo) verificam-se aos 2,5ms e 7,5ms. Em ambos os níveis de perdas, o grau de coerência entre os resultados teóricos e experimentais é bastante satisfatório. As diferenças existentes (figura 5.16 e 5.17), principalmente aquando do atraso de vale, devem-se ao facto de estarmos a usar uma frequência de modulação externa, ou seja, quando o sistema de instrumentação tenta determinar a frequência que está a ser usada pode estar sujeito a algumas aproximações. Consequentemente, como o atraso de vale acontece em apenas um instante (oposição de fase), as referidas aproximações devem-se à não marcação do valor amostra exactamente no momento de oposição de fase dos sinais de referência e mensurando.

A figura 5.15 apresenta a função de varrimento temporal, muito análoga à apresentada na figura 5.14 aos 0dB e 10dB de perdas, só que agora foi aplicado ao LED um sinal sinusoidal com uma frequência de 500Hz e introduzido um incremento de atraso 50µs ao sinal de mensurando em relação ao sinal de referência. O varrimento foi realizado dos 0s aos 2ms.

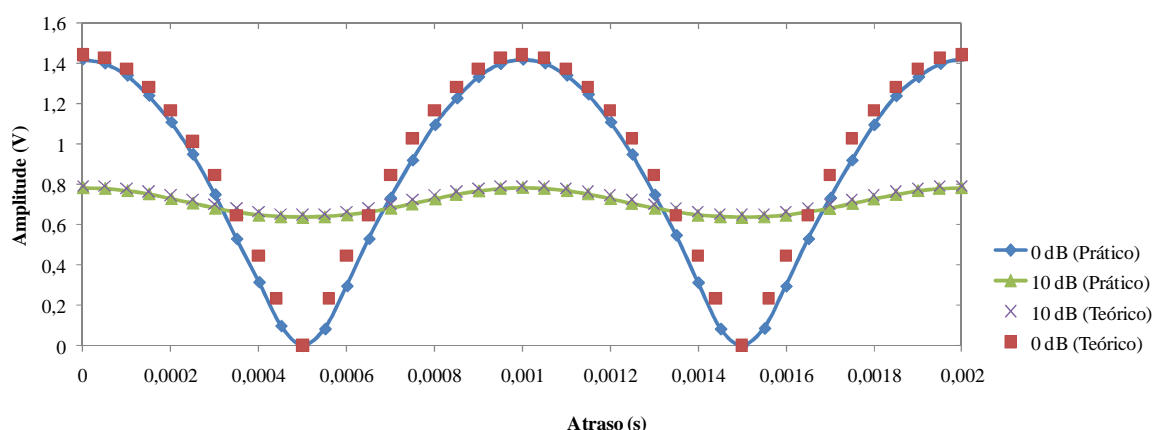


Figura 5.15 - Função de varrimento temporal, aos 500Hz, para 0dB e 10dB de perdas induzidas

Tal como era esperado, o nível dos resultados obtidos entre o modelo teórico e experimental é bastante satisfatório.

Na tabela 5.3 são apresentadas as gamas de atraso possíveis para o varrimento isto em função da frequência de modulação do LED. De notar novamente que estes valores são uma consequência do grau de limitação da DAQ utilizada, os quais se foram necessários devido à aplicação sensora poderão ser superiores em termos da frequência e inferiores em termos do atraso, caso seja utilizada uma outra DAQ.

<i>F</i> (Hz)	Atraso Mín (μs)	Atraso Máx (ms)
100	20	0,5
500	4	0,1

Tabela 5.3 – Gamas de atraso para os dois varrimentos em atraso, tendo em conta a DAQ usada

5.2.5.2 Parâmetro *R*

A fim de analisar quantitativamente a função de varrimento temporal para o atraso não construtivo e construtivo, temos que para cada valor de perdas induzidas à cabeça sensora é necessário garantir que é representado pelo menos um período da função sinusoidal de varrimento temporal para posteriormente realizar a razão entre a tensão inerente ao atraso não construtivo pela tensão inerente ao atraso construtivo.

Assim, quando temos um nível de perdas de 0dB, a potência do sinal de referência é igual à potência do sinal mensurando fazendo com que a função de varrimento temporal tenha a sua tensão mínima nos 0V. Consequentemente, dará origem a um parâmetro *R* nulo. No extremo oposto, quando o nível de perdas induzidas é máximo, a tensão do atraso não construtivo é igual à tensão do atraso construtivo. Consequentemente, teremos o parâmetro *R* máximo ou seja igual a um. Os resultados estão apresentados na figura 5.16.

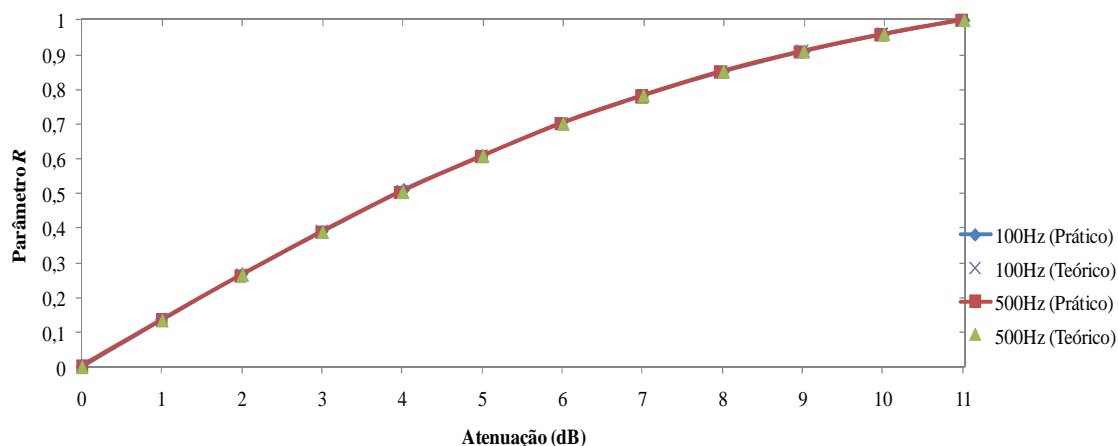


Figura 5.16 – Análise do parâmetro R aos 100Hz e aos 500Hz

Os resultados teóricos e experimentais apresentados para o atraso não construtivo e construtivo estão em boa concordância.

5.2.5.3 Resolução

Seguindo a equação 5.7, a resolução do sensor quando induzido um varrimento em atraso, para as seguintes frequências de modulação e respectivo incrementos de atraso, 100Hz, 250 μ s e 500Hz, 50 μ s, respectivamente, é apresentada na tabela 5.4. Tal como para o varrimento em frequência (sub-capítulo 5.1.5.3), o cálculo da resolução reside em duas vezes a maior variação do parâmetro R , isto para cada patamar definido.

Atenuação \rightarrow Parâmetro R	Resolução [100Hz]	Resolução [500Hz]
0dB \rightarrow 0	0,0093	0,0098
3dB \rightarrow 0,33	0,0104	0,0142
6dB \rightarrow 0,60	0,0137	0,0166
9dB \rightarrow 0,77	0,0160	0,0159

Tabela 5.4 – Resolução do sensor em função do parâmetro R

As figuras 5.17 e 5.18 apresentam graficamente a resolução do parâmetro R para dois níveis do parâmetro R (0,60 e 0,77), de acordo com a tabela 5.4. Em ambos os casos, o sinal original é constituído por 500 amostras a uma taxa de amostragem de 25KHz.

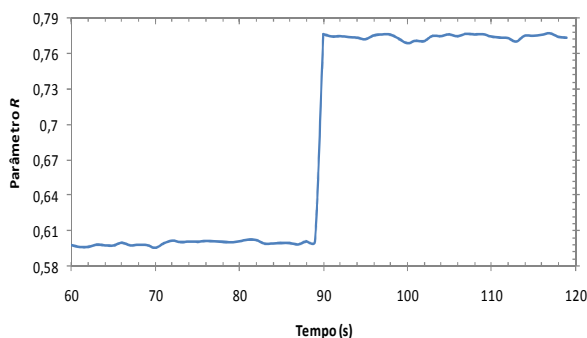


Figura 5.17 – Variação do Parâmetro R quando aplicado um patamar de variação de 0,60 a 0,77, num varrimento em atraso dos 0s a 10ms

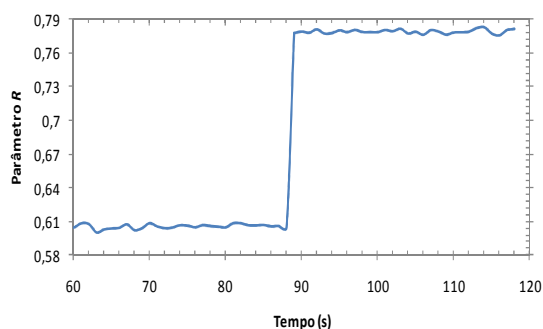


Figura 5.18 – Variação do Parâmetro R quando aplicado um patamar de variação de 0,60 a 0,77, num varrimento em atraso de 0s a 2ms

Assim verificamos que a resolução do sensor quando o LED é modulado com um sinal de 100Hz é de 0,0160 (corresponde a uma atenuação de 9dB), enquanto com um sinal de 500Hz a resolução é de 0,0166 (corresponde a uma atenuação de 6dB).

Comparando os resultados da resolução apresentados pelas figuras 5.17 e 5.18 com as figuras 5.11 e 5.12, aquando do varrimento em frequência, verificamos que os resultados apresentados agora são muito semelhantes. Estes resultados eram esperados uma vez que a ideia de usar o varrimento em atraso é proporcionar uma medida igual mas em domínios diferentes. Além disso, é importante salientar que utilizando o varrimento temporal podemos usar apenas uma frequência de modulação, o que pode trazer vantagens, por exemplo se estivermos a utilizar uma rede de sensores.

Este capítulo visou a criação dos modelos de VI experimentais para sensores de intensidade, tendo partido dos modelos de simulação teórica, já criados, e introduzindo as alterações necessárias de forma a os adaptar à realidade experimental. Utilizando um atenuador como cabeça sensora, os resultados obtidos foram assim comparados com os provenientes dos modelos experimentais.

6. Sensor de Deslocamento

No seguimento dos resultados obtidos no capítulo 5 (“*Implementação experimental da instrumentação virtual de um sensor de fibra óptica de intensidade*”), que tinha por base a utilização de um atenuador simulando um qualquer sensor de intensidade, este capítulo abordará a utilização de uma carruagem com um *taper* de forma a implementar um sensor de deslocamento.

Inicialmente será introduzido o conceito de sensor de deslocamento, onde será incluído um breve estado da arte sobre os mesmos. Posteriormente, serão apresentados os resultados inerentes a este sensor, quer quando este se encontra em varrimento em frequência quer em varrimento em atraso.

6.1 Experiência

Para demonstrar a utilidade dos modelos de instrumentação virtual (em LabVIEW®), apresentados nos capítulos 4 e 5 de forma a controlar sensores de fibra óptica de intensidade, foi implementada a montagem experimental apresentada na figura 6.1 (sensor de deslocamento). Este esquema é igualmente baseado na topologia *Mach-Zehnder*, onde todo o *hardware* e *software* utilizado já se encontra descrito anteriormente, com excepção da cabeça sensora.

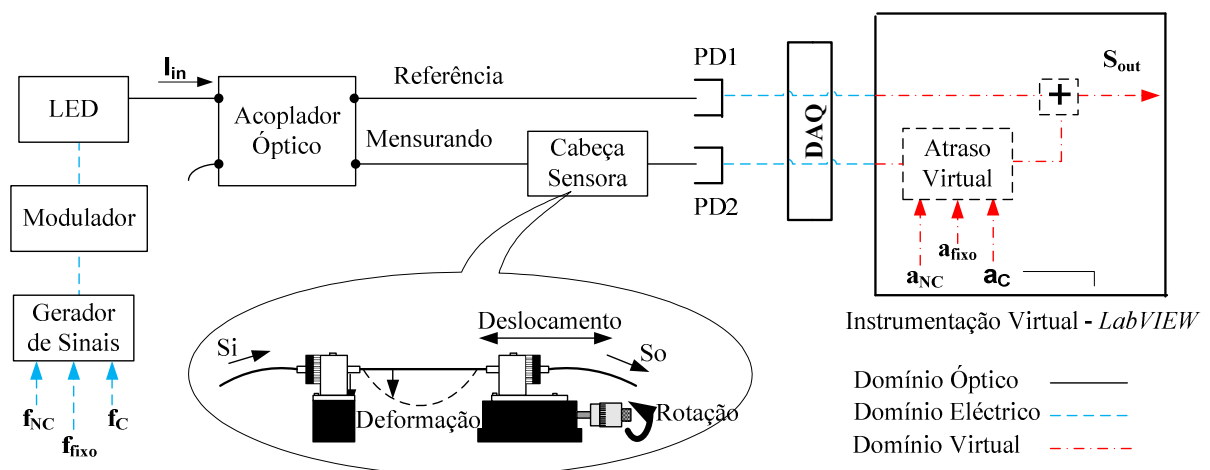


Figura 6.1 – Configuração experimental de um sensor de deslocamento de fibra óptica de intensidade

A figura 6.1 apresenta um sensor de deslocamento de fibra óptica de intensidade auto-referenciado baseado na deformação de um *taper* em fibra. Já ao nível da instrumentação virtual temos a substituição do atraso óptico por um atraso no domínio virtual, análise ao nível da relação entre a entrada e saída do sistema e o processamento/gravação dos dados resultantes do sensor.

Taper em fibra óptica

Um *taper* é construído pelo alongamento de uma fibra aquecida, formando uma estrutura que compreende um filamento estreito e alongado (o “*taper waist*”), onde cada extremo deste é ligado a uma fibra sem estar alongada por meio de uma secção cónica do *taper* (o “*taper transitions*”) [23], como é apresentado pela figura 6.2. Opticamente, as transições do *taper* (*taper transitions*) transformam o local do modo fundamental de um modo do núcleo (*fiber untapered*), para um modo na bainha (*taper waist*), sendo este o princípio básico de muitas das suas aplicações. No entanto, se a sua transformação é acompanhada por um pouco de perdas de luz do modo fundamental, a forma das transições do *taper* devem ser suficientemente graduais para satisfazer o critério adiabático (caracteriza-se pela ausência de trocas de energia térmica para ou do exterior) em qualquer ponto. Por outro lado, é desejável que as transições sejam as mais curtas possíveis, permitindo que a componente resultante seja compacta e insensível à degradação ambiental [23].

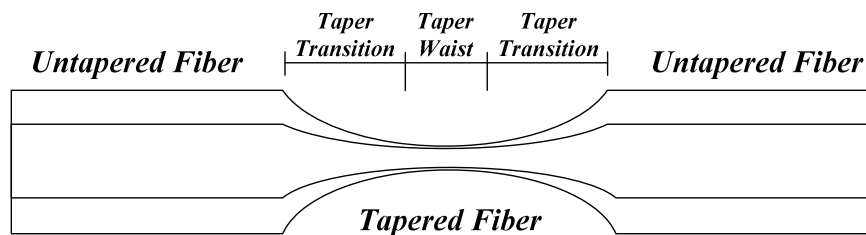


Figura 6.2 - Taper em fibra óptica

A forma do *taper* é igualmente importante em situações onde o *taper* é usado para ser deformado de uma forma controlada, como em sensores, entre outros [23].

De forma a proporcionar a deformação no *taper* em fibra é utilizada uma montagem (ver figura 6.1 e 6.5), constituída por duas partes: a parte à esquerda é uma base fixa, a parte à direita, é constituída por uma carruagem que se desloca por meio de rotação de um parafuso graduado.

De referir que esta cabeça sensora está vocacionada para medição de deslocamentos desde os 0 μ m até aos 25000 μ m. Para isso, o deslocamento da carruagem está dividido em 2 escalas: a escala vertical, considerada a escada de pequeno deslocamento, onde cada subdivisão é de 25 μ m, e a escala horizontal, escala de grande deslocamento, onde cada subdivisão é de 625 μ m.

À medida que o utilizador introduz um certo nível de deslocação à carruagem (aproximando-se da parte fixa), esta induz um certo nível de deformação do *taper* em fibra. Consequentemente esse nível de deformação irá se reflectir num determinado nível de perdas no sinal do mensurando. Ou seja, quanto maior for o deslocamento induzido à carruagem da cabeça sensora maior será o nível de atenuação devolvido ao sinal mensurando.

Num *taper* em fibra, as perdas por inserção dependem do seu grau de deformação. Assim, com um arranjo próprio, um deslocamento linear pode ser convertido numa curva de variação da atenuação do *taper* e, consequentemente, numa modulação de intensidade, tal como é apresentado pela figura 6.3.

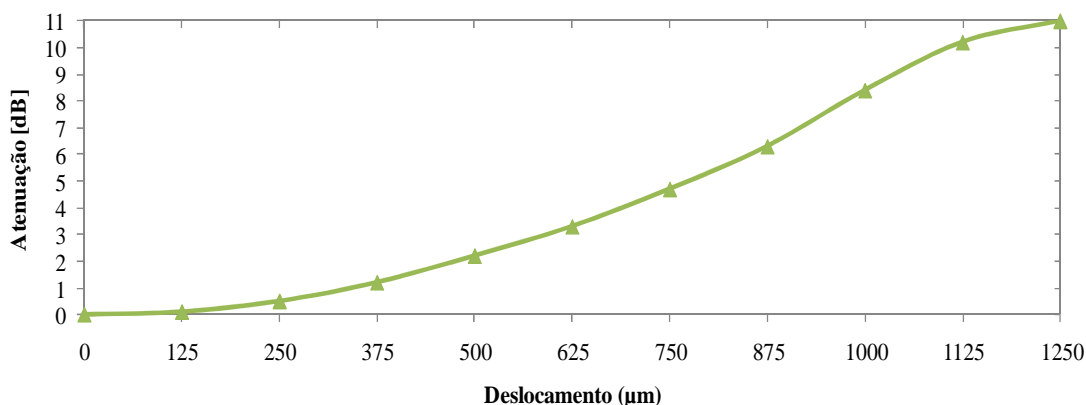


Figura 6.3 - Perdas por inserção no *taper* em função do deslocamento

De notar que a curva apresentada não é linear devido às características do próprio *taper*, ou seja, podemos distinguir três fases: primeira fase, dos 0 μ m aos 375 μ m, onde temos pequenas perdas devolvidas, ou seja pouco sensível ao deslocamento; a segunda fase, dos 375 μ m aos 1000 μ m, verifica uma relação quase linear entre o deslocamento e as perdas induzidas, ou seja, máxima sensibilidade possível ao deslocamento; e finalmente uma terceira fase, dos 1000 μ m aos 1250 μ m, onde temos um menor nível de deslocamento em relação à primeira fase mas com aproximadamente três vezes mais de perdas induzidas.

A instrumentação virtual é baseada no *software* LabVIEW® e foi desenvolvida para controlar e analisar o desempenho do sensor. Tal como foi explicado anteriormente, o sensor de deslocamento está vocacionado para o varrimento em frequência e para o varrimento em atraso. De modo a observar o parâmetro R em função do nível de deslocamento induzido, os valores de tensão de saída da função de transferência ou da função de varrimento temporal foram registados, os quais são proporcionais às amplitudes dos sinais de potência óptica no detector às frequências/atrasos correspondentes.

Nesta área (sensores de deslocamento) são apresentados trabalhos publicados recentemente. Em 2006, foi apresentado um sensor para a medição de micro-deslocamento ou de curvatura usando uma rede de fibra de período longo (LPG – *Long-Period Fibre Grating*) num sensor de fibra óptica de intensidade auto-referenciado [24]. Posteriormente, foi reportado um sensor de deslocamento em fibra óptica extrínseco para a medição da amplitude e da frequência de vibração [25], enquanto mais tarde foi estudado um sensor de dupla fibra para medição de deslocamento em superfícies metálicas e não metálicas como folhas de alumínio, cobre e bronze, onde o deslocamento do alvo causa modulação de intensidade [26]. Mais recentemente, foi proposto um sensor de fibra óptica com cavidade Fabry-Perot extrínseco (EFPC – *Extrinsic Fabry-Perot Cavity*) para medição de deslocamento linear [27].

A figura 6.4 apresenta uma fotografia do arranjo experimental implementado para o sensor de deslocamento, no laboratório de telecomunicações da Universidade da Madeira.

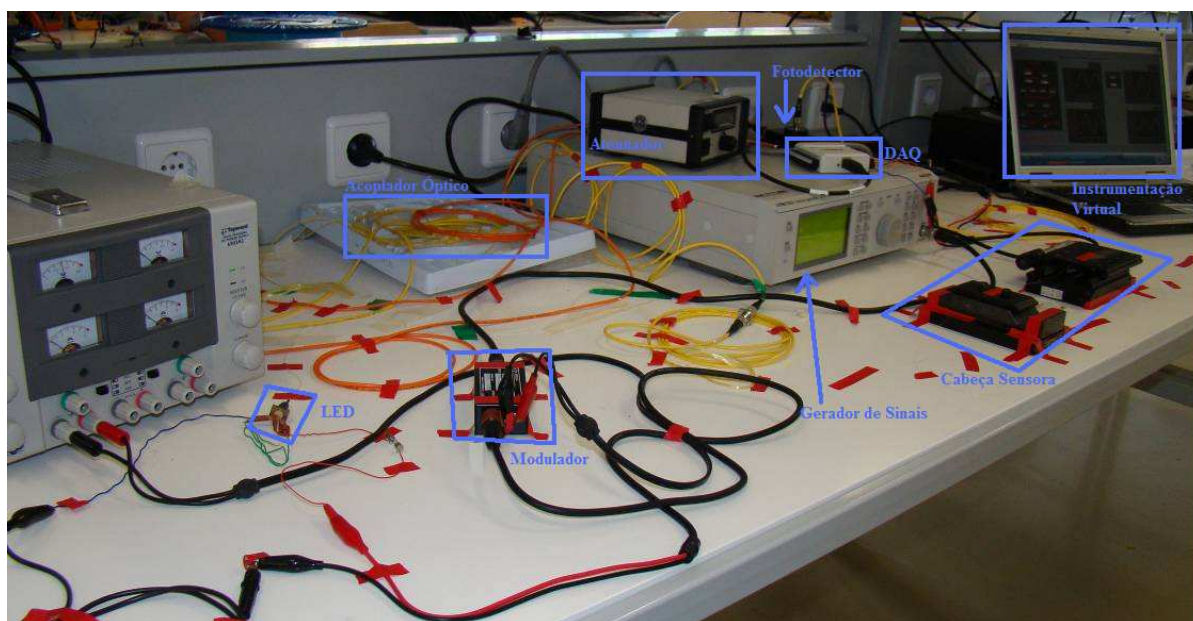


Figura 6.4 – Fotografia do arranjo experimental implementado

É possível verificar, do lado direito, o último estágio desta implementação intitulado “instrumentação virtual” que tem por base um computador com o *software* que garante a recepção dos dados provenientes da placa de aquisição de dados, o processamento e a gravação dos mesmos.

Na figura 6.5 é possível verificar a estrutura da cabeça sensora para medição de deslocamento. Ao centro da imagem é apresentado o *taper* em fibra, o qual se encontra fixo nas duas extremidades da montagem. Quando o *taper* se encontra esticado, apresenta perdas nulas. Posteriormente e à medida que a carruagem se aproxima da parte fixa, maior será a deformação que o *taper* estará sujeito e conseqüentemente maior será o nível de perdas aplicado ao sinal mensurando. O processo é reversível.

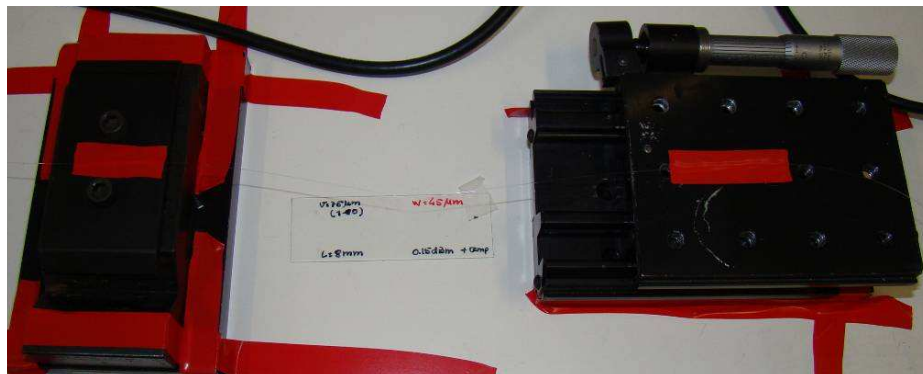


Figura 6.5 – Fotografia do arranjo experimental da cabeça sensora

6.2 Resultados

Agora que o sensor de deslocamento foi apresentado e de forma a confirmarmos os resultados obtidos no capítulo 5, serão reproduzidos os resultados experimentais inerentes a este sensor de deslocamento de intensidade auto-referenciado. Os resultados vão incluir o parâmetro R , o grau de resolução do sensor e a repetibilidade dos dados obtidos em função do deslocamento. Nesta fase não se incluirá a função de transferência e a função de varrimento temporal, uma vez serem em tudo análogas às apresentadas aquando do capítulo 5.

6.2.1 Varrimento em frequência

Serão apresentados os resultados relativos à implementação de um varrimento em frequência ao sistema recorrendo a duas gamas de frequências. Para a gama dos 20Hz aos 100Hz, as frequências construtivas (frequências de pico) ocorreram nos 20Hz, 40Hz, 60Hz, 80Hz e 100Hz, enquanto as frequências não construtivas (frequências de vale) ocorreram nos 20Hz, 50Hz, 70Hz e 90Hz, com um atraso virtual de 10ms. Já para a gama de varrimento dos 100Hz aos 500Hz, as frequências construtivas verificaram-se nos 100Hz, 200Hz, 300Hz, 400Hz e 500Hz, enquanto as frequências não construtivas ocorreram nos 150Hz, 250Hz, 350Hz e 450Hz, com um atraso virtual de 2ms.

6.2.1.1 Parâmetro R

Quando esta cabeça sensora é incluída na configuração, tal como é apresentado pela figura 6.1, a modulação do parâmetro R com o deslocamento ocorre com a dependência apresentada pela figura 6.6. Pode-se observar que esta dependência é não linear, contudo é possível realizar a linearização à posteriori através de *software*.

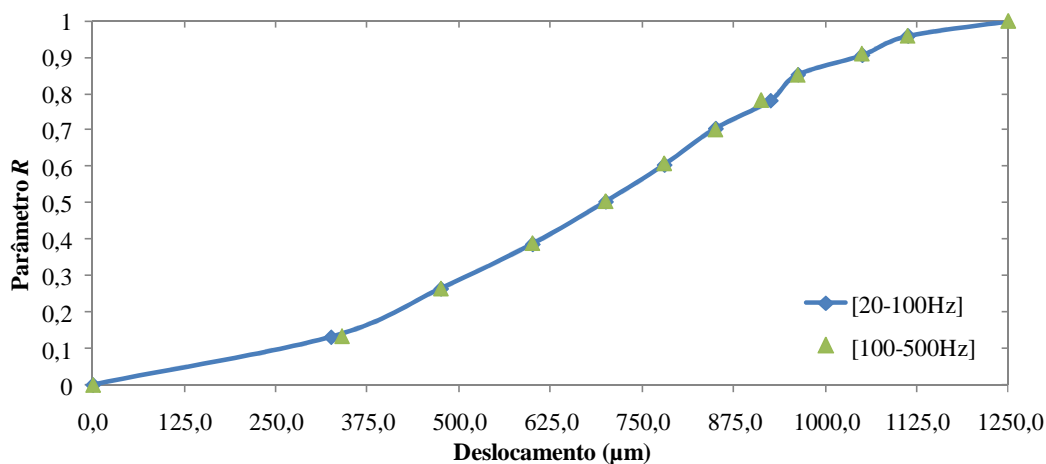


Figura 6.6 – Resultados experimentais para o parâmetro R em função do deslocamento da cabeça sensora

Tal como é possível verificar, os resultados obtidos para as diferentes modulações são muito análogos, revelando-se independentes da gama de frequências utilizadas para o varrimento.

6.2.1.2 Resolução

Para determinar a resolução do sensor de deslocamento, vários níveis de deslocamento foram introduzidos sequencialmente na cabeça sensora (aos $0\mu\text{m}$, $625\mu\text{m}$, $875\mu\text{m}$ e $1062\mu\text{m}$, respectivamente) durante um determinado período. Assim e recorrendo novamente à equação 5.7 (*Resolução*), o factor ΔD_{Max} indica a variação máxima existente em torno de um determinado nível de deslocamento durante um período pré-definido (neste caso foi de 30s). As frequências de vale e de pico são aquelas enunciadas na apresentação deste subcapítulo.

O parâmetro R e a sua conversão para a medida de valores de deslocamento, usando os dados de calibração fornecidos pela figura 6.6, permitem obter os resultados apresentados na tabela 6.1 e nas figuras 6.7 e 6.8.

Deslocamento → Parâmetro R	Resolução (μm) [20 – 100Hz]	Resolução (μm) [100 – 500Hz]
$0\mu\text{m} \rightarrow 0$	2,0145	4,1286
$625\mu\text{m} \rightarrow 0,33$	15,0172	20,0654
$875\mu\text{m} \rightarrow 0,60$	17,9664	24,2832
$1062\mu\text{m} \rightarrow 0,77$	11,2520	14,1330

Tabela 6.1 - Resolução do sensor quando varrido na gama dos [20-100Hz] e dos [100-500Hz]

As figuras 6.7 e 6.8 apresentam a variação da resposta do deslocamento para um patamar de deslocamento de $875\mu\text{m}$ e $1062\mu\text{m}$, respectivamente nas gamas de varrimento de 20Hz a 100Hz e de 100Hz a 500Hz.

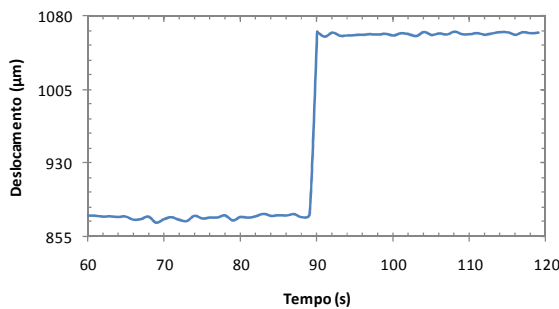


Figura 6.7 – Variação da resposta do deslocamento para um patamar de variação de $875\mu\text{m}$ a $1062\mu\text{m}$, num varrimento em frequência de 20Hz a 100Hz

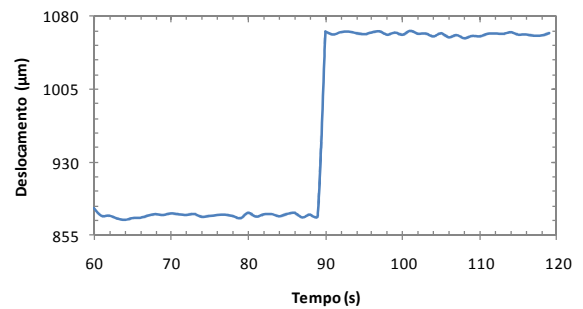


Figura 6.8 – Variação da resposta do deslocamento para um patamar de variação de $875\mu\text{m}$ a $1062\mu\text{m}$, num varrimento em frequência de 100Hz a 500Hz

A partir das variações da amplitude durante o período de deslocamento constante, foi determinada uma resolução máxima de $20\mu\text{m}$ (figura 6.7) e de $25\mu\text{m}$ (figura 6.8), respectivamente. É importante mencionar que como o número de amostras e o tempo total de amostragem para cada medição é o mesmo, para frequências f_{NC} e f_C mais baixas poderá ser usado um menor número de períodos mas com uma maior resolução e, conseqüentemente, uma melhor resolução de medição é esperada.

6.2.2 Varrimento em atraso

Os resultados seguidamente apresentados, pretendem demonstrar que é possível obter resultados em tudo análogos, quer estejamos a impor um varrimento no domínio das frequência quer estejamos a impor um varrimento no domínio dos tempos.

Para analisarmos o sistema em termos de varrimento em atraso foram utilizadas duas gamas de varrimento. A primeira gama é dos 0s aos 10ms, com o LED a ser modulado a 100Hz, sendo introduzido um incremento de atraso de $250\mu\text{s}$ ao sinal mensurando. Isto resulta numa função de varrimento temporal com o atraso construtivo aos 0s, 5ms e 10ms e com o atraso não construtivo aos 2,5ms e 7,5ms. A segunda gama verifica-se dos 0s aos 2ms, onde o LED passou a ser modulado a uma frequência de 500Hz, com um incremento de atraso de $50\mu\text{s}$. Daqui resulta um atraso construtivo aos 0s, 1ms e 2ms e um atraso não construtivo aos 0,5ms e 1,5ms.

6.2.2.1 Parâmetro R

A figura 6.9 apresenta a dependência da modulação do parâmetro R com o deslocamento, sendo a montagem apresentada pela figura 6.1. Tal dependência não é linear devido ao comportamento não linear do próprio *taper* em fibra. Para ambos os varrimentos, os resultados apresentados demonstram a sua independência em relação quer à diferente modulação a que o LED está sujeito, quer aos diferentes varrimentos temporais.

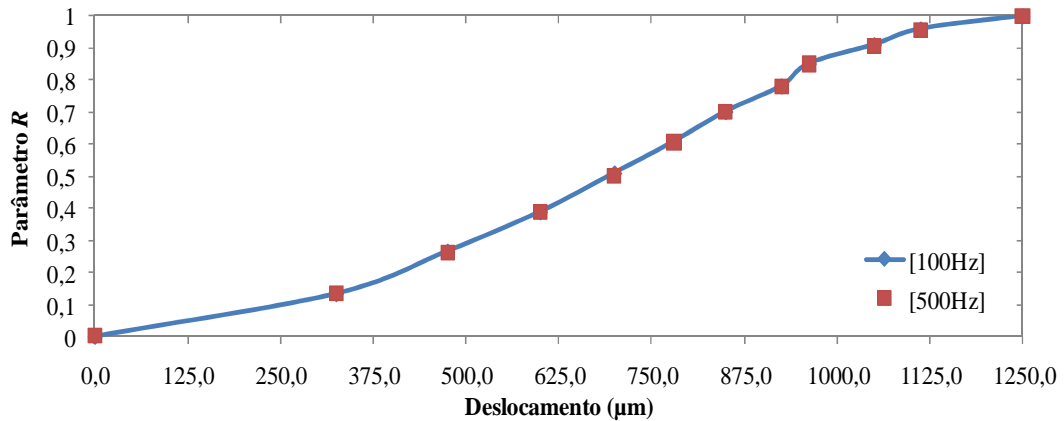


Figura 6.9 – Parâmetro R em função do deslocamento

6.2.2.2 Resolução

Para determinar a resolução do sensor, quando estamos a utilizar um varrimento em atraso, a equação 5.7 continua a ser válida, resultando esta em duas vezes a maior variação detectada em torno do deslocamento induzido à cabeça sensora. A tabela 6.2 apresenta a resolução do sensor de deslocamento em torno de vários níveis de deslocamento aplicado à cabeça sensora.

Deslocamento → Parâmetro R	Resolução (μm) [100Hz]	Resolução (μm) [500Hz]
0μm => 0	4,9069	3,2430
625μm => 0,33	18,2238	26,7155
875μm => 0,60	19,9852	23,9827
1062μm => 0,70	21,9332	21,6388

Tabela 6.2 – Resolução do sensor com o LED modulado a 100Hz e 500Hz

As figuras 6.10 e 6.11 apresentam a variação da resposta do deslocamento quando aplicado um patamar de variação de 860μm a 1062μm com um varrimento em atraso na gama de 0s a 10ms, com o LED a ser modulado a 100Hz, e de 0s a 2ms com uma modulação de 500Hz, respectivamente.

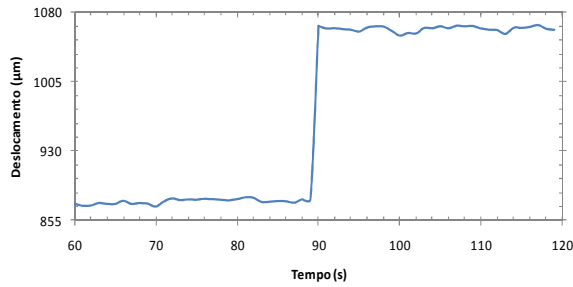


Figura 6.10 - Variação da resposta do deslocamento para um patamar de variação de 875µm a 1062µm, num varrimento em atraso de 0s a 10ms

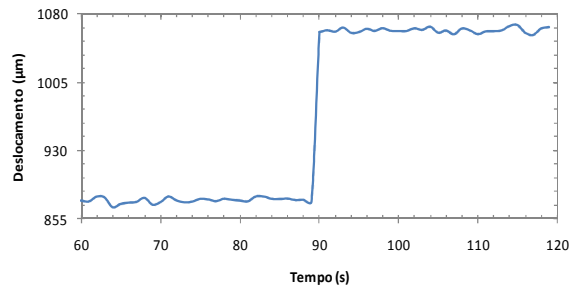


Figura 6.11 - Variação da resposta do deslocamento para um patamar de variação de 875µm a 1062µm, num varrimento em atraso de 0s a 2ms

A partir das variações da amplitude, durante o período de deslocamento constante, foi determinada uma resolução máxima de 22µm (figura 6.10) e de 27µm (figura 6.11), respectivamente. Como é possível verificar, o varrimento em atraso de 0s a 2ms apresenta globalmente uma menor resolução em relação ao varrimento em atraso de 0s a 10ms. É importante realçar que como o número de amostras e o tempo de amostragem total para cada medição é o mesmo, para a frequência de modulação mais baixa um menor número de períodos sinusoidais podem ser usados mas com uma maior resolução e, conseqüentemente, é possível obter uma melhor resolução do mensurando.

6.2.3 Repetibilidade

Estas medidas consistem, para as mesmas condições de medição induzidas à cabeça sensora, em repetir a medição do nível de perdas devolvidas em função do deslocamento induzido à cabeça sensora (figura 6.12), no sentido ascendente¹ (incremento do deslocamento), descendente (decremento do deslocamento) e novamente ascendente² de atenuação, e verificar os respectivos resultados.

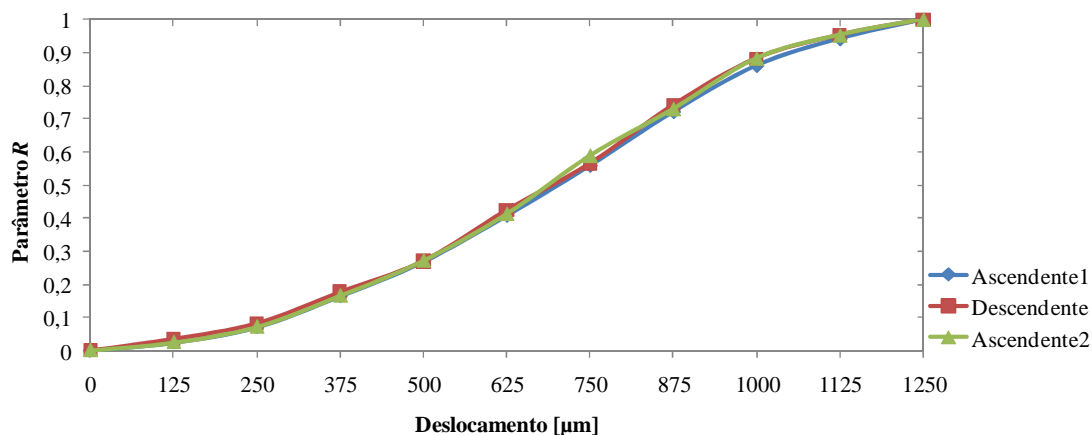


Figura 6.12 - Repetibilidade do sensor de deslocamento

Os resultados apresentam um bom desempenho do sensor em termos de repetibilidade.

6.3 Multiplexagem

6.3.1 Introdução

A necessidade de processar a informação proveniente de um grande número de sensores de fibra óptica tem-se tornado cada vez mais premente em variadas aplicações, particularmente quando se pretende monitorizar simultaneamente um grande número de grandezas físicas, ou apenas uma mesma grandeza física em diversos locais. Assim sendo, uma fracção significativa dos sistemas sensores de fibra óptica requer mais do que um elemento sensor, podendo haver vários do mesmo tipo ou de tipo diferentes, distribuídos espacialmente de acordo com um padrão topológico definido (designado genericamente de *rede*). A possibilidade de aceder a múltiplos sensores através de uma fibra comum constitui uma vantagem da tecnologia que tem sido explorada para uma vasta área de aplicações e que se designa por multiplexagem. Entre outros aspectos positivos, destaca-se o menor custo por sensor devido à redução do número de fontes ópticas, de detectores, moduladores entre outros, que são normalmente necessários para suportar um dados número de sensores de fibra óptica [1, 2, 28].

Além disso, um dos maiores incentivos para uma generalizada aplicação dos sensores de fibra óptica reside na necessidade de se instalar um cada vez maior número de sensores em variados sistemas [28].

A informação proveniente dos elementos sensores constituintes da rede pode ser multiplexada de diversas maneiras dependendo essencialmente de dois factores importantes: o primeiro é o tipo de configuração da rede, também referido como *topologia* da rede (a topologia é a descrição física de como os sensores estão interligados para formarem a rede); o segundo aspecto é a técnica de endereçamento dos sensores, que é o método utilizado para discriminar a informação proveniente de cada sensor da rede.

Cada um dos sensores do conjunto é uma fonte de informação óptica actuada por mensurandos que podem ser as mais diversas grandezas físicas. Estas modulam propriedades da radiação, tais como a intensidade, a fase, a frequência ou o estado de polarização. O bloco optoelectrónico deve estar adaptado ao(s) tipo(s) de modulação, de forma a ser recuperada e tornada acessível a informação de interesse.

Um esquema de multiplexagem de sensores de fibra óptica deverá reunir um conjunto de propriedades muito importantes: capacidade de aumento do número de sensores sem penalizar a estrutura da rede; fiabilidade do sistema, ou seja, a interrupção de um sensor não deve levar à interrupção completa de todo o sistema; possibilidade de operação remota; reduzida interferência entre sensores (*crosstalk*); e capacidade de admissão na rede de sensores com sensibilidade e gama dinâmica diferentes [1, 2, 28].

6.3.2 Esquema experimental de multiplexagem

De forma a dar seguimento ao trabalho desenvolvido com a aplicação LabVIEW®, apenas para um sensor, foi proposta a análise de uma rede de dois sensores.

A configuração experimental do sistema de multiplexagem é apresentada na figura 6.13. É baseada numa topologia de multiplexagem em árvore transmissiva com um endereçamento espacial para demonstrar a viabilidade do sistema de multiplexagem de instrumentação virtual para dois sensores de fibra óptica [1, 2, 28].

Esta configuração adapta-se quer ao varrimento em frequência quer ao varrimento em atraso, com mesmas características já apresentadas nos capítulos 4 e 5.

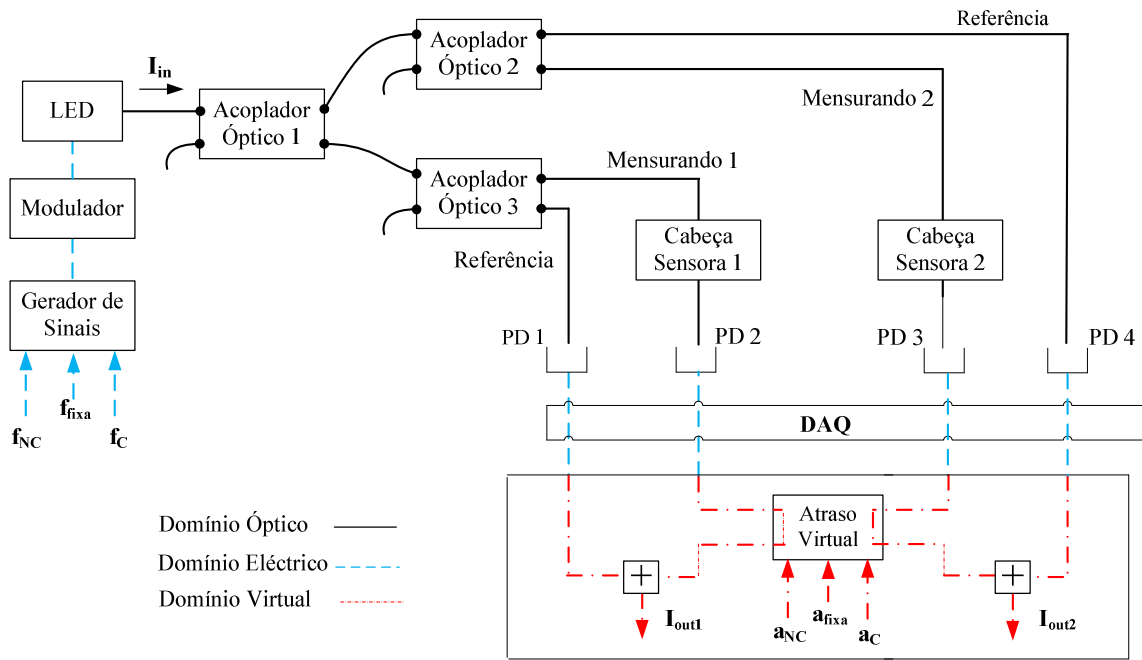


Figura 6.13 – Configuração experimental para a multiplexagem de dois sensores de fibra óptica de intensidade

Como cabeça sensora do sensor 1 foi utilizado o sensor de deslocamento (apresentado no subcapítulo 6.1), e como cabeça sensora do sensor 2 foi utilizado o próprio atenuador (apresentado no capítulo 5), de forma a simular um novo sensor de deslocamento ou um outro tipo de sensor, tal como os exemplos apresentados no capítulo 2.

6.3.3 Adaptação modelo de instrumentação virtual

Em seguida serão apresentadas as alterações que foram necessárias introduzir, nos sistemas de monitorização virtual LabVIEW®, de forma a que os dados provenientes da monitorização de um dos sensores não interfiram com os dados resultantes da monitorização de qualquer um dos restantes sensores (para que sejam independentes). Um outro ponto consistiu também em analisar a capacidade de processamento do sistema quando este está sujeito a uma carga de dados provenientes de vários sensores.

Os dados provenientes de cada sensor sofrem primeiramente um balanceamento óptico que é independente dos restantes sensores, uma vez que os acopladores ópticos, utilizados para dar origem aos respectivos sinais de referência e mensurando, não são ideais (não dividem na razão 50/50) e onde já incluí a perda de inserção do *Atenuador*. Posteriormente, os sinais mensurando irão sofrer a influência de um mesmo atraso que irá permitir analisar a

função de transferência ou a função de varrimento temporal e do parâmetro R , de forma totalmente independente entre cada sensor.

É possível gravar os dados resultantes das várias análises, num ficheiro JPEG e/ou num ficheiro Excel, de forma independente para cada sensor.

6.3.4 Resultados

De forma a comprovar a viabilidade do sistema de instrumentação virtual para o processamento de sinais provenientes de dois sensores distintos, foram realizados os testes abaixo apresentados (figura 6.14). Em qualquer um dos resultados apresentados, ambos os sinais adquiridos pela DAQ são constituídos por 500 amostras a uma taxa de amostragem total de 25KHz, condição esta que é inerente à DAQ que está a ser usada.

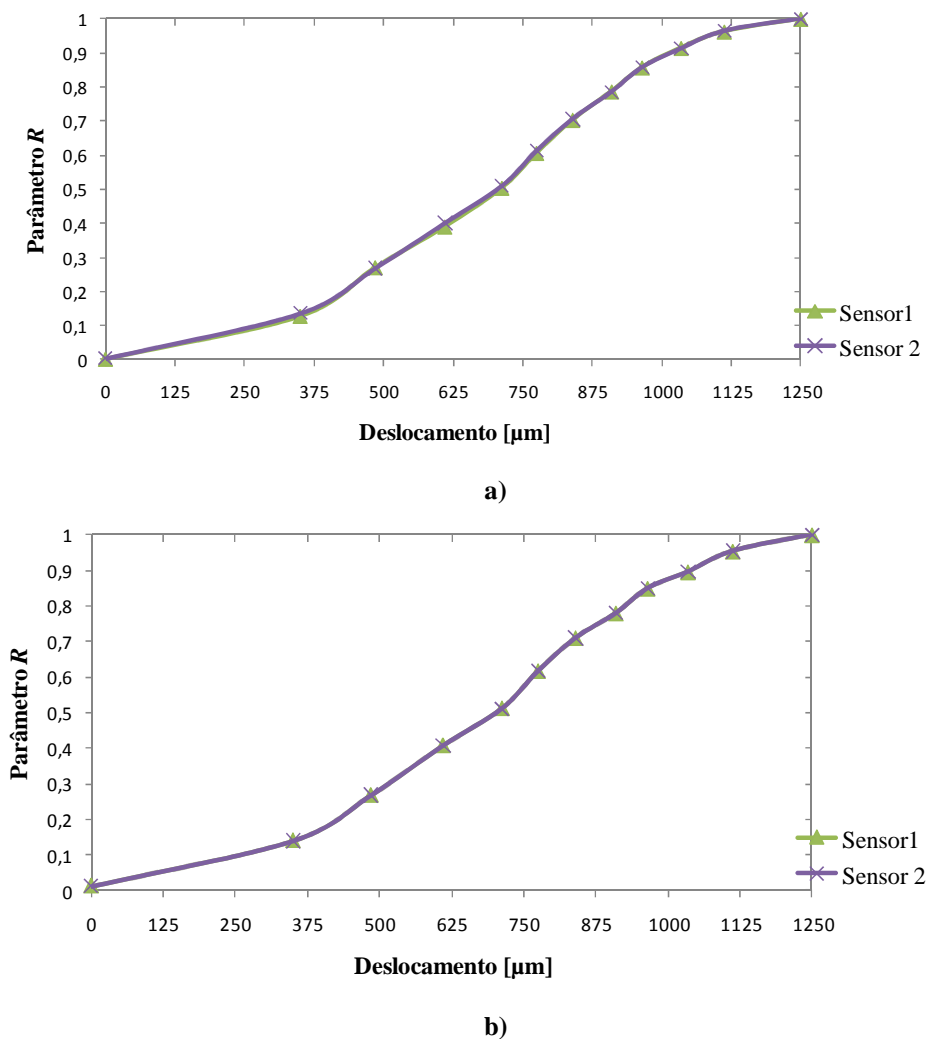


Figura 6.14 – Parâmetro R em função do deslocamento para sensor 1 e sensor2: a) varrimento em frequência e b) varrimento em atraso

A figura 6.14 apresenta os resultados de dois sensores onde o parâmetro R é apresentado em função do deslocamento isto quando os sensores são sujeitos a um varrimento em frequência (figura 6.15 a)) e a um varrimento em atraso (figura 6.15 b)). Para ambos os sensores é possível verificar que os resultados obtidos são independentes entre si, mesmo em diferentes domínios, e que o sistema garante velocidade de processamento para a medição de ambos.

6.4 Trabalho Futuro

Com o trabalho no actual ponto de desenvolvimento, e de acordo com o que já foi explicado durante a dissertação, podem salientar-se vários aspectos que necessitariam de melhoria:

- i). utilização dos modelos virtuais de forma a poderem, além de receber os sinais de referência e do mensurando, também gerar o sinal de modulação da fonte óptica que irá percorrer a montagem e interrogar a cabeça sensora;
- ii). introduzir a opção, num dos modelos virtuais, de seleccionar o tipo de simulação pretendida (teórica ou experimental), e em que domínio (frequência ou nos tempos);
- iii). possibilidade de desenhar sobre o mesmo gráfico resultados que seriam provenientes de diferentes sensores (aquando da multiplexagem de sensores), ou então do mesmo sensor mas com diferentes níveis de perdas induzidas ao sinal mensurando. Isto serviria tanto para a função de transferência como para o parâmetro R ;
- iv). por último, todos os dados de um determinado gráfico deverão ser gravados num único ficheiro Excel, o que não acontece no sistema actual pois como estamos a falar de gráficos XY, os dados relativos às abcissas são gravadas num ficheiro Excel enquanto os dados relativos às ordenas são gravados num outro ficheiro Excel.

7. Conclusão

A utilização da tecnologia da fibra óptica na monitorização de um conjunto de parâmetros ambientais, industriais e biomédicos apresenta vantagens, como uma elevada sensibilidade, imunidade electromagnética, capacidade de medição remota e a possibilidade de multiplexagem de múltiplos sensores. Os sensores de fibra óptica podem ser classificados em vários grupos dependendo do método de medição dos parâmetros físicos, sendo um desses grupos os sensores de intensidade. Estes são baseados na modulação da intensidade, em que a grandeza física altera o valor da intensidade óptica transmitida pela fibra. As principais vantagens deste tipo de sensores de fibra óptica são a sua simplicidade e o seu baixo custo. Apesar das vantagens, este tipo de sensores apresentam limitações impostas por perdas variáveis no sistema e que não estão relacionadas com a grandeza física a ser medida. Assim, para minimizar essas influências, muitos dos sensores de intensidade de alto desempenho necessitam de alguma técnica de referenciação, permitindo que o resultado seja independente dessas mesmas variações e optimizando a razão de rejeição em modo comum.

Esta dissertação consistiu no estudo, concepção e caracterização de um sensor de fibra óptica de intensidade auto-referenciado, em frequência, com instrumentação virtual. Dentro do trabalho realizado foram concebidos dois sistemas virtuais de medição.

Considerando uma natural degradação do desempenho de alguns componentes do sistema ao longo do tempo, a utilização de instrumentação virtual permite recalibrar o sensor através do balanceamento da potência e de uma forma simples, ou seja, introduzindo perda num dos braços.

Com recurso à criação de um sistema de instrumentação virtual para controlo e processamento do sensor de intensidade em fibra óptica, este apresenta como principais vantagens: a frequência de modulação arbitrária (qualquer valor de frequência de modulação pode ser escolhido, onde os parâmetros de auto-referenciação dependem apenas da diferença de fase eléctrica, introduzida pelo atraso no domínio virtual); uma zona de monitorização compacta (não é necessário qualquer rolo de fibra óptica ou de um compacto atraso eléctrico, sendo necessário apenas de um PC) e um elevado nível de flexibilidade (modificação num único ponto apenas pela alteração do atraso virtual sem necessidade de um qualquer outro

sistema eléctrico, tal como um osciloscópio). Esta abordagem permite também o aumento da versatilidade e portabilidade deste sistema, permitindo um controlo dinâmico dos parâmetros de monitorização da fibra óptica, enquanto mantém todas as vantagens da monitorização óptica.

Finalmente foi implementado um sensor de intensidade em fibra óptica auto-referenciado para medição de deslocamento, afim de demonstrar o desempenho do sistema de instrumentação virtual já testado. Foi demonstrado que o desempenho do mesmo é dependente dos parâmetros de controlo/aquisição da implementação virtual. O sistema de configuração experimental foi analisado e comparado com um modelo teórico tendo sido alcançada uma resolução mínima de deslocamento da cabeça sensora de $24\mu\text{m}$, para um varrimento em frequência, e de $27\mu\text{m}$, para um varrimento em atraso temporal. A técnica de instrumentação virtual aqui descrita pode ser usada para diferentes aplicações de monitorização e num trabalho futuro esta vertente poderá ser melhorada, assim como num maior detalhe ao nível da sua compatibilidade em configurações de multiplexagem de sensores.

8. Referências Bibliográficas

- [1] J.M. Baptista, “*Concepção, Análise e Desenvolvimento de Sensores de Fibra Óptica de Intensidade Auto-Referenciados*”, Tese de Doutoramento, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, (Junho 2002).
- [2] A.B. Ribeiro, “*Esquemas de Multiplexagem de Sensores de Fibra Óptica*”, Tese de Doutoramento, Faculdade de Ciências da Universidade do Porto, (Outubro 1996).
- [3] G. Carlos, “*Sensores em Fibra Óptica para Monitorização Ambiental*”, Tese de Mestrado, Departamento de Matemáticas e Engenharias da Universidade da Madeira, (2008)
- [4] A. B. Lobo Ribeiro, J. L. Santos, J. M. Baptista, L.A. Ferreira, F. M. Araújo, A. P. Leite, “*Optical Fiber Technology in Portugal*”, in *Fiber and Integrated Optics*, Taylor & Francis, (2005).
- [5] G. Bahareh, N.Hooman, “*Fiber Optic Sensors*”, Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology, v30, Irão, (Agosto 2008).
- [6] D. Denis, “*Fiber Optic Sensors: An introduction and overview*”, Universidade de Maribor, Eslovénia, (2000)
- [7] Y. Shizhuo, R.F. Paul, S.T. Francis, “*Fiber Optic Sensors*”, CRC PRESS, Boca Raton, (2008).
- [8] U. Eric, “*Fiber Optic Sensor Course*” apresentado no workshop do Departamento de Física da Universidade de Alabama, USA, (2004).
- [9] R. de Oliveira, C.A. Ramos, O. Frazão, A. Torres Marques, “*Aplicação de Sensores em fibra óptica embebidos para a Monitorização da saúde de estruturas compósitas*”, Revista da Associação Portuguesa de Análise Experimental de Tensões, vol.14, (2007).
- [10] Y. Shi-Kay, A.K. Charles, “*Fiber Optic Intensity Sensors*”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, nº3, (Abril 1983).
- [11] J. P. Dain, “*Lead-insensitive Optical Fibre Sensors*”, apresentado na conferência OFS’88: 5th International Conference on Optical Fiber Sensors, Nova Orleães, (1988).
- [12] S. Abad, M.López-Amo, F.M. Araujo, L.A. Ferreira, J. L. Santos, “*Fiber Bragg grating-based self-referencing technique for wavelength-multiplexed intensity sensors*”, Optics Letters, vol. 27, nº4, (Fevereiro 2002).
- [13] G. Adamovsky, “*Referencing in Fiber Optic Sensing Systems*”, apresentado no simpósio Electro-Optics, Florida, (Maio 1987).
- [14] G. Adamovsky, “*Fiber-optic displacement sensor with temporally separated signal and reference channels*”, Appl. Optics, v.27, nº7, (Abril 1988).
- [15] M. Sánchez David, Tese de Mestrado, Universidade Carlos III de Madrid e INESC PORTO, (Dezembro 2008).
- [16] Kogler E. João, “*Instrumentação Virtual*”, Práticas de Electricidade e Electrónica, (Outubro 2004).
- [17] C. Raul, “*LabVIEW – Aquisição de Dados em Tempo Real*”, in *Formação em LabVIEW*, CINEL, (Abril 2006).
- [18] S. Pedro, P. Ricardo, “*Simulador de Modulação de Amplitude e Frequência baseado em Ambiente LabVIEW*”, Projecto de Final de Curso, Escola Superior Tecnologia de Setúbal, (Novembro 2003).

- [19] National Instruments, “National Instruments VISA”, National Instruments Corporation, <http://www.ni.com/visa/> (01-11-08)
- [20] National Instruments, “What are Instrument Drivers and I/O Software?” http://volt.ni.com/niwc/products/inst_drivers_io_sw_what_is.jsp, National Instruments Corporation, (01-11-08)
- [21] National Instruments, “What is an Instrument Driver?”, National Instruments Corporation, <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/4803> (01-11-08).
- [22] National Instruments, “How to Use an Instrument Driver in LabVIEW Tutorial”, National Instruments Corporation, <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/2804> (01-11-08).
- [23] J. M. Senior, S. E. Cross, S. D. Cusworth, “Multiplexing Techniques for Noninterferometric Optical Point-Sensor Networks: A Review”, *Fiber and Integrated Optics*, 17, 3-20, (1998).
- [24] – J.M. Baptista, S.F. Santos, G. Rego, O. Frazão, J.L. Santos, “Micro-displacement or bending measurement using a long-period fibre grating in a self-referenced fibre optic intensity sensor”, *Optics Communications*, 260, 8–11, (2006).
- [25] – S. Binu, V.P. Mahadevan Pillai, N. Chandrasekaran, “Fibre optic displacement sensor for the measurement of amplitude and frequency of vibration”, *Optics & Laser Technology*, 39, 1537–1543, (2007).
- [26] – H. Golnabi, P. Azimi, “Design and operation of a double-fiber displacement sensor”, *Optics Communications*, 281, 614–620, (2008)
- [27] – Tao Lu, Zhengjia Li, Qiujiu Du, Jie Bi, “Fiber-optic angle sensor based on an extrinsic Fabry–Perot cavity”, *Sensors and Actuators, A* 148, 83–87, (2008).
- [28] J. L. Santos, “Multiplexagem e Processamento de Sinais de Sensores de Fibra Óptica”, Tese de Doutorado, Faculdade de Ciências, Universidade do Porto, Porto, (1992).
- [29] National Instruments, “How to Use an Instrument Driver in LabVIEW Tutorial”, National Instruments Corporation, <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/2804> (01-11-08).
- [30] Mynbaev K. Djafar, Scheiner L. Lowell, “Fiber-Optic Communications Technology”, Prentice Hall, (2001).
- [31] Keiser Gerd, “Optical Communications Essentials”, McGraw-Hill Networking, (2003).
- [32] J. M. Baptista, J. L. Santos, A. S. Lage, S. Abad, G. M. Rego, “Wavelength multiplexing of frequency-based self-referenced fiber optic intensity sensors”, *Optical Engineering*, vol.43, nº3, (Março 2007).
- [33] J.M. García, “Applications of Ring Resonators and Fiber Delay Lines for Sensors and WDM Networks”, Tese de Doutorado, Universidade Carlos III de Madrid, (Fevereiro 2008).
- [34] J.A Azevedo, “Apontamentos de Processamento de Sinal”, Universidade da Madeira.
- [35] National Instruments, “Introduction to Data Acquisition”, National Instruments Corporation, <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3536> (14-07-09).
- [36] “Data Acquisition System” <http://www.data-acquisition.us/> (14-07-09).
- [37] J. M. Baptista, “Comunicações Ópticas”, Apontamentos da cadeira de Comunicações Ópticas, (2006/2007).
- [38] G. P. Agrawal, “Fiber Optic Communication Systems”, John Wiley & Sons, 3ª Edição, (2002).
- [39] National Instruments, “DAQ M Series NI USB-621x User Manual”, National Instruments Corporation, (Março 2008).
- [40] - Xinning Hu, Qiuliang Wang, Chunyan Cui, Yuanzhong Lei, “Output properties of fiber optic sensor for micro-displacement measurement at 77 K and 4.2 K”, *Cryogenics* 49, 302–304, (2009).

Acrónimos

a_C – atraso de interferência construtivo

a_{NC} – atraso de interferência não construtivo

DAQ – Data AcQuisition (Aquisição de Dados)

EFPC – Extrinsic Fabry-Perot Cavity

EMI – ElectroMagnetic Interference (Interferência Electromagnética)

f_C – frequência interferência construtiva

FFT – Fast Fourier Transform (Transformada Rápida Fourier)

f_{NC} – frequência interferência não construtiva

FOS – Fiber Optic Sensors (Sensores de Fibra Óptica)

IVI – Interchangeable Virtual Instrument

LabVIEW® – Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench

LED – Light Emitting Diode (Diodo Emissor de Luz)

LPG – Long-Period Fibre Cavity

TDM – Time Division Multiplexing (Multiplexagem por divisão do tempo)

NI – Nation Instruments

PD – PhotoDetector (Fotodetector)

V_C – tensão à frequência de interferência construtiva

VI – Virtual Instruments (Instrumento Virtual)

VISA – Virtual Instrumentation Software Architecture

V_{NC} – tensão à frequência de interferência não construtiva

WDM – Wavelength Division Multiplexing (Multiplexagem por divisão do Comprimento de Onda)

Anexos

**A. Publicação submetida à revista “Optical Engineering”
decorrente do trabalho desenvolvido**

B. Modelos de Instrumentação Virtual

Fiber Optic Self-Referenced Intensity Displacement Sensor with Virtual Instrumentation Processing

A. J. G. Fernandes^a, O. Frazão^{b,c}, J. L. Santos^{b,c}, J. M. Baptista^{a,b}

^aCentro de Competências de Ciências Exactas e de Engenharia, Universidade da Madeira, Campus da
Penteada, 9000-390 Funchal, Portugal

^bINESC Porto, Rua do Campo Alegre 687, 4169-007, Porto, Portugal.

^cFaculdade de Ciências da Universidade do Porto, Rua do Campo Alegre 687, 4169-007 Porto,
Portugal.

Abstract — In this paper it is presented a system to control a self-referencing fiber optic intensity displacement sensor using virtual instrumentation. To ensure higher flexibility and dynamic optimization, the use of an optical fiber delay line or an electrical delay line is avoided by implementing a delay line in the virtual domain, preserving the self-referencing and sensitivity characteristics of the proposed optical intensity sensing structure.

Index Terms— Fiber optic intensity sensors, delay line, virtual instrumentation

I. Introduction

Fiber optic nowadays is known by its application in the communication network all over the world, connecting continents with undersea cables, forming in that way the backbone of the largest telecommunication infrastructure. In the process of fiber optic development, another

research area oriented for optical sensor systems has emerged. Fiber optic sensors provide unique advantages, such as immunity to electromagnetic interference, they are chemically and biologically inert since the basic transduction material (silica) is resistant to most chemical and biological agents and its packaging can be physically small and lightweight. Taking the advantage of the intrinsic low optical attenuation of the optical fiber, it is possible to operate them over very long transmission lengths, so that the sensor can easily be placed kilometers away from the monitoring station and data can be reliably transmitted. Adding to this, it is also possible to perform multiplexed measurements using large arrays of remote sensors, operated from a single optical source and detection unit, with no active optoelectronic components located in the measurement area, thereby retaining electromagnetic passiveness and environmental resistance [1-3].

Optical fiber intensity sensors offer low cost and simple technology and ensure a large range of applications. However, this type of sensors requires a self-referencing mechanism in order to discriminate changes in the intensity of light due to the measurement parameter from intensity changes due to intensity variations of the optical source, or along the optical system [1-4]. Optical fiber intensity sensors have been used to measure a broad variety of physical parameters. For instance, J. W. Berthold reviewed fiber optic intensity sensors based on the microbend loss mechanism from the early investigative work into initial applications, looking for the measurement of many different parameters, including displacement [5]. More recently, K. S. Binu *et al* reported an extrinsic fiber optic displacement sensor for the measurement of amplitude and frequency of vibration [6]. H. Golnabi *et al* studied a displacement sensor where the reflection of the metallic and non-metallic surfaces, like aluminum, copper, and bronze sheets, causes intensity modulation [7].

In this paper, we present a displacement self-referenced fiber optic intensity sensor based on the deformation of a fiber taper, where the time delay required for the referentiation method to work is performed using virtual instrumentation techniques. Additionally, most of the sensing system processing is implemented applying the concept of virtual instrumentation supported on a LabVIEW® platform. This approach permits to enhance the versatility and portability of these systems, allowing a dynamic control of the fiber optic sensing parameters.

II. Theory

To implement a self-referencing mechanism in an optical fiber intensity sensor [4], many different methods can be used, such as in space [8], in time [9], in wavelength [10] and in frequency [1]. Here, we use this last approach in the context of a Mach-Zehnder topology, as shown in Figure 1, where the sensing head (measurand induced optical intensity modulation) and a fibre delay line are included in one of the arms (certainly they could be located in different arms; also, the optical delay line is considered in this stage only for description of the sensing concept applied in this work).

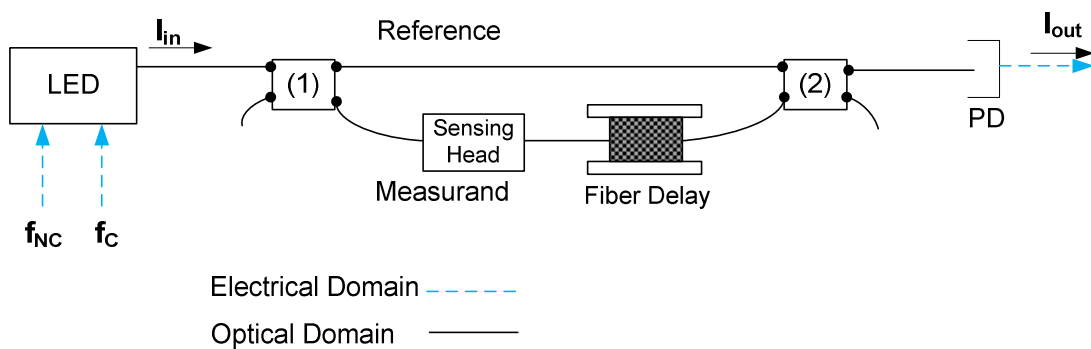


Figure 1 - Fiber optic intensity sensor referenced in frequency and based on a Mach-Zehnder topology.

When the frequency that modulates the intensity of the optical source (in this case a LED) is swept in frequency, a well defined transfer function occurs, regardless of the optical power input value. Analyzing this transfer function, that appears due to the phase differences between the optical intensity modulated waves from the two arms of the Mach-Zehnder structure, for some frequencies the output shows a maximum (constructive interference frequencies - f_C), while for other frequencies the beat produces lower levels of optical power (non-constructive interference frequencies - f_{NC}). The shape of this transfer function is only affected by changes of the optical power within the Mach-Zehnder topology. Thus, by taking the ratio between the amplitude of two output waves associated with two different modulation frequencies of the optical source, the result only depends on the losses that occur inside the Mach-Zehnder structure, i.e., it is independent from all other losses in the system, such as intensity variations of the optical source, losses in the lead fibers, etc. [1].

The optical input power in the system can be defined as:

$$I_{in} = I_o + i_{in} \quad (1),$$

where I_o is the constant value of optical power and $i_{in} = Be^{j\omega t}$ characterizes its modulation with amplitude B and angular frequency ω ($\omega = 2\pi f$). Neglecting the constant value of the optical power (I_o), an analysis of the structure in Figure 1 permits to obtain to the amplitude of the output optical power modulation:

$$i_{out} = (1-\gamma)(1-k)i_{in} + (1-\gamma)kh(L)Ae^{-j\Omega_{dif}}i_{in} \Leftrightarrow \frac{i_{out}}{i_{in}} = (1-\gamma)[(1-k) + kh(L)Ae^{-j\Omega_{dif}}] \quad (2),$$

where it is assumed couplers 1 and 2 are identical, k represents the coupling coefficient, $(1-\gamma)$ is the coupling loss factor, $e^{-j\Omega_{dif}}$ is associated with the time delay of the propagation of the light in a fiber delay line of length L , h is the attenuation factor associated with the propagation of light in this fiber length, i.e.,

$$h(L) = 10^{\left(\frac{-\alpha L}{10}\right)} \quad (3),$$

where α is the fiber propagation loss (dB/km , considering L in kilometers) and Ω_{dif} is the electrical phase difference between the reference and the measurement signals, given by:

$$\Omega_{dif} = 2\pi \left(\frac{nL}{c} \right) f \quad (4)$$

In this relation, c is the vacuum light velocity, n is the optical fiber core refractive index, and f is the frequency of the sinewave modulation of the source optical power. Increasing or decreasing the length of the fiber delay line (L), or the modulation frequency (f), the electrical phase difference between the reference and the measurement signals can be properly adjusted. Therefore, the modulation of the input optical power with a specific amplitude but with different frequencies will originate an output signal with a variable amplitude.

This property can be explored to define a parameter that permits the determination of the measurand induced losses in the sensing head independent of other optical power variations outside the Mach-Zehnder structure. This parameter, identified as *R-parameter*, is defined as:

$$R \equiv \frac{V_{NC}}{V_C} \quad (5),$$

where V_{NC} and V_C are, respectively, the voltage values proportional to the optical output sinusoidal wave amplitude at a non-constructive interference frequency (f_{NC}) and at the constructive interference frequency (f_C).

III. Experimental Setup and Results

The experimental setup implemented in this work is presented in Figure 2, where the Mach-Zehnder configuration is performed partially in the optical domain and partially in the electric/digital domain using two photodetection/amplification blocks and analog/digital conversion, with the signal aggregation and delay line functionality achieved with virtual instrumentation techniques.

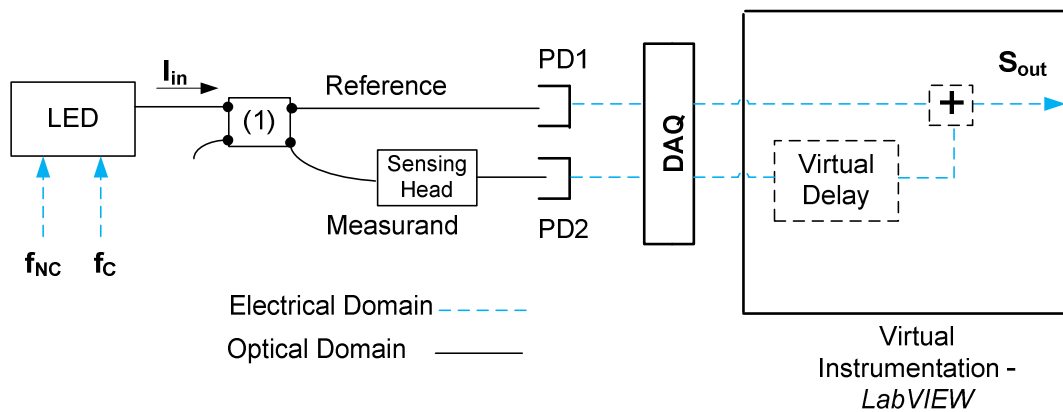


Figure 2 – Experimental Setup.

As it can be seen, using a delay line in the virtual domain it is possible to avoid an optical or electrical physical delay line. With this setup, it is still possible to have the advantages of detecting the measurand optically, while having a more compact fiber optic sensor. The LED optical power is sinusoidally modulated with two different frequencies (f_{NC} and f_C) through modulation of its injection current. Using a fiber optic coupler (50/50), the power from the LED is divided into the reference and the measurand branches of the sensing structure. The optical power in the sensing branch is intensity modulated in the sensing head. The two optical signals are detected by dedicated photodetection/amplification blocks (PD_1 and PD_2). The virtual instrumentation setup consists of a Data Acquisition Card (DAQ – model NI USB6211) and a PC with LabVIEW® software to control the system, which also generates the electric signals with two different frequencies that modulate the LED optical power.

To observe the transfer function, an electrical signal applied to the hardware modulator is swept between 20Hz and 100Hz. In the reception stage, the acquired signal by the DAQ is compound by 500 samples. The delay was set to 25 ms. These two values resulted from a compromise between performance/limitation of the DAQ. Figure 3 shows the theoretical and experimental transfer functions for the cases of induced losses in the sensing head region of 0 dB and 10 dB.

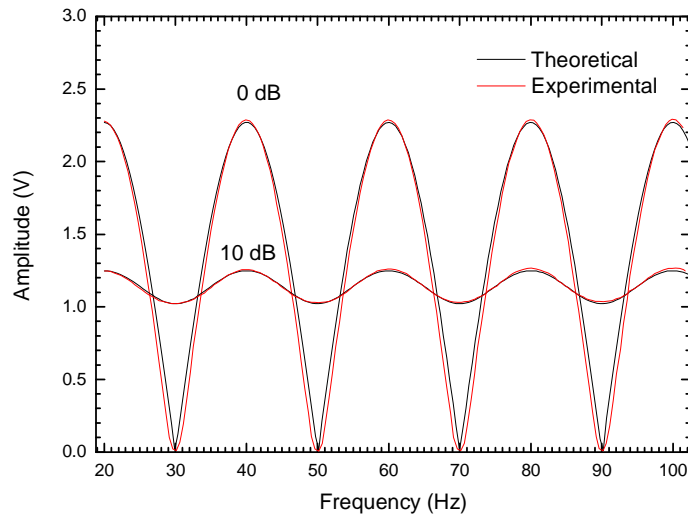


Figure 3 – Comparison between the theoretical and experimental transfer functions (amplitude of the output sinewave - delay of 25 ms) for the cases of 0 dB and 10 dB of optical attenuation in the sensing branch.

The figure shows clearly the frequencies where maximum amplitude of the output signal occurs (peak frequencies: 20Hz, 40Hz, 60Hz and 80Hz), as well as those frequencies associated with minimum amplitude (valley frequencies: 30Hz, 50Hz, 70Hz and 90Hz). As it can be verified, for the two levels of attenuation, the experimental and theoretical results are globally in good agreement.

For two frequency sweep ranges, Table 1 gives the minimum and maximum fixed delay in which is guaranteed the representation at least of one period of transfer function considering the DAQ used. It is important to point out that depending on the type of measurement, a specific DAQ with higher frequency response might be required.

ΔF (Hz)	Min Delay (ms)	Max Delay (ms)
[20 - 100]	6.5	25
[100 - 500]	1.4	5

Table 1 – Delay ranges for two frequency sweeps considering the DAQ used.

The intensity based displacement sensor relied on a fiber taper with an insertion loss that depends on its curvature. Therefore, with a proper arrangement where one end of the taper is glued to the structure that moves, a linear displacement can be converted into a curvature variation of the taper and, therefore, into an intensity modulation, following the calibration dependence shown in Figure 4.

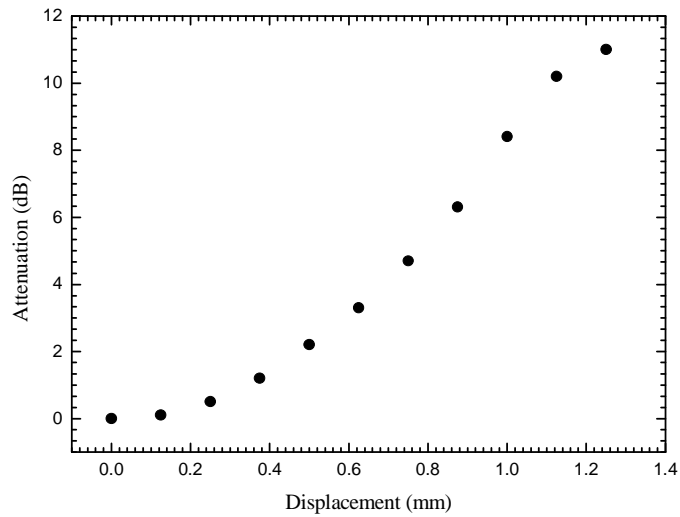


Figure 4 –Fiber taper insertion loss as function of displacement.

When this sensing head is included in the set-up shown in Figure 2, a modulation of the R parameter with displacement occurs, with a dependence given in Figure 5. It can be observed this dependence is non-linear, but with a relatively large quasi-linear region that can be used with proper biasing of the sensing head structure.

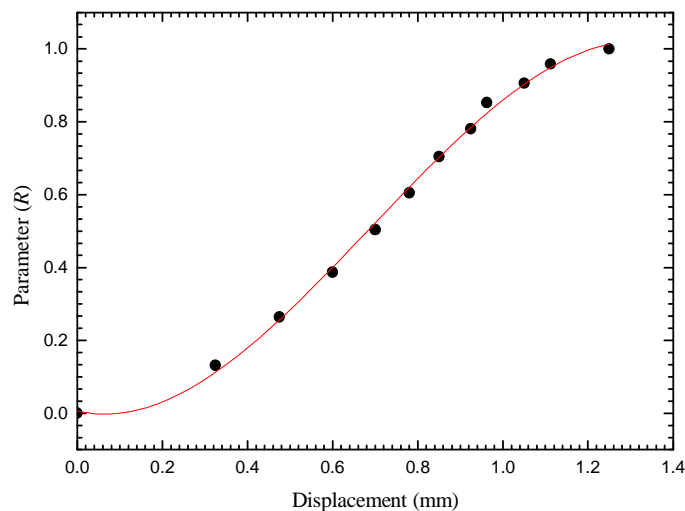


Figure 5 –Experimental results for the R parameter as function of displacement in the sensing head.

In order to determine the sensing system resolution, two different displacements were introduced sequentially in the sensing head (0.88 and 1.06 mm, respectively). The frequencies selected were $f_{NC} = 30$ kHz and $f_C = 40$ kHz, and the time delay adjusted to 25 ms. The determination of the R-parameter and its conversion to the measured displacement values using the calibration data given in Figure 5 permit to obtain the result shown in Figure 6.

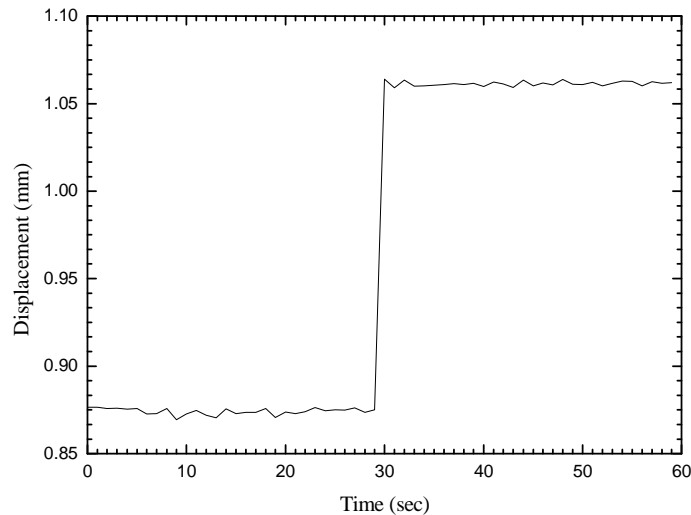


Figure 6 – Determination of the displacement resolution of the sensing head.

From the step amplitude variation and the rms output fluctuations during the periods of constant displacement it comes out a measurand resolution of 20 μm . It is important to mention that since the number of samples and the total sampling time for each measurement is the same, for lower f_{NC} and f_C frequencies a shorter number of sinusoidal periods can be used but with higher resolution and, therefore, a better measurand resolution is expected.

IV. Conclusion

A virtual instrumentation system to control a displacement self-referenced fiber optic intensity sensor has been implemented. It has been shown that system performance is dependent on control/acquisition parameters of the virtual implementation. The experimental configuration system was tested and compared with the theoretical model. This configuration allows a more compact fiber optic sensor, eliminating the necessity of using optical or electrical physical delay lines, while keeping all the advantages of optical sensing. Moreover,

it allows easy delay reconfiguration and optimization and, therefore, higher system flexibility. With this approach, it was achieved a displacement resolution of 20 μm . The virtual instrumentation technique here described can be applied in different measuring applications, and further work will explore this component, as well as its compatibility with sensor multiplexing configurations.

References

- [1] J. M. Baptista, J. L. Santos, A. S. Lage “Mach-Zehnder and Michelson topologies for self-referencing fiber optic sensors”, *Optical Engineering*, vol. 39, 1636 (2000).
- [2] Y. Shizhuo, R.F. Paul, S.T. Francis, “Fiber Optic Sensors”, Chap. 1, CRC PRESS (2008).
- [3] B. Gholamzadeh, H. Nabovati, “Fiber Optic Sensors”, *Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 32, 327, (2008).
- [4] G. Adamovsky, “Referencing in fiber optic sensing systems”, *Proceedings of Symposium of Optics, Electro-Optics, and Sensors*, NASA technical memorandum, 89822 (1987).
- [5] J. W. Berthold, “Historical review of microbend fiber-optic sensors”, *Journal of Lightwave Technology*, 13, 7, 1193, (1995).
- [6] S. Binu, V.P. Mahadevan Pillai, N. Chandrasekaran, “Fibre optic displacement sensor for the measurement of amplitude and frequency of vibration”, *Optics & Laser Technology*, 39, 1537, (2007).
- [7] H. Golnabi, P. Azimi, “Design and operation of a double-fiber displacement sensor”, *Optics Communications*, 281, 614, (2008).
- [8] F. Xiao-Jun, W. Anbo, H. Shi, L. Jun-Xiu, “A compensation technique for amplitude optical fibre sensors”, *International Journal of Optoelectronics*, vol. 7, (4), 547 (1992).
- [9] G. Adamovsky, “Fiber-optic displacement sensor with temporally separated signal and reference channels”, *Applied Optics*, vol. 27, (7), 1313 (1988).
- [10] G. Murtaza, J. M. Senior, “Dual wavelength referencing of optical fibre sensors”, *Optics Communications*, 120, 348 (1995).

B. Modelos de Instrumentação Virtual

B.1 Gerador de um *array* linear de frequências

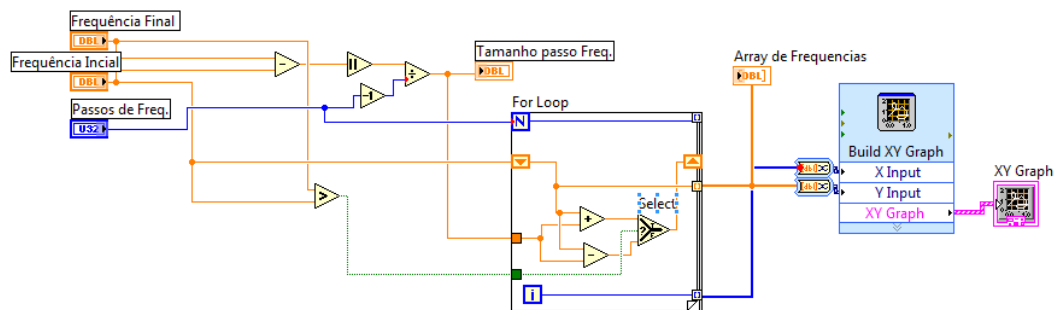


Figura B1 - Estrutura para a criação de um array de frequências linear e crescente

Os valores dos controles apresentados são aplicados a uma estrutura **FOR LOOP** (Figura B1), sendo esta executada N vezes. O factor (N) é o terminal de contagem da estrutura, ao qual é aplicado o N° PassosdeFreq., que irá executar esta o número de vezes igual ao número de frequências que pretendemos percorrer com o varrimento.

Como argumento desta estrutura **FOR LOOP** temos, em primeiro e apresentado nas extremidades do mesmo, dois ícones a laranja, sendo que estes representam os registos de deslocamento de entrada e saída, respectivamente, permitindo assim aos dados ficarem armazenados e passarem de uma iteração para a próxima até serem enviados para a saída. De notar que, os dados armazenados no registo de deslocamento de saída serão usados como dados iniciais na iteração seguinte. Assim, o processo desenrola-se até que todas as iterações definidas no **FOR LOOP** (N) sejam executadas. Dentro desta estrutura, temos a função *Select* que diz que se o valor de “?” (é booleano, e resulta da verificação da condição *Frequência Final* > *Frequência Inicial*) for igual a *True*, este retorna o valor associado ao terminal superior “**T**”, caso contrário retorna o valor associado ao terminal inferior “**F**”. Para o nosso caso, como estamos a realizar um varrimento linear crescente, a função *Select* irá retornar o valor que está aliado ao terminal superior (soma do valor do registo de deslocamento de entrada com o *Tamanho Passo Freq.*) em detrimento do valor associado ao terminal inferior (subtracção do valor do registo de deslocamento de entrada com o *Tamanho Passo Freq.*). É igualmente apresentado um terminal “**i**”, fornecendo a contagem actual da iteração do **FOR LOOP**, que varia de 0 a $N-1$.

De forma global, a *Frequência Inicial* é armazenado no registo de deslocamento de entrada do *FOR LOOP*, estando igualmente associado à comparação booleana *Frequência Final > Frequência Inicial*, que é entrada no terminal “?” da função *Select*. Assim, este será somado e subtraído ao *Tamanho Passo Freq.*, estando associados ao terminal “*T*” e “*F*”, respectivamente. Como o “?” é sempre *True* (uma vez estar a ser realizado um varrimento linear crescente) será retornado o valor associado a “*T*”, ficando armazenado no registo de deslocamento de saída. Na iteração seguinte, o valor do registo de deslocamento de saída é associado ao registo de deslocamento de entrada, sofrendo o mesmo processo descrito anteriormente, sendo o resultado armazenado no registo de deslocamento de saída, onde já se encontra o valor da primeira iteração. Isto decorrerá até que a iteração actual seja igual à iteração *N-1*.

B.2 Conversão atraso em segundos para atraso por amostras

A figura B2 apresenta o processo para converter o atraso, induzido ao sinal mensurando sobre a forma de deslocamento de amostras, num atraso em segundos uma vez que é desta forma que o utilizador reage.

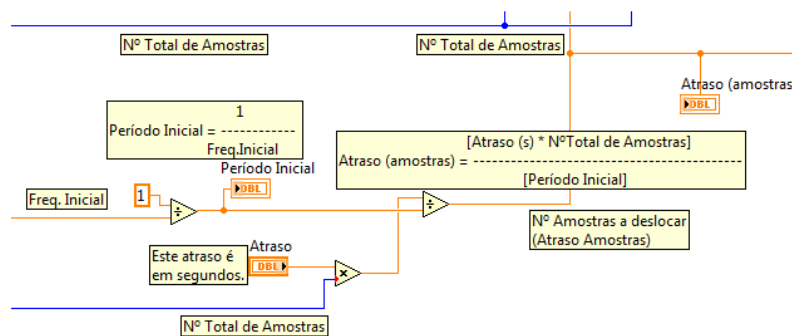


Figura B2 - Conversão do atraso em segundos para o atraso por amostras

Assim e para garantir essa conversão, deverá ser respeitada a relação:

$$Atraso(amostras) = \frac{Atraso(s) \times N^{\circ} totalAmostras}{PeríodoInicial} \quad (1),$$

onde *Atraso(s)* é o atraso definido pelo utilizador; *NºtotalAmostras* é o número de amostras com que é gerado o sinal virtual; e *PeríodoInicial* é o período do sinal à primeira frequência do varrimento.

B.3 Condições de decisão para apresentar a Função de Transferência

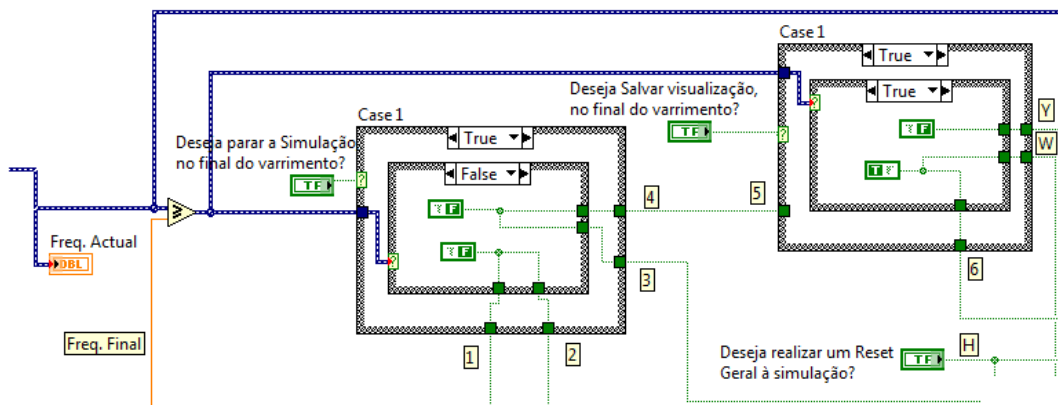


Figura B3 – Condições para poder *Parar* ou *Salvar* a simulação no final do varrimento, e *Reset* Geral ao próprio varrimento

Tendo em conta as três premissas, abordadas pela figura 3, é possível dividir em quatro situações possíveis:

1) $Freq.Actual < Freq.Final$, e o utilizador não deseja *Parar* ou *Salvar* a simulação no final do varrimento: indica que não se chegou ao final do varrimento, logo os dados deverão continuar a ser representados normalmente, ou seja, o valor de $Y = False$ (não limpa a função de transferência), o valor de **1** (sair *While* Externo), **2** (sair *While* Interno), **6** (accionar salvar função de transferência em JPEG) e **3** ou **W** (*case3*, ou seja, vector nulo) = *False*, de forma a que a simulação não termine;

2) $Freq.Actual < Freq.Final$, e o utilizador deseja ou *Parar* e/ou *Salvar* a simulação no final do varrimento: temos os mesmos condicionalismos definidos no ponto anterior;

3) $Freq.Actual \geq Freq.Final$, e o utilizador não deseja *Parar* ou *Salvar* a simulação: isto indica que o varrimento já terminou e que será efectuado *reset*. Assim, o valor de $Y = True$, indica que serão representados vectores nulos no gráfico da função de transferência enquanto é realizado o *reset* ao mesmo, enquanto **1**, **2**, **3**, **6** e **W** = *False*;

4) $Freq.Actual \geq Freq.Final$, e o utilizador deseja ou *Parar* e/ou *Salvar* simulação: temos que $Y = False$, de forma a garantir que não será realizado *reset* ao gráfico, e se apenas

queira parar a simulação, o valor de **1, 2 e 3 = True**, enquanto **6 e W = False**. Se o utilizador quiser salvar a simulação, o valor de **1, 2 e 3 = False**, enquanto **6 e W = True**, de forma a garantir que são representados vectores nulos no curto espaço de tempo em que ainda se processa o salvar da imagem em JPEG.

Três outras condições influenciam a tomada de decisão, ainda associada à figura B3, sendo estas:

- a possibilidade dada ao utilizador de terminar imediatamente a simulação do VI, quando a última frequência do varrimento é processada sem que os dados até à data representados sejam eliminados;
- possibilitar ao utilizador a realização de um *reset* geral de toda a simulação, ou seja eliminação de todos os dados numéricos ou gráficos do varrimento actual. Quando esta opção é accionada, o sistema sai da estrutura *While Interna*, entrando na estrutura *While Externa* que dará início a um novo processo de geração de um *array* linear e crescente de frequências necessárias para proporcionar o novo varrimento;
- a gravação imediata da simulação resultante num ficheiro de imagem (JPEG) e/ou num ficheiro Excel (.xls), sendo a simulação terminada posteriormente.

B.4 Representação da Função de Transferência

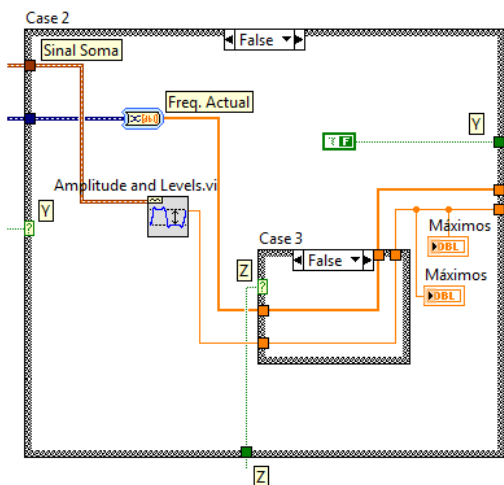


Figura B4 – Estrutura para quando estamos a representar a função de transferência

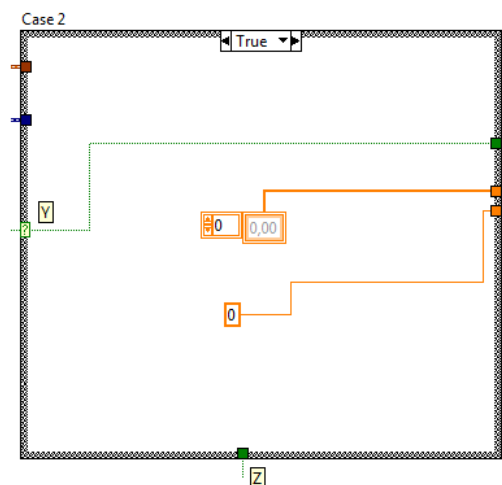


Figura B5 - Estrutura para quando estamos perante um *reset* no varrimento

Após os dados estarem prontos para serem realmente afigurados, resultando do processo já descrito à saída das figuras B4 e B5, a frequência actual do varrimento (porta **A**) e o máximo actual da soma dos sinais de referência e mensurando (porta **B**), são aplicados à função **Graph XY** (figura B6) que funciona como um gráfico de dispersão, ou seja, atribui a cada valor de **A** (*Frequência*) o correspondente **B** (*Tensão Máxima*). A amostra resultante de cada iteração será representada imediatamente, garantindo que a Função de Transferência é “construída” gradualmente, sendo apresentada no indicador *H(f) Sensor*.

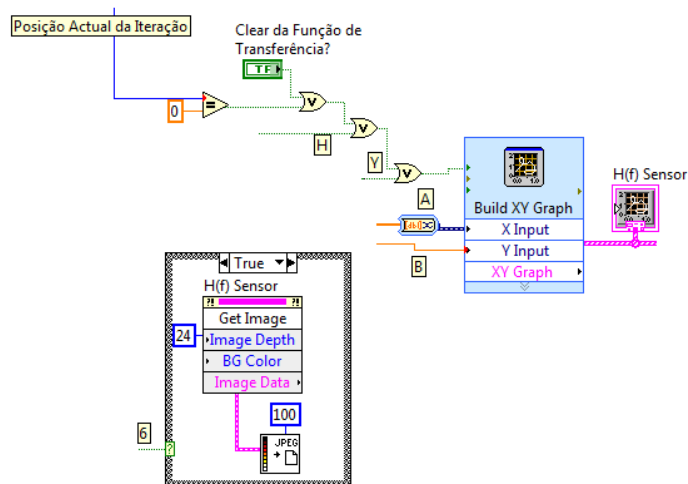


Figura B6 – Diagrama da representação da função de transferência

Uma nota, para explicar o porquê da condição: $i = 0$. Sempre que se verifica um *reset* no varrimento, a primeira amostra a ser representada toma o valor de 0V aos 0Hz o que não é fisicamente possível. Assim e com a condição definida, a primeira posição do *array* da função de transferência é ignorada, evitando a representação da referida amostra.

B.5 Decisão de quando representar parâmetro R (varrimento em frequência)

A fim de decidir quando representar a amostra referente ao valor do parâmetro *R* que é inerente à atenuação devolvida pelo mensurando, foi criada a estrutura *Case*. Esta estrutura fornece ao utilizador duas possibilidades para essa mesma decisão: ou totalmente autónoma ao próprio utilizador ou então de forma manual. De notar que, em qualquer das situações é imperativo que tenhamos pelo menos 1 período da função de transferência antes de se assinalar o respectivo *parâmetro R*, isto para garantir que temos o V_C e o V_{NC} .

Atendendo que o utilizador nem sempre tem necessidade de analisar o parâmetro R , este sistema foi pensado para que, por pré-definição, não o represente.

Assim e caso o utilizador pretenda que a análise seja realizada de uma forma transparente, deverá seleccionar a opção “*Deseja Marcar de forma automática?*”, antes de iniciar a representação função de transferência. A amostra do parâmetro R , resultado das condições definidas pelo utilizador, será assinalado quando faltarem 10 intervalos de frequência para completar o varrimento definido, sendo dada por:

$$I = T - 10 \Rightarrow X = Enable \quad (2),$$

onde I é o nº de intervalos em que se encontra a frequência actual, T é o nº total de intervalos de frequência, definido inicialmente para o varrimento, e X é o resultado da condição que permite ou não a representação do respectivo parâmetro R . Isto resulta que o utilizador terá 10 iterações para introduzir um novo valor de perdas ao sistema, antes de se verificar o *reset* do próprio varrimento e consequentemente *clear* da função de transferência. Com o novo valor de perda atribuído, a respectiva função de transferência será representada e quando faltarem, novamente, 10 intervalos de frequência para o término do varrimento, o respectivo parâmetro R será afigurado, e assim sucessivamente. Ainda nesta primeira opção, caso o utilizador não tenha tempo nas restantes 10 iterações de cada varrimento para introduzir as novas condições no sistema, assim que as tenha definido deverá accionar a opção “*Clear da Função de Transferência*”, que se encontra no canto inferior esquerdo no painel de controlo, para que a nova função de transferência apresentada seja o reflexo da análise da relação entre a entrada e a saída do sistema com as actuais condições do mensurando.

A segunda opção (figura B7), permite que seja o utilizador de uma forma totalmente manual a decidir quando marcar o parâmetro R . Assim e logo que esteja representado um período da função de transferência, o utilizador deverá accionar a opção “*Marcar Máx. e Min*” sendo assinalado o respectivo parâmetro R . De notar que, este botão apenas está disponível quando é pretendida a representação manual do parâmetro R . Estando este representado, o utilizador deverá definir novas condições ao sistema e accionar a opção “*Clear da Função de Transferência*”, respectivamente, para que a nova função de transferência e consequentemente o novo parâmetro R possam ser representados.

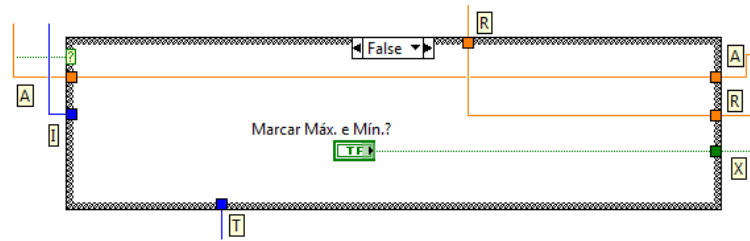


Figura B7 - Opção manual para representação do parâmetro R

B.6 Salvar os dados em ficheiro JPEG e/ou Excel

Após os dados terem sido representados, quer seja da função de transferência quer seja do parâmetro R , poderá ser extremamente útil salvar os mesmos quer para um ficheiro de imagem quer para um ficheiro Excel. Assim, para ser possível salvar os dados resultantes num ficheiro JPEG (figura B8 a)) é utilizada uma estrutura *Property Node* que irá proporcionar, posteriormente, a definição da opção *Get Image*, ao qual é associada ao gráfico desejado. Para salvar os dados num ficheiro Excel (figura B8 b)), é utilizada uma estrutura “*Write to Spreadsheet File*”, que tem como *inputs* os mesmos dados apresentados à respectiva representação gráfica, e onde a condição “*%.6f*” define o formato dos dados de forma a guardar até 6 casas decimais.

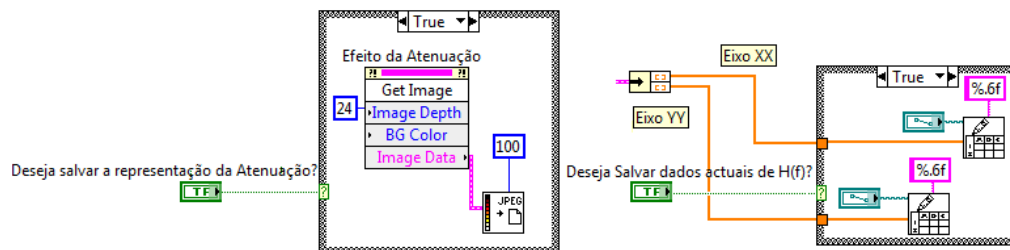


Figura B8 - Estruturas para gravar os dados em: a) JPEG ou b) num ficheiro Excel, respectivamente

B.7 Decisão de quando representar parâmetro R (varrimento em atraso)

A fim de saber em que instante o sistema deverá accionar a representação gráfica do parâmetro R , foi criada a estrutura da figura B9 onde é garantido que apenas quando estiver representado 1,5 períodos da função de varrimento temporal é que será afigurado o respectivo parâmetro R . Para isso, foi definida a seguinte condição:

$$\text{DimensãoArray} = N^{\circ} \text{ dePontos } [Z] \quad (3),$$

onde *DimensãoArray* (*T*) é a iteração actual da representação da função de varrimento temporal e *NºdePontos* é o número de amostras que garantiu os tais 1,5 períodos da função de varrimento temporal, sendo dado por:

$$N^{\circ}dePontos = \frac{N^{\circ}totaldeamostras}{Atraso(amostras) \times 1,35} + 1 \quad (4),$$

onde *Nºtotaldeamostras* é o número de amostras definida inicialmente pelo utilizador para constituição dos sinais; o *Atraso(amostras)* é o resultado da conversão do atraso temporal (s) em atraso por amostras; e o factor *1,35* resulta de testes experimentais.

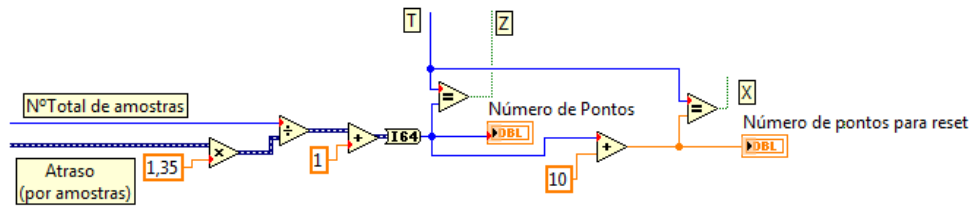


Figura B9 - Processo de decisão do momento em que o parâmetro R é representado

Após a representação do *parâmetro R*, é necessário “limpar” a função de varrimento temporal garantindo que o utilizador tem o tempo suficiente para introduzir as novas condições no sistema de forma a obter o novo *parâmetro R*. Para isso e respeitando a condição:

$$DimensãoArray = N^{\circ}dePontosReset [X] \quad (5),$$

onde *DimensãoArray* (*T*) é a iteração actual da representação da função de varrimento temporal e o *NºdePontosReset* é o número de amostras para o *reset* da função de transferência, sendo dado por:

$$N^{\circ}dePontosReset = N^{\circ}dePontos + 10 \quad (6),$$

onde *NºdePontos* é o número de amostras calculado para ter 1,5 períodos representados, e o factor *10* é o número excedente de amostras que garante o tal tempo necessário para introduzir as novas condições no sistemas, antes do *reset* da função de transferência anterior.

Mesmo assim e caso esse tempo não seja suficiente para definir as novas condições de análise, assim que o utilizador as definir, bastará, em seguida, accionar a opção “*Clear da Função de Transferência*”, de forma a poder analisar o efeito das novas condições.