

FACULDADE DE ENGENHARIA DA
UNIVERSIDADE DO PORTO

Micro-Actuação de Elevada Precisão para
um Sistema de Interrogação de Sensores de
Fibra Óptica baseados em Redes de Bragg

Vitor Jesus Freitas Oliveira

Licenciado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores pela Faculdade
de Engenharia da Universidade do Porto

Dissertação submetida para satisfação parcial dos
requisitos do grau de Mestre em Engenharia
Electrotécnica e de Computadores

Área de Especialização de Informática e Automação

Porto, Maio de 2005

Orientador: Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho

Aos meus pais . . .

À pretita . . .

Agradecimentos

A todos os que tornaram possível a realização deste trabalho expresso o meu reconhecimento pelo auxílio prestado. Em particular, os meus agradecimentos para:

O Prof. Dr. Adriano Carvalho pela orientação científica do trabalho e por garantir as condições necessárias para a sua realização.

O Prof. Dr. Armindo Lage pelo auxílio prestado durante a realização dos ensaios do sistema desenvolvido, particularmente nas questões do domínio da óptica.

A Prof. Dra. Inês Carvalho pela ajuda relacionada com algumas questões teóricas tratadas durante a realização do trabalho.

A minha família por todo o apoio e incentivo contínuo.

Todas as pessoas que trabalham no laboratório I104 pelo apoio e, em particular, ao Joaquim Alves por toda a colaboração prestada durante a realização do trabalho.

Os meus gatos pela tranquilidade que me transmitem e, especialmente, ao Farfinhas por todas as brincadeiras e pela inigualável sinceridade e lealdade demonstrada pelo seu comportamento.

Resumo

As fibras ópticas têm visto a sua influência alargar-se para áreas tradicionalmente dominadas por outras tecnologias. Na área da instrumentação e, especificamente, na monitorização de estruturas das engenharias mecânica e civil, os sensores de fibra óptica baseados em redes de Bragg apresentam-se como potenciais concorrentes numa área tradicionalmente dominada por sensores eléctricos.

As vantagens que ostentam, como a elevada sensibilidade, a aptidão para realizar medidas distribuídas e a compatibilidade electromagnética, são factores dinamizadores da sua utilização na monitorização das estruturas referidas.

No entanto, uma dificuldade limita, ainda, a massificação dos sensores baseados em fibra óptica. Está relacionada com os sistemas de interrogação, ou seja, os sistemas usados para retirar do sinal de luz informação acerca da grandeza a medir. Normalmente, esta tarefa é realizada com um OSA - Optical Spectrum Analyzer - que é um dispositivo que, para além do custo elevado, apresenta outras desvantagens como a necessidade de calibração frequente e a lentidão no varrimento das cores do sinal de luz.

A possibilidade de passar grande parte do processamento do sistema de interrogação para o domínio eléctrico, e a consequente diminuição do peso dos elementos ópticos no sistema, seria uma mais valia para o aproveitamento de todo o potencial dos sensores de fibra óptica.

Neste sentido, são apresentadas várias técnicas de interrogação para sensores de fibra óptica baseados em redes de Bragg, sempre na perspectiva da possibilidade de conjugação com um sistema de interrogação essencialmente eléctrico.

Foi desenvolvida uma plataforma de micro-actuação de elevada precisão para ser integrada num sistema de interrogação baseado num filtro passa-banda ajustável que usa uma rede de Bragg adicional para implementar o filtro.

Finalmente, foi realizada a validação experimental dos vários sub-sistemas desenvolvidos para caracterizar o seu desempenho e avaliar as possibilidade de integração num sistema de interrogação para os sensores referidos.

Abstract

Optical fibers have been seeing their application domains growing into areas normally associated to different technologies. Instrumentation, specifically in structural monitoring in civil and mechanical engineering, is an application domain where fiber optic sensors, particularly fiber Bragg grating sensors, are seeking their opportunity against the electric sensors that are usually applied.

Fiber optic sensors have some advantages such as high sensitivity, inherent ability to make distributed measurements and electromagnetic compatibility that make this technology perfectly suited for monitoring the referred structures.

Nevertheless, there is still a major limitation associated with this kind of sensors. It is related to the interrogation system necessary to extract information about the measurand from the light beam. Usually, this task is performed using an OSA - Optical Spectrum Analyser - but with disadvantages like the high acquisition cost, frequent need of calibration and low speed in the wavelengths scanning.

In order to get the full potential from the Bragg grating sensors, to pass most of the processing to the electrical domain would be a major advantage. The possibility of adapting the interrogation system's output to a signal measurable with low cost optoelectronic devices would greatly improve the usage of this kind of sensors.

Taking into account the previous statements, several interrogation techniques applicable to fiber Bragg grating sensors are described, always reminding the possibility of making the interrogation system rely mostly on electric transducers.

A high precision micro-actuation platform was developed to enable the transition of most of the processing from the optical to the electrical domain, integrated in an interrogation system for fiber Bragg sensors based on a tunable pass-band filter with the filter element based on a second fiber Bragg grating.

Finally, the several sub-systems were experimentally tested in order to characterize their performance and to evaluate their applicability in an interrogation system for fiber Bragg grating sensors.

Índice

Índice	ix
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xvii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	3
1.2 Contribuição dada pelo trabalho realizado	4
1.3 Organização da dissertação	5
2 Sistemas de medida	7
2.1 Transdutores e sensores	7
2.2 Classificação dos sensores	8
2.2.1 Necessidade de fonte de alimentação externa	8
2.2.2 Forma do sinal de saída	9
2.2.3 Modo de funcionamento	9
2.2.4 Relação entrada/saída	9
2.2.5 Grandeza a medir	10
2.2.6 Grandeza eléctrica de saída	10
2.3 Especificação de sensores	10
2.3.1 Características estáticas	10
2.3.2 Características dinâmicas	13
2.4 Condicionamento de sinal	21
2.4.1 Amplificação	21
2.4.2 Filtragem	21
2.4.3 Isolamento	21
2.5 Conversão Analógico/Digital	22

2.5.1	Amostragem	23
2.5.2	Quantificação	24
2.5.3	Características dos conversores A/D	25
2.5.4	Tipos de conversores A/D	30
2.6	Resumo do capítulo	39
3	Sensores baseados em fibra óptica	41
3.1	Classificação dos sensores baseados em fibra óptica	42
3.1.1	Sensores Intrínsecos/Extrínsecos	42
3.1.2	Sensores Discretos/Integradores	42
3.2	Mecanismo sensorial	43
3.2.1	Intensidade	43
3.2.2	Polarização	43
3.2.3	Interferência	44
3.2.4	Interferência entre modos de propagação	45
3.3	Sensores de fibra óptica baseados em redes de Bragg	45
3.3.1	Redes de difracção de Bragg - FBG	46
3.3.2	Técnicas de fabricação de redes de Bragg	47
3.3.3	Redes de Bragg como sensores de deformação	50
3.4	Técnicas de interrogação para sensores baseados em Redes de Bragg	51
3.4.1	Distinção entre os efeitos da temperatura e deformação	52
3.4.2	Medida da variação do comprimento de onda	56
3.5	Resumo do capítulo	63
4	Micro-actuação de elevada precisão	65
4.1	O efeito piezoeléctrico	65
4.1.1	Equações que regem os materiais piezoeléctricos	66
4.2	Classificação dos materiais piezoeléctricos	68
4.2.1	Elementos cristalinos	68
4.2.2	Cerâmicas Piezoeléctricas	69
4.2.3	Polímeros Piezoeléctricos	69
4.2.4	Compostos de cerâmicas piezoeléctricas e polímeros	70
4.3	Actuadores Piezoeléctricos do tipo PZT	70
4.3.1	Tipos de actuadores	70
4.3.2	Características dos PZTs	72
4.4	Sensor de deslocamento capacitivo	78

4.4.1	Influência de um desvio no paralelismo entre as placas na capacidade do sensor capacitivo	79
4.5	Resumo do capítulo	85
5	Sistema de medida de deformação baseado em fibra óptica	87
5.1	Método de medida	87
5.2	Requisitos colocados ao sistema de instrumentação	89
5.2.1	Requisitos para o actuador	90
5.2.2	Requisitos para os sensores	90
5.2.3	Requisitos para o condicionamento de sinal	90
5.2.4	Requisitos para a etapa de conversão Analógico/Digital	91
5.3	Seleção do actuador e dos sensores para o filtro ajustável	91
5.4	Seleção do conversor Analógico/Digital	92
5.5	Estrutura metálica de suporte ao filtro ajustável	92
5.6	Placa de supervisão e controlo	95
5.6.1	Bloco de conversão A/D	96
5.7	Fontes de alimentação	102
5.8	Condicionamento de sinal	105
5.8.1	Condicionamento do sensor capacitivo	105
5.8.2	Condicionamento do sinal do fotodíodo	108
5.9	Controlo do actuador	108
5.10	Resumo do capítulo	109
6	Resultados experimentais	111
6.1	Método de calibração do sistema de medida de deslocamento	111
6.1.1	Interferómetro de Michelson	112
6.2	Determinação da curva de calibração e da sensibilidade do sistema de medida capacitivo	115
6.2.1	Calibração do sistema de medida de deslocamento	116
6.2.2	Sensibilidade do sistema de medida de deslocamento	119
6.2.3	Estabilidade das medidas do sensor capacitivo	120
6.3	Determinação do ponto de medida de deformação	122
6.4	Fontes de erro	126
6.4.1	Capacidade parasita	126
6.4.2	Temperatura	126
6.4.3	Humidade	127
6.5	Resumo do capítulo	127

7	Conclusões e desenvolvimentos futuros	129
7.1	Conclusões	129
7.2	Desenvolvimentos futuros	131
	Referências	133

Lista de Figuras

2.1	Resposta de um sistema de primeira ordem a diferentes sinais de entrada - adaptado de [Pallàs-Areny e Webster, 2002]	17
2.2	Resposta de um sistema de segunda ordem a diferentes sinais de entrada - adaptado de [Pallàs-Areny e Webster, 2002]	20
2.3	Erro de <i>offset</i> de um conversor A/D	26
2.4	Erro de ganho de um conversor A/D	26
2.5	Não linearidade diferencial	27
2.6	Não linearidade integral	28
2.7	Conversor A/D paralelo	30
2.8	Conversor A/D de aproximações sucessivas	32
2.9	Conversor A/D multi-etapa	33
2.10	Conversor A/D multi-etapa - constituição de uma etapa	33
2.11	Conversor A/D Integrador	34
2.12	Conversor A/D Integrador do tipo dupla rampa	35
2.13	Conversor A/D $\Sigma - \Delta$	35
2.14	Conversor A/D $\Sigma - \Delta$ - generalização	36
3.1	Rede de Bragg	47
3.2	Escrita de redes de Bragg através de holografia	48
3.3	Escrita de redes de Bragg com máscara de fase - princípio de funcionamento	49
3.4	Escrita de redes de Bragg com máscara de fase	50
3.5	Distinção entre temperatura e deformação com rede de Bragg combinada com <i>grating</i> de período longo (FBG + LPG)	54
3.6	Espectro transmitido por uma rede de Bragg	56
3.7	Ampliação do espectro transmitido por uma rede de Bragg	57
3.8	Largura do espectro reflectido por uma rede de Bragg	58
3.9	Filtro linear	58

3.10	Filtro ajustável - princípio de funcionamento	60
3.11	Filtro passa banda ajustável baseado num filtro de Fabry-Perot)	61
3.12	Filtro passa banda ajustável baseado em FBG	62
3.13	Varrimento interferométrico	63
4.1	Actuador do tipo laminar	71
4.2	Actuador de flexão	72
4.3	Actuador do tipo multi-camada	73
4.4	Histerese de um actuador piezoeléctrico [adaptado de www.pi.ws]	74
4.5	Realinhamento dos elementos cristalinos	75
4.6	Condensador de placas paralelas	79
4.7	Condensador de placas paralelas com desvio no paralelismo entre as placas	79
4.8	Coordenadas para o cálculo da carga superficial	81
4.9	Relação entre r_{centro} e α	84
4.10	Capacidade de um condensador de placas paralelas para dife- rentes desvios no paralelismo entre as placas	85
5.1	Filtro ajustável	89
5.2	Estrutura de suporte - vista de topo	94
5.3	Estrutura de suporte - vista lateral	94
5.4	Estrutura de suporte - colocação do sensor capacitivo	94
5.5	Estrutura de suporte - princípio de funcionamento	95
5.6	Placa de controlo baseada em MSC1210y5	95
5.7	Selector de entradas	97
5.8	Estrutura de entrada	98
5.9	Seleção do filtro digital	99
5.10	Resposta do filtro digital	101
5.11	Alimentação do sistema de medida	103
5.12	Conversor DC/DC	104
5.13	Diagrama de blocos do condicionamento de sinal para o sensor capacitivo	105
5.14	Placa de condicionamento de sinal	105
5.15	Ponte de medida com amplificador operacional - configuração genérica	106
5.16	Ponte de medida com amplificador operacional para o sensor capacitivo	106

6.1	Esquema do Interferómetro de Michelson	112
6.2	Interferómetro de Michelson	113
6.3	Estabilidade do interferómetro	115
6.4	Ensaio de sensibilidade	116
6.5	Curva de calibração	117
6.6	Curva de calibração - repetibilidade das medidas	117
6.7	Curva de calibração - interpolação linear	118
6.8	Curva de calibração - aproximação com polinómio de 2ª grau	118
6.9	Erro absoluto com interpolação linear	119
6.10	Erro absoluto com aproximação com polinómio de 2ª grau	120
6.11	Curva de sensibilidade	121
6.12	Estabilidade das medidas do sensor capacitivo	122
6.13	Varrimento das cores para detecção do ponto de medida	123
6.14	Detecção do ponto de medida - espectro transmitido	124
6.15	Detecção do ponto de medida - espectro reflectido	125
6.16	Detecção do ponto de medida - varrimento nos dois sentidos	126

Lista de Tabelas

2.1	Resposta de um sistema de 1ª ordem - adaptado de [Pallàs-Areny e Webster, 2002]	16
2.2	Erro dinâmico e atraso de um sistema de 1ª ordem - adaptado de [Pallàs-Areny e Webster, 2002]	16
5.1	Tempo de estabelecimento do filtro digital	100

Capítulo 1

Introdução

As estruturas de engenharia civil e mecânica usadas diariamente podiam ser mais eficientes se fossem capazes de diagnosticar o seu estado e, em caso de necessidade, poder reagir ou actuar de forma a garantir a sua integridade. Embora as estruturas actuais ainda não possuam estas faculdades, pelo menos em conjunto, começam a ser adoptadas estratégias no sentido de dotar as estruturas com a capacidade de poder realizar diagnósticos acerca do seu estado. Esta informação pode ser fundamental no sentido em que permitirá actuar sobre uma estrutura assim que apareçam os primeiros indicadores de que o seu desempenho está afectado.

A capacidade de uma estrutura sentir a evolução do seu estado é dada por sensores colocados ao longo da estrutura, em locais fulcrais, que permitem acompanhar a evolução de variáveis de interesse ao longo do tempo. O sistema de medida deve permitir um mapeamento espacial dos valores dessas variáveis ao longo de toda a estrutura.

Os sensores, para além da possibilidade de medir as grandezas de interesse, têm que ser capazes de operar nas condições impostas pela estrutura e pelo seu ambiente. Devem suportar, sem degradação do seu desempenho, as variações das condições de funcionamento da estrutura, sejam elas ambientais ou resultantes da realização da função para que a estrutura foi projectada.

Assim, os sensores devem possuir boas características de imunidade a interferências electromagnéticas, fiabilidade, estabilidade e, ainda, serem fáceis de instalar e permitir uma distinção clara entre os efeitos provocados por diferentes causas que actuam em simultâneo como, por exemplo, separar os efeitos da actuação conjunta da temperatura e do esforço aplicado. Para além disto, devem permitir a monitorização de toda a estrutura, o que normalmente

implica o recurso a um número muito elevado de sensores.

Tradicionalmente, o diagnóstico de estruturas tem sido realizado com recurso a sensores eléctricos. Destes, os mais utilizados são, normalmente, os extensómetros e os termopares. No entanto, estes sensores levantam alguns problemas quando são usados com esta finalidade. A principal limitação que colocam está no facto de cada sensor individual exigir a ligação de fios a um barramento de dados ou, então, a algum instrumento de registo. À medida que são necessários mais sensores, nomeadamente para mapear a evolução das variáveis ao longo de uma estrutura, a quantidade de fios é maior aumentando a complexidade do sistema. Para além desta limitação, estes sensores estão sujeitos aos fenómenos de corrosão e de interferência electromagnética que limitam o seu desempenho.

Actualmente, existe um grupo de sensores que se mostra particularmente adequado à utilização em estruturas. São sensores baseados em fibra óptica e a sua principal vantagem é a sua aptidão para fazer medições distribuídas. Para além desta, apresentam outras propriedades que os tornam mais adequados a esta aplicação, relativamente aos sensores convencionais, entre as quais se incluem:

- robustez mecânica
- imunidade às interferências electromagnéticas e radiação electromagnética nula
- passividade química
- possibilidade medir um número elevado de grandezas físicas
- dimensões reduzidas que permitem a sua utilização em locais até então inacessíveis
- facilidade de instalação

Dadas as suas características, os sensores de fibra óptica podem ser usados em grandes estruturas, colados ou embebidos no betão ou em materiais compósitos garantindo uma boa aderência à estrutura. Para além disto, são capazes de suportar as condições térmicas, mecânicas e químicas a que a estrutura está sujeita.

A principal desvantagem dos sensores baseados em fibra óptica está relacionada com os sistemas usados para retirar a informação, acerca da grandeza

a medir, do sinal óptico. Normalmente, esta tarefa é realizada por um OSA - Optical Spectrum Analyzer - que executa o processamento do sinal de luz proveniente do sensor. Estes aparelhos, para além do custo elevado, da sensibilidade mecânica e consequente necessidade de calibração frequente, são normalmente volumosos o que diminui, de forma dramática, a sua portabilidade. Para além disso, estes dispositivos produzem medidas muito lentas.

1.1 Motivação

Para tentar aproveitar todo o potencial demonstrado pelos sensores de fibra óptica, sem ter que recorrer aos sistemas de interrogação convencionais, seria vantajoso executar as tarefas relacionadas com a obtenção da informação codificada no sinal de luz através de dispositivos optoelectrónicos e eléctricos. Esta abordagem, para além de diminuir os elementos ópticos no sistema de medida, permite baixar os custos associados aos sistemas de interrogação convencionais e combater as fragilidades que normalmente lhes estão associadas.

Centrando a atenção numa aplicação particular que consiste na monitorização de obras de arte, como por exemplo as pontes, surge um sensor cujas características são particularmente adequadas a este tipo de aplicação. Estes sensores, baseados em redes de Bragg[Kashyap, 1999], codificam a informação no comprimento de onda da luz. De uma forma simples, estes sensores reflectem um comprimento de onda que pode ser alterado à custa de uma variação das suas dimensões mecânicas.

Posto isto, a aplicação do princípio da balança mostra-se como um método adequado para atingir o objectivo de fazer um sistema de interrogação recorrendo, essencialmente, a dispositivos optoelectrónicos e eléctricos. Tendo dois sensores de características semelhantes em que num deles podemos controlar a deformação aplicada, a aplicação do princípio da balança passa por equilibrar a deformação sentida pelo sensor cuja deformação queremos determinar. É claro que, para além da possibilidade de controlar a deformação imposta a um dos sensores, também é necessário determinar quando os dois se encontram em equilíbrio, ou seja, reflectem o mesmo comprimento de onda.

Finalmente, a disponibilidade de actuadores e sensores de elevada resolução conjugada com as aplicações potenciais dos sensores de fibra óptica baseados em redes de Bragg impulsionou, ainda mais, este trabalho.

1.2 Contribuição dada pelo trabalho realizado

Neste trabalho foram desenvolvidos vários sub-sistemas com o objectivo de serem incorporados num sistema de interrogação de sensores de fibra óptica baseados em redes de Bragg.

O esquema de interrogação proposto é baseado no método do filtro ajustável [Kersey e Davis, 1995] e introduz alterações na forma como é medida a variação do comprimento de onda reflectido por um sensor de Bragg.

A nova implementação, proposta para o esquema de interrogação referido, recorre às funcionalidades de três sub-sistemas que executam as seguintes tarefas: controlo da deformação aplicada a um sensor baseado em redes de Bragg, medida da alteração das dimensões do sensor e determinação da condição de equilíbrio entre os dois sensores de fibra óptica.

As funções de actuação e de medida do deslocamento imposto pelo actuador estão integradas numa plataforma que, embora tenha sido desenvolvida para deformar uma fibra óptica e medir a amplitude dessa deformação, pode ser entendida como uma plataforma de micro-actuação, de elevada precisão, genérica.

A função de actuação é desempenhada por um actuador piezoeléctrico cuja resolução, teoricamente, é infinita. A qualidade do posicionamento deste sensor depende da qualidade da tensão que lhe é aplicada.

A alteração das dimensões da fibra, provocada pelo movimento do actuador, é medida por um sensor de deslocamento capacitivo. Estes sensores apresentam uma resolução elevada e o seu desempenho não é afectado por qualquer atrito dado que não é necessário qualquer contacto para medir os deslocamentos.

Os sub-sistemas de actuação e de medida de deslocamento desenvolvidos, para serem integrados num sistema de interrogação com a topologia referida necessitam de um outro sub-sistema capaz de detectar a situação de equilíbrio entre os dois sensores de fibra óptica. O sub-sistema que realiza esta função analisa a quantidade de luz que chega a um fotodíodo, que depende dos comprimentos de onda reflectidos pelas duas redes de Bragg, e usa essa informação para detectar a situação de equilíbrio.

1.3 Organização da dissertação

Esta dissertação está organizado por capítulos. No primeiro capítulo, é introduzido o problema em estudo e são apontadas as características dos sensores de fibra óptica que justificam a opção por este tipo de sensores faces aos métodos tradicionalmente utilizados.

No segundo capítulo são tratados os aspectos relacionados com a utilização de sensores para obter informação acerca das grandezas que queremos caracterizar. É apresentada uma classificação dos sensores segundo diferentes critérios, são apresentados aspectos relacionados com a especificação dos sensores, com o condicionamento dos respectivos sinais de saída e com a passagem da informação do domínio analógico para o domínio digital, ou seja, são descritos os aspectos relacionados com a conversão analógico/digital dos sinais.

Os sensores de fibra óptica são apresentados no terceiro capítulo que inclui uma classificação deste tipo de sensores. São, também, apresentados os diferentes mecanismos sensoriais que permitem a utilização das fibras ópticas como sensores. A parte final deste capítulo trata os sensores de fibra óptica baseados em redes de Bragg incluindo os métodos de interrogação usados para obter a informação codificada na luz proveniente do sensor.

O quarto capítulo é dedicado à micro-actuação de elevada precisão. São abordados os actuadores piezoelétricos e os sensores de deslocamento capacitivos. É descrito o efeito piezoelétrico e são apresentadas as características dos materiais piezoelétricos. No final do capítulo é descrito um tipo particular de actuador piezoelétrico, o PZT, e é apresentado o sensor de deslocamento capacitivo.

O quinto capítulo descreve o sistema de interrogação desenvolvido. É apresentado o método de medida utilizado e são descritos os passos que levaram à implementação do método de medida proposto.

O sexto capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos na fase de teste do sistema. Inclui a metodologia usada na calibração do sistema de medida de deslocamento com sensor capacitivo e apresenta as características de actuação e de sensorização do sistema desenvolvido.

O sétimo capítulo apresenta as conclusões resultantes do trabalho desenvolvido e algumas sugestões acerca de melhoramentos que poderão ser introduzidos.

Capítulo 2

Sistemas de medida

A função de um sistema de medida é quantificar uma propriedade de um objecto ou um evento, de modo a descrever esse objecto ou evento. O resultado de uma medição deve ser independente do observador e baseado em experimentação. As medições são realizadas para cumprir determinados objectivos tais como a monitorização e/ou controlo de um processo ou a validação experimental de resultados de simulação.

Os sensores constituem a base dos sistemas de medida pois apresentam, na saída, sinais eléctricos que contêm informação acerca da grandeza a medir.

Sendo uma área de conhecimento em constante evolução e com uma grande quantidade de soluções tecnológicas associadas optou-se, neste texto, por enfatizar os conceitos associados aos sistemas de medida. Estes serão tratados de forma mais profunda sempre que se tornarem relevantes para uma boa compreensão do trabalho efectuado.

2.1 Transdutores e sensores

Os transdutores são conversores de energia. Transformam um sinal, com uma determinada forma física, num sinal correspondente que apresenta características físicas diferentes. Esta propriedade implica que o sinal de entrada possui energia ou potência resultante de duas grandezas cujo produto tem dimensões de energia ou potência [Pallàs-Areny e Webster, 2002]. Nos sistemas de medida, uma das componentes do sinal tem, habitualmente, dimensões tão pequenas que pode ser desprezada e apenas a outra componente é medida.

Os sensores são transdutores especiais que apresentam, na saída, sinais

eléctricos. A maioria dos sistemas de medida usam sinais eléctricos e, por isso, são baseados em sensores.

Os termos **transdutor** e **sensor** são, muitas vezes, usados sem distinção. No entanto, um sensor pode não ser um transdutor no sentido em que transdutor implica que os sinais de entrada e a saída tenham formas físicas diferentes.

O sensor pode ser visto como um elemento capaz de aumentar a nossa capacidade de adquirir informação acerca de grandezas que os nossos sentidos não seriam capazes de perceber. Por exemplo, é possível medir deslocamentos de poucos μm com um sensor capacitivo sem que os nossos olhos sejam capazes de os detectar.

2.2 Classificação dos sensores

A grande diversidade de grandezas físicas, sobre as quais há interesse em quantificar as suas propriedades, levou ao aparecimento de um número muito elevado de sensores. De modo a que possam ser estudados de forma sistemática torna-se conveniente a sua classificação de acordo com alguns critérios que podem ser relativos apenas ao transdutor ou, então, ao conjunto que engloba o elemento transdutor e o respectivo sistema de condicionamento.

A classificação apresentada, neste texto, é baseada em [Pallàs-Areny e Webster, 2002] mas é possível agrupar os sensores de acordo com outros critérios.

2.2.1 Necessidade de fonte de alimentação externa

Segundo este critério, a classificação dos sensores não é muito consensual. Por uma questão de clareza optou-se por usar, neste texto, apenas uma das alternativas mantendo, no entanto, a indicação para a possibilidade de uma abordagem segundo uma perspectiva diferente.

Tendo em conta a necessidade de uma fonte de alimentação externa, os sensores podem ser classificados como **ativos** e **passivos**. Nos sensores **ativos**, a maior parte da potência do sinal de saída é proveniente de uma fonte de alimentação auxiliar e a grandeza de entrada apenas controla a saída. Nos **passivos**, a potência de saída vem da entrada.

Os sensores **ativos** têm a vantagem de a fonte de alimentação poder alterar a sensibilidade do sistema mas precisam, normalmente, de mais fios do que

no caso dos sensores passivos, já que a alimentação é fornecida por outros fios que não são os que transportam o sinal de interesse.

2.2.2 Forma do sinal de saída

Neste caso, os sensores são classificados como **analógicos** ou **digitais**. Nos **analógicos**, a saída varia de forma contínua e, normalmente, a informação acerca da grandeza a medir é obtida a partir da amplitude do sinal. Frequentemente, sensores com saída no domínio dos tempos são, também, considerados **analógicos**.

Nos sensores **digitais**, a saída tem a forma de degraus ou estados discretos. O tipo de saída **digital** é, normalmente, mais fiável, mais fácil de transmitir, tem maior repetibilidade e é, muitas vezes, mais precisa. No entanto, muitas grandezas físicas não podem ser medidas recorrendo a este tipo de sensores.

2.2.3 Modo de funcionamento

Na perspectiva do modo de funcionamento, os sensores podem fazer parte de um sistema do tipo "deflection sensors" ou de uma ponte de medida. Nas pontes de medida, tenta-se evitar desvios da posição de equilíbrio, aplicando um efeito conhecido que se opõe ao efeito produzido pela grandeza a medir. Este tipo de funcionamento é, normalmente, mais preciso porque o efeito conhecido pode ser calibrado contra quantidades de referência de elevada precisão. Como o dispositivo que detecta o desvio apenas tem que ser capaz de medir perto do zero, este modo de funcionamento pode ser muito sensível. Nesta configuração, produzem medidas lentas e não requerem calibração.

2.2.4 Relação entrada/saída

Segundo este critério, os sensores podem ser classificados como sensores de ordem 0, 1, 2, etc. A ordem está relacionada com o número de armazenadores de energia, independentes, no sensor. Este número afecta a precisão e a velocidade do sensor.

Esta classificação torna-se particularmente importante quando o sensor está incorporado num sistema de controlo em malha fechada.

2.2.5 Grandeza a medir

Os sensores podem ser classificados de acordo com a grandeza a medir. No entanto, uma classificação exaustiva, segundo esta perspectiva, resultaria numa tarefa árdua devido às enúmeras grandezas diferentes sobre as quais queremos obter informação. Apesar desta limitação, é usual falar-se em sensores de temperatura, velocidade, posição, aceleração, força, pressão, nível, pH, densidade, etc.

2.2.6 Grandeza eléctrica de saída

Esta classificação divide os sensores de acordo com a grandeza eléctrica que varia: resistência, capacidade ou indutância. Para além destes, existem sensores capazes de gerar tensão, carga ou corrente eléctrica e, ainda, as junções $p - n$ e os sensores baseados em radiação.

A vantagem desta abordagem, face à anterior, está na redução do número de grupos e na possibilidade de estudar, directamente, os circuitos de condicionamento associados a cada tipo de sensor.

2.3 Especificação de sensores

As características do sensor são determinantes na qualidade do sistema de medida final. Assim, torna-se necessário descrever, convenientemente, o comportamento do sensor. No entanto, a descrição do sensor não contempla todas as características centrando-se, apenas, nas que são relevantes para as propriedades do sinal que será aplicado na sua entrada.

2.3.1 Características estáticas

Quando a grandeza a medir varia muito lentamente, a descrição mais adequada para o sensor é a que resulta do seu comportamento em termos estáticos. Este comportamento fornece informação acerca dos sinais que o sensor pode medir e da resposta que podemos esperar por parte do sensor.

Gama de medida

Representa a variação máxima da grandeza a medir que o sensor admite na sua entrada. Se a gama de medida for excedida, os resultados gerados pelo sensor não serão correctos e este pode ser, inclusivamente, danificado.

Sensibilidade

É o declive da curva de calibração, quer seja constante ou não, ao longo da gama de medida. A curva de calibração é obtida pela aplicação de um conjunto de entradas conhecidas e consequente registo da resposta do sensor.

Se a saída y é uma função da grandeza de entrada x do tipo $y = f(x)$ então, a sensibilidade num ponto da grandeza de entrada x_a é dada por:

$$(x_a) = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=x_a} \quad (2.1)$$

Idealmente, a sensibilidade deve ser elevada e constante.

Relação sinal/ruído (SNR)

Na maioria das aplicações, o sinal produzido pelo transdutor está contaminado por ruído. A relação entre o sinal de interesse e o ruído é denominada relação sinal/ruído e aparece, normalmente, expressa em dB.

$$SNR = 20 \log \frac{V_s}{V_n} \quad (2.2)$$

O ruído limita a capacidade de um transdutor detectar variações de sinal muito pequenas.

Resolução

É o mínimo incremento do valor da grandeza de entrada capaz de gerar uma alteração detectável na saída do sistema de medida.

Exactidão

É uma propriedade que caracteriza a capacidade do sistema de medida de gerar resultados próximos do verdadeiro valor da grandeza a medir. Está

relacionada com a polarização de um conjunto de medidas.

Precisão

É a capacidade de um sensor gerar o mesmo valor na saída quando efectua medidas do mesmo valor da grandeza de entrada, assumindo que as condições de medida se mantêm inalteradas. A precisão supõe concordância entre leituras sucessivas da mesma grandeza mas não tem qualquer implicação quanto à proximidade entre as leituras do sensor e o verdadeiro valor da grandeza. Podemos dizer que a precisão de um sensor é uma condição necessária, mas não suficiente, para sua exactidão.

Linearidade

Conformidade entre a curva de calibração e uma recta que descreve o comportamento ideal do sensor, normalmente expressa em percentagem da leitura ou da gama de medida (o que for maior). O comportamento ideal do sensor pode ser definido de várias formas resultando em diferentes designações para a linearidade:

- Linearidade independente - neste caso, a recta é determinada pelo método dos mínimos quadrados fazendo com que o erro máximo positivo e o erro mínimo negativo sejam iguais.
- Linearidade a partir da origem - tal como a anterior, esta linha é determinada pelo método dos mínimos quadrados mas impõe uma restrição adicional que determina que a linha tem que passar na origem.
- Linearidade terminal - a linha é definida pela saída correspondente ao valor mínimo da entrada e pelo valor calculado para a saída quando a entrada está no seu valor máximo.
- Linearidade entre os extremos - a recta é definida pelos pontos definidos pelos valores da saída correspondentes aos valores mínimo e máximo da grandeza de entrada.
- Linearidade teórica - esta recta é determinada pelos valores teóricos resultantes do projecto do sensor.

Histerese

A histerese está relacionada com o facto de um sensor apresentar dois valores diferentes na saída, correspondentes ao mesmo valor da entrada, dependentes da derivada do sinal de entrada ou seja, a saída depende do facto de o sinal de entrada estar a aumentar ou a diminuir.

Erro

Qualquer diferença entre o valor da leitura de um sistema de medida e o verdadeiro valor da grandeza a medir é denominada por erro. Normalmente, distingue-se entre **erro absoluto** e **erro relativo**.

O **erro absoluto** é a diferença entre o valor medido e o verdadeiro valor da grandeza sendo, muitas vezes, apresentado como uma percentagem do valor de fim de escala do instrumento.

O **erro relativo** é a razão entre o erro absoluto e o verdadeiro valor da grandeza a medir. Dado que o verdadeiro valor da grandeza é indeterminado usa-se um valor verdadeiro convencional.

Os erros podem ser classificados como **sistemáticos** ou **aleatórios**. Os erros **sistemáticos** podem ser causados por vários factores, entre os quais: efeitos de carga provocados pelo processo de medida, atenuação na transmissão de sinais, erros relacionados com o observador, influência de outras grandezas que afectam a grandeza a medir, etc. Estes erros podem, no entanto, ser compensados. Os erros **aleatórios** estão relacionados com o ruído. Os erros verdadeiramente aleatórios seguem uma distribuição do tipo Gaussiana. Estes erros podem surgir de ruídos ambientais, ruídos de transmissão ou mesmo estar relacionados com a repetibilidade da própria grandeza a medir como, por exemplo, na medida da altura de uma superfície rugosa.

2.3.2 Características dinâmicas

A resposta dos sensores é diferente consoante o comportamento temporal da grandeza a medir. Quando se trata de grandezas estáticas ou que variam muito lentamente com o tempo, os sensores são descritos pelas suas características estáticas. Alternativamente, quando a grandeza de entrada varia com o tempo, o comportamento do sensor é avaliado tendo em conta as suas características dinâmicas. A presença de elementos capazes de armazenar energia é o factor

que determina a resposta dos sensores a grandezas de entrada que variam com o tempo.

Existem duas características que ilustram a diferença de comportamento, face à resposta a entradas que variam muito lentamente com o tempo, que são o **erro dinâmico** e a **velocidade de resposta**.

O **erro dinâmico** é a diferença entre o valor indicado pelo sensor e o verdadeiro valor da grandeza quando o erro estático é nulo. Representa a diferença entre as leituras de um sensor, para uma mesma amplitude da grandeza de entrada, quando esta é constante ou está a variar com o tempo.

A **velocidade de resposta** é uma medida da rapidez com que o sensor reage a uma variação da grandeza de entrada. Do ponto de vista do sistema de medida, o atraso na resposta do sensor não é relevante. No entanto, se o sensor for usado num sistema de controlo em malha fechada, o atraso torna-se importante e pode, inclusivamente, levar à ocorrência de oscilações.

A determinação das características dinâmicas de um sistema consiste na análise da sua resposta a uma entrada que varia com o tempo. Esta entrada pode assumir várias formas, entre as quais se encontram as entradas transitórias (degraus, impulsos, rampas), entradas periódicas (sinusóides) e entradas aleatórias (ruído branco).

Tratando-se de sistemas lineares, o princípio da sobreposição pode ser aplicado e, por isso, a resposta a qualquer dos sinais anteriores é suficiente para descrever, totalmente, o sistema. A opção por estudar a resposta a uma entrada particular depende do sensor que se quer caracterizar e da maior ou menor facilidade em fazer a grandeza a medir variar de uma determinada maneira. Por exemplo, quando se está a medir uma aceleração é mais fácil provocar uma variação do tipo impulso do que um degrau.

A descrição matemática do comportamento de um sensor é feita, normalmente, através de uma equação diferencial com coeficientes constantes, com a forma da equação (2.3), o que acontece porque se assume que o sistema é linear e invariante no tempo.

$$a_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} + \dots + a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (2.3)$$

A equação (2.3) relaciona a entrada $x(t)$ e a saída $y(t)$ através de uma equação diferencial de coeficientes constantes de ordem k . Na maioria das aplicações práticas, estas equações não ultrapassam a ordem 2.

Segundo [Ogata, 1990], para sistemas que podem ser descritos por equações diferenciais lineares e invariantes no tempo, a relação entre a saída e a entrada pode ser caracterizada por uma função de transferência que relaciona as transformadas de Laplace dos sinais de saída e de entrada, admitindo que todas as condições iniciais são nulas.

Usando a ordem da função de transferência como critério na classificação dos sensores podemos estudar as características dinâmicas dos sensores para cada sinal de entrada.

Sistemas de ordem 0

Um sistema de ordem 0 não possui qualquer elemento armazenador de energia. O seu comportamento é caracterizado por uma sensibilidade constante e independente da frequência do sinal de entrada. A saída de um sistema de ordem 0 é dada por uma equação do tipo:

$$y(t) = kx(t) \quad (2.4)$$

onde k representa a sensibilidade do sistema. Nestes sistemas, tanto o **erro dinâmico** como o **atraso** são nulos.

Sistemas de 1ª ordem

Estes sistemas possuem, apenas, um elemento armazenador de energia. A saída é dada por uma equação diferencial do tipo:

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (2.5)$$

A função de transferência correspondente é dada pela equação (2.6),

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (2.6)$$

onde $k = 1/a_0$ representa a sensibilidade estática e $\tau = a_1/a_0$ corresponde à constante de tempo do sistema. A frequência angular do sistema é dada por $\omega_c = 1/\tau$.

Assim, para caracterizar um sistema de primeira ordem são necessários dois parâmetros: a sensibilidade estática k e, alternativamente, a constante de tempo τ ou a frequência angular ω_c .

A tabela (2.1) mostra as várias respostas de um sistema de primeira ordem quando lhe são aplicados diversos sinais de entrada.

O **erro dinâmico** e o **atraso** dependem do sinal de entrada. A tabela (2.2) contém os valores destes parâmetros quando os sinais de entrada são: um degrau $u(t)$, uma rampa Rt e uma sinusóide de amplitude A e frequência ω .

Na tabela (2.2) são apresentados dois valores para o **erro dinâmico** que resultam de duas definições diferentes para este parâmetro dadas pelas equações (2.7) e (2.8):

$$e_d = y(t) - x(t) \quad (2.7)$$

$$e_d^* = y(t) - kx(t) \quad (2.8)$$

Na maioria das aplicações práticas não é possível corrigir o **erro dinâmico** dado que os sinais de entrada apresentam, normalmente, maior complexidade do que os usados na determinação das expressões apresentadas na tabela (2.2).

Tabela 2.1 - Resposta de um sistema de 1ª ordem - adaptado de [Pallàs-Areny e Webster, 2002]

Entrada	Saída
Degrau $u(t)$	$k(1 - e^{-t/\tau})$
Rampa Rt	$Rkt - Rk\tau u(t) + Rk\tau e^{-t/\tau}$
Sinusóide A, ω	$\frac{kA\tau\omega e^{-t/\tau}}{1+\omega^2\tau^2} + \frac{kA}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} \sin \omega t + \phi$ $\phi = \arctan -\omega\tau$

Tabela 2.2 - Erro dinâmico e atraso de um sistema de 1ª ordem - adaptado de [Pallàs-Areny e Webster, 2002]

Entrada	Erro dinâmico	Atraso
Degrau $u(t)$	0	τ
Rampa Rt	$R[t + k(\tau - t)]$ ou $R\tau$	τ
Sinusóide A, ω	$1 - \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}}$	$\frac{\arctan \omega\tau}{\omega}$

A figura (2.1) mostra a resposta de um sistema de primeira ordem quando, na sua entrada, são aplicados diferentes sinais, mais concretamente, um degrau, uma rampa e um sinal sinusoidal.

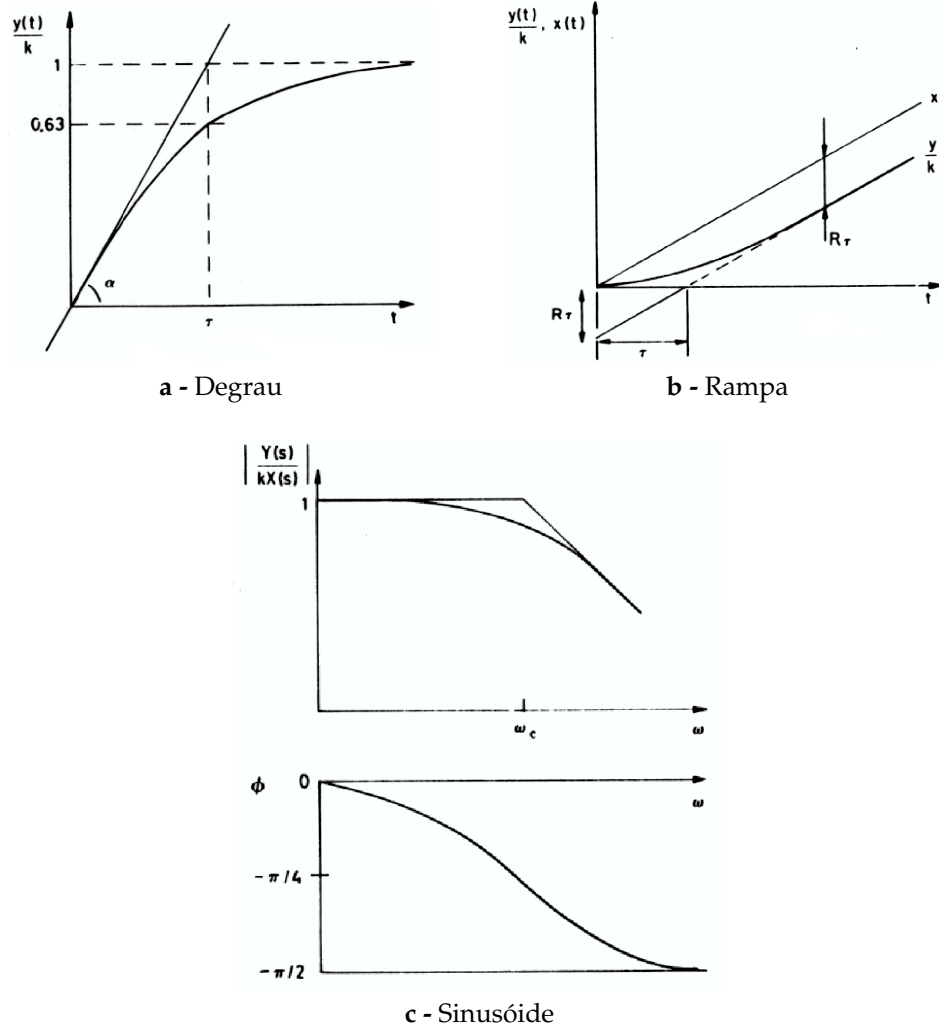


Figura 2.1 - Resposta de um sistema de primeira ordem a diferentes sinais de entrada - adaptado de [Pallàs-Areny e Webster, 2002]

Sistemas de 2ª ordem

Neste caso, o sistema contém dois elementos capazes de armazenar energia.

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (2.9)$$

A função de transferência correspondente é dada pela equação (2.10).

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.10)$$

onde:

$$k = \frac{1}{a_0}$$
$$\omega_n^2 = \frac{a_0}{a_2}$$
$$\xi = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}$$

Os factores k , ω_n e ξ representam a sensibilidade estática, a frequência natural do sistema e o factor de amortecimento, respectivamente.

A figura (2.2) mostra a resposta de um sistema de segunda ordem quando, na sua entrada, são aplicados diferentes sinais, mais concretamente, um degrau, uma rampa e um sinal sinusoidal.

Como se pode observar na figura (2.2), o comportamento do sistema depende do valor de ξ e é possível identificar três situações distintas. Quando $0 < \xi < 1$, o sistema é sub-amortecido; para $\xi = 1$, o sistema é criticamente amortecido; se $\xi > 1$, o sistema é dito sobre-amortecido.

Nos sistemas de segunda ordem, a determinação do **erro dinâmico** e do **atraso** é mais complexa. Para além da sua dependência do sinal de entrada, estas propriedades são influenciadas pelos valores dos parâmetros ω_n e ξ .

Quando a entrada é um degrau unitário, se o sistema é sobre-amortecido ou criticamente amortecido não há sobreelongação na resposta e o **erro dinâmico** em regime estacionário é nulo.

Se o sistema for subamortecido, o **erro dinâmico** em regime estacionário é nulo mas a velocidade do sistema e a sobreelongação estão relacionados. Geralmente, quanto mais rápida for a resposta, maior será a sobreelongação.

De acordo com a figura (2.2a), que representa a resposta de um sistema de segunda ordem a um degrau de entrada, podem ser definidos alguns parâmetros para caracterizar melhor o comportamento do sistema.

O tempo de subida t_r representa o tempo que demora a subida de 10 para 90% do valor final da saída. O valor de t_r é dado pela equação (2.11)

$$t_r = \frac{\arctan(-\omega_d/\delta)}{\omega_d} \quad (2.11)$$

onde $\delta = \xi\omega_n$ é a chamada atenuação e $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$ é a chamada frequência natural amortecida do sistema.

O tempo que a saída demora a atingir o primeiro pico, t_p , é dado pela

equação (2.12).

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \quad (2.12)$$

O valor M_p representa a máxima sobreelongação da resposta do sistema e é dado pela equação (2.13).

$$M_p = e^{-(\delta/\omega_d)\pi} \quad (2.13)$$

Para além dos parâmetros já definidos, é possível acrescentar um outro que está relacionado com tempo necessário para a saída estabilizar dentro de um determinado intervalo em torno do valor final. Este parâmetro é designado por tempo de estabelecimento, t_s , e o seu valor depende da largura do intervalo escolhido. Valores típicos para este parâmetro são, para $0 < \xi < 0.9$: $t_s \cong 4/\delta$ para um intervalo de $\pm 2\%$; $t_s \cong 3/\delta$ para um intervalo de $\pm 5\%$.

Quando o sinal de entrada é uma recta com declive R , o **erro dinâmico** em regime estacionário é

$$e_d = \frac{2\xi R}{\omega_n} \quad (2.14)$$

e o **atraso** é $2\xi/\omega_n$.

A resposta em frequência de um sistema onde $0 < \xi < 0.707$ apresenta uma frequência de ressonância que é igual à frequência natural amortecida

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (2.15)$$

e a amplitude da ressonância, para a frequência $\omega = \omega_d$, é dada pela equação (2.16).

$$M_r = \frac{1}{2\xi \sqrt{1 - \xi^2}} \quad (2.16)$$

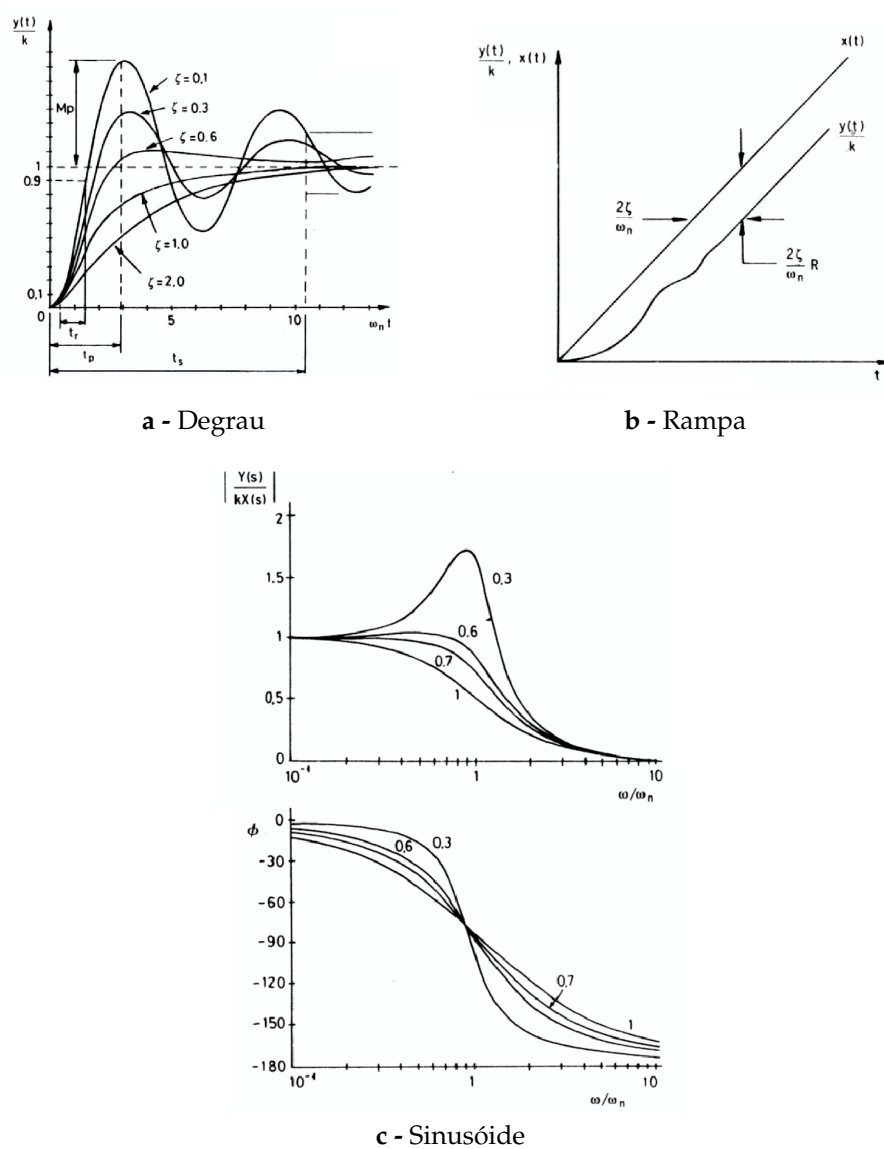


Figura 2.2 - Resposta de um sistema de segunda ordem a diferentes sinais de entrada - adaptado de [Pallàs-Areny e Webster, 2002]

2.4 Condicionamento de sinal

O condicionamento de sinal é uma parte do sistema de medida que tem como objectivo modificar as características do sinal de saída dos sensores para tornar possível a sua transmissão, apresentação ou registo de forma a que o sinal satisfaça os requisitos dos elementos seguintes da cadeia de medida.

2.4.1 Amplificação

Muitas vezes, a gama de variação do sinal de saída de um sensor não se ajusta à gama de variação de entrada do elemento seguinte na cadeia de medida, normalmente um conversor A/D. Para não haver desperdício da capacidade do conversor, o sinal de saída pode ser amplificado de forma a ajustar-se às características de entrada do A/D. Pode, também, haver a necessidade de se ajustar o nível DC do sinal aplicado ao conversor.

2.4.2 Filtragem

Depois de se fazer uma boa caracterização, em termos do conteúdo frequencial, do sinal a medir podemos projectar filtros que não alteram a forma do sinal nas frequências de interesse mas que limitam, fortemente, as componentes com frequências fora da banda de interesse. Isto limita a possibilidade de ocorrência de erros na conversão A/D provocados por componentes do sinal fora da sua banda de frequências de interesse.

2.4.3 Isolamento

A necessidade de isolamento prende-se, não só com a fiabilidade das medidas, mas, também, com necessidade de proteger quem opera os dispositivos. As técnicas mais usadas são o isolamento óptico, digital e magnético.

Óptico

Os acopladores ópticos são os dispositivos de isolamento mais comuns para transferir sinais digitais. O seu princípio de funcionamento consiste na emissão e posterior detecção de luz.

Consistem, normalmente, num LED e um fototransístor, isolados entre si galvanicamente.

Os acopladores ópticos são pequenos, versáteis, fáceis de usar e podem, inclusivamente, transmitir sinais contínuos.

Digital

Em aplicações que necessitam de taxas de transmissão muito elevadas podem usar-se técnicas de isolamento digitais. Os isoladores digitais combinam circuitos de tecnologia CMOS e transformadores com núcleo de ar para atingir taxas de transmissão elevadas.

Os isoladores digitais podem ser usados em redes de comunicação industriais, tais como, Profibus ou DeviceNet. Estas redes, usadas para interligar sensores, actuadores, controladores e outros dispositivos recomendam o uso de isolamento galvânico nos pontos de conexão. Para além da função de protecção, o isolamento aumenta, também, a fiabilidade dos dados.

Magnético

Em aplicações que implicam isolamento da alimentação e dos sinais pode-se usar amplificadores de isolamento, com acoplamento por transformador. Em algumas aplicações, o acoplamento é feito através de um transformador externo, o que permite obter tensões de isolamento até ± 2 KV.

2.5 Conversão Analógico/Digital

Grande parte dos sistemas de medida actuais utilizam métodos de processamento digital de sinal. No entanto, os sinais provenientes da natureza são, normalmente, analógicos, ou seja, são sinais que variam de forma contínua com o tempo. Para que as técnicas de processamento digital de sinal possam ser aplicadas é necessário obter uma representação digital dos sinais analógicos. Esta representação consiste numa sequência de palavras contendo 1's e 0's que resultam da quantificação do sinal analógico em instantes de tempo bem definidos.

As principais funções realizadas por um conversor A/D são a **amostragem** e a **quantificação**. A taxa a que o sinal é amostrado e o número de níveis usados na quantificação do sinal dependem da precisão pretendida, da largura de banda do sistema e do seu custo. Assim, para cada sistema, existe uma taxa de amostragem e um grau de quantificação apropriados para obter a informação

necessária acerca do sinal de entrada que se pretende representar. No limite, a taxa de amostragem e o grau de quantificação a usar devem ser aqueles que permitam a reconstrução ou a análise correcta do sinal, guardando apenas a informação mínima necessária.

2.5.1 Amostragem

A amostragem consiste em escolher um valor que representa o sinal de entrada num determinado intervalo de tempo. Embora não seja obrigatório amostrar o sinal em intervalos de tempo uniformes, fazê-lo desta forma possui algumas propriedades matemáticas interessantes [Loewenstein, 1999].

Os circuitos usados na amostragem de sinais são chamados *sample-and-hold* sendo, também, usada uma variante destes circuitos denominada por *track-and-hold*.

sample-and-hold

A constituição básica destes circuitos inclui um *buffer*, um interruptor e um condensador. A cada instante de amostragem, o interruptor liga o *buffer* ao condensador de forma a que este carregue até à tensão do sinal de entrada. A partir do momento em que o interruptor é desligado, o condensador retém a sua carga mantendo, desta forma, uma amostra do sinal de entrada que será processada pelo conversor A/D.

Pode também ser usado, na amostragem, um circuito semelhante ao anterior chamado *track-and-hold*. A diferença, relativamente ao circuito anterior, é pequena e resume-se ao facto de, ao contrário do *sample-and-hold*, o *track-and-hold* não mantém a amostra do sinal até ao instante de amostragem seguinte. Depois de o conversor A/D realizar a sua função, o *track-and-hold* volta a ligar o *buffer* ao condensador e o circuito segue o sinal de entrada até ao instante de amostragem seguinte. Este funcionamento resulta numa maior precisão, dado que, o condensador tem mais tempo para igualar a sua tensão à do sinal de entrada.

Aliasing

Os sinais devem ser amostrados a uma frequência que permita preservar informação suficiente acerca do sinal. Quando se retiram amostras de um sinal

com uma frequência demasiado baixa ocorre um fenómeno chamado *aliasing*. Este fenómeno está presente sempre que o sinal de entrada possui energia em frequências superiores a metade da frequência de amostragem.

Geralmente, num sistema com frequência de amostragem F_s , um sinal com frequência F provoca *aliasing* na banda base em:

$$F_a = \text{abs}[(n)F_s - F] \quad (2.17)$$

onde $n \geq 0$ e $(n)F_s$ é o múltiplo inteiro de F_s mais próximo de F . De acordo com a equação (2.17), se o sinal a ser amostrado não possui energia nas frequências superiores a metade da frequência de amostragem então o fenómeno de *aliasing* não ocorre.

Teorema da amostragem

De acordo com [Shannon, 1949], se um sinal for amostrado a uma taxa pelo menos igual a duas vezes a frequência máxima desse sinal, é possível recuperar, com interpolação matemática, a forma exacta do sinal de onde foram retiradas as amostras. Isto verifica-se para qualquer instante de tempo, incluindo os intervalos entre as amostras.

É comum chamar-se **frequência de Nyquist** a $0.5F_s$, onde F_s é a frequência de amostragem, uma vez que Nyquist, que realizava estudos relacionados com telegrafia, estava interessado na largura de banda máxima dos sinais. Frequentemente, chama-se **taxa de amostragem de Nyquist** ao dobro da máxima frequência de um sinal e representa a taxa de amostragem mínima que impede a ocorrência do fenómeno de *aliasing*.

2.5.2 Quantificação

Depois de obtida uma amostra do sinal analógico é necessário escolher um valor inteiro que represente a amplitude do sinal amostrado. Este número é tirado de um conjunto pré-definido de valores onde cada número representa uma fracção da gama de variação do sinal de entrada.

No final deste processo, que executa no domínio da amplitude o mesmo que a amostragem faz no domínio dos tempos, passamos a ter uma representação digital da grandeza analógica de entrada.

2.5.3 Características dos conversores A/D

Um conversor A/D apresenta um conjunto de características que devem ser usadas na selecção de um conversor particular para uma determinada aplicação. É necessário escolher um A/D cujas características sejam adequadas para a aplicação em questão dado que a qualidade do conversor é determinante para o bom desempenho do sistema de medida.

Gama de medida

É a variação máxima da amplitude do sinal de entrada, ao longo da qual a conversão realizada pelo conversor é válida. Os extremos são denominados **-amplitude de fim de escala** e **+amplitude de fim de escala**. Quando o valor **-amplitude de fim de escala** é 0, a gama de entrada é unipolar. Se o valor de **-amplitude de fim de escala** é negativo e da mesma amplitude de **+amplitude de fim de escala** a gama de entrada é bipolar. Se a gama de entrada não for respeitada, o conversor A/D gera um código de conversão errado.

Resolução

A resolução de um conversor A/D é uma medida da menor variação da grandeza de entrada que o conversor consegue detectar. Naturalmente, a resolução de um conversor A/D é 1 LSB (bit menos significativo). A resolução de um conversor é, normalmente, dada em número de bits. A transformação do número de bits em variações da grandeza de entrada é realizada recorrendo à equação (2.18):

$$\delta V = \frac{V_{Fs}}{2^n} \quad (2.18)$$

onde δV representa a menor variação detectável da grandeza de entrada, V_{Fs} é a gama de medida do conversor e n o número de bits.

Erros lineares

Existem dois tipos de erros lineares que são os erros de *offset* e os erros de *ganho*. Estes erros não alteram a função de transferência do conversor e são fáceis de corrigir. A correcção pode ser feita com calibrações simples e adição e/ou multiplicação de constantes de correcção. São, normalmente, os maiores erros presentes num conversor A/D.

O erro de *offset* é um erro d.c. entre a resposta efectiva do conversor e a sua resposta ideal.

O erro de **ganho** é definido como o erro na inclinação da função de transferência do conversor. As figuras (2.4) e (2.3) descrevem os erros lineares presentes nos conversores A/D.

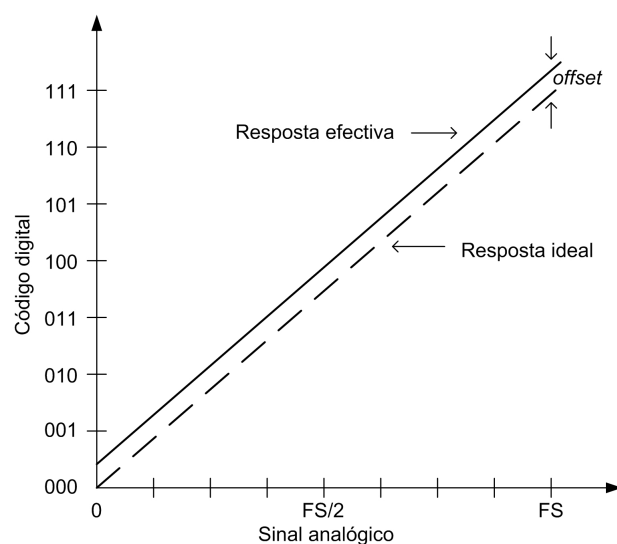


Figura 2.3 - Erro de *offset* de um conversor A/D

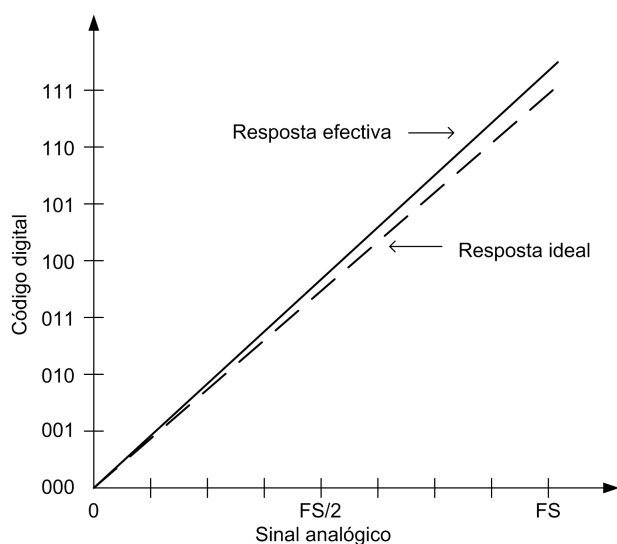


Figura 2.4 - Erro de ganho de um conversor A/D

Erros não lineares

As não linearidades presentes nos conversores A/D são de dois tipos: não linearidade **integral** e não linearidade **diferencial**.

A não linearidade **diferencial** é uma medida da irregularidade da largura dos patamares de transição de um A/D. Normalmente vem especificada como uma fracção de 1 LSB. É possível que um determinado código nem sequer ocorra ou seja, tenha uma largura de 0 LSB. Neste caso, o conversor apresenta códigos inexistentes. Se o conversor tem um código inexistente num ponto da sua gama de medida, a largura do patamar de transição, nesse ponto, passa para o dobro diminuindo, localmente, a resolução do conversor. Torna-se importante que a especificação garanta que o conversor não tem códigos inexistentes o que implica que o valor da não linearidade **diferencial** nunca pode ser pior do que -1 LSB.

A não linearidade **integral** é uma medida do desvio das transições entre códigos relativamente à recta que representa o seu funcionamento ideal depois de eliminados os erros lineares.

As figuras (2.5) e (2.6) ilustram os erros não lineares presentes nos conversores A/D.

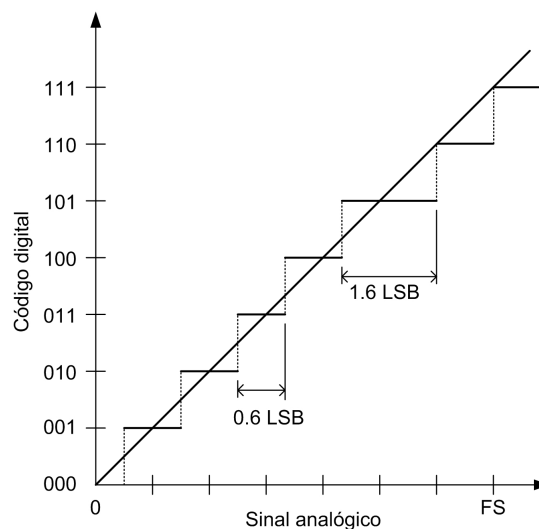


Figura 2.5 - Não linearidade diferencial

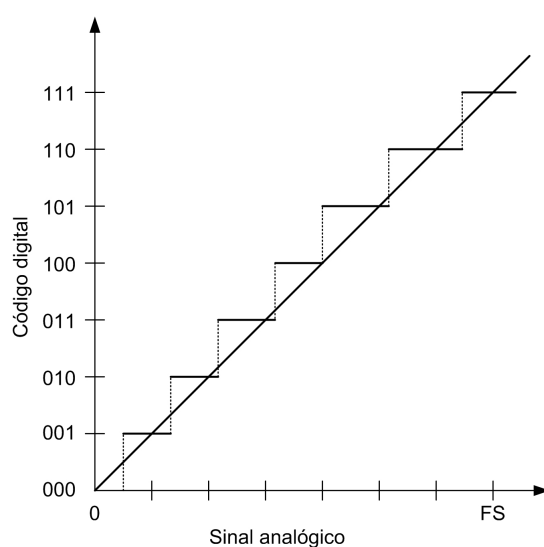


Figura 2.6 - Não linearidade integral

Erros temporais

Estes erros estão relacionados com questões temporais, particularmente do *sample-and-hold* e estão relacionados com o facto de haver uma variação do tempo entre amostras. Este fenómeno, designado por *jitter* afecta a qualidade das medidas do conversor dado que o sinal de entrada é modulado pelo perfil de *jitter*.

Ruído

O ruído presente nos conversores A/D limita a sua resolução uma vez que é adicionado um sinal que interfere com o sinal a medir. O ruído pode ser intrínseco ou adicionado propositadamente.

O ruído externo pode ter origens diversas. O mais comum, o ruído térmico, é causado pela natureza aleatória da condução eléctrica em resistências e transístores. Para além deste, grande parte do ruído presente num conversor A/D resulta de interferência electromagnética com circuitos próximos.

O erro de quantificação pode ser visto como ruído de quantificação e, em alguns casos, ser entendido como uma fonte adicional de ruído aleatório que se distribui uniformemente entre -0.5LSB e $+0.5\text{LSB}$, com desvio padrão de $1/\sqrt{12}$ LSB.

Os efeitos do ruído podem ser diminuídos, desde que ele seja independente

do sinal, adquirindo várias amostras do sinal e realizando uma média dos valores amostrados. No caso de ruído branco aleatório, o cálculo da média de n_s amostras de um sinal pode reduzir a quantidade de ruído por um factor de $\sqrt{n_s}$.

O erro de quantificação não pode ser reduzido recorrendo ao cálculo de valores médios a não ser que exista outro erro aleatório.

Gama Dinâmica

É a razão entre o maior e o menor sinal que o conversor pode representar. Normalmente, os sinais considerados para o cálculo deste valor são, para o sinal maior, uma sinusóide com amplitude igual à amplitude de fim de escala e, para o menor, o sinal de ruído do conversor. Expressa em dB, a **Gama Dinâmica** é dada pela equação (2.19)[Loewenstein, 1999].

$$DR = 20 \log \frac{S}{N} \quad (2.19)$$

onde S representa o valor *rms* do sinal maior e N o valor *rms* do ruído. O ruído deve incluir a componente de quantificação que, para um conversor ideal, é de $1/\sqrt{12}$ LSB *rms*.

Um conversor de n bits admite, na sua entrada, um sinal sinusoidal com amplitude de 2^{n-1} LSB a que corresponde um valor *rms* de $2^{n-1}/\sqrt{2}$. Assim, para um conversor ideal, a **Gama dinâmica** é dada pela equação (2.20).

$$\begin{aligned} DR &= 20 \log(2^{n-1} * \sqrt{12}) \\ &= 20 \log(2^n) + 20 \log(2^{-1.5} * \sqrt{12}) \\ &= n [20 \log(2) + 20 \log(\sqrt{1.5})] \\ &\approx 6.0206 n + 1.7609 \end{aligned} \quad (2.20)$$

A equação (2.20) pode ser usada para determinar o número efectivo de bits de um conversor A/D como mostra a equação (2.21).

$$ENOB = \frac{DR - 1.7609}{6.0206} \quad (2.21)$$

2.5.4 Tipos de conversores A/D

Um conversor A/D pode ser implementado recorrendo a diferentes arquitecturas que determinam as características de funcionamento do dispositivo. Assim, diferentes arquitecturas resultam em conversores com velocidades de conversão distintas e resoluções diversas.

Conversor paralelo (Flash)

Os conversores de arquitectura paralela são os mais rápidos entre as diferentes arquitecturas existentes e são usados em aplicações onde o requisito essencial é a velocidade. Usam vários comparadores em paralelo que permitem realizar conversões muito rápidas. No entanto, a sua resolução é baixa.

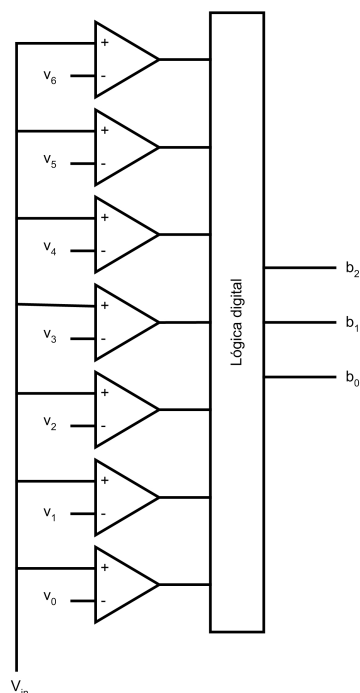


Figura 2.7 - Conversor A/D paralelo

A figura (2.7) mostra a constituição interna deste tipo de conversor. Para um conversor com n bits são necessários $2^n - 1$ comparadores, $2^n - 1$ referências de tensão e um codificador. As referências de tensão devem diferir entre si de 1 LSB e estar distribuídas entre 0.5 LSB acima da tensão mais negativa e 1.5 LSB abaixo da tensão mais positiva. Cada tensão de referência é aplicada

ao terminal negativo do comparador correspondente e, em todos os terminais positivos, é aplicada, simultaneamente, a tensão que se quer medir.

A resolução deste tipo de conversor está limitada pela capacidade de gerar referências de tensão uniformemente distribuídas e pela precisão dos comparadores.

Conversor de aproximações sucessivas

A figura (2.8) mostra a constituição interna de um conversor A/D de aproximações sucessivas. Os seus blocos constituintes principais são: um conversor D/A (Digital/Analógico), um comparador e um bloco lógico que controla o funcionamento do conversor.

Nesta arquitectura, é formada uma malha de realimentação, em torno de um conversor D/A, cujo objectivo é levar a tensão da sua saída a igualar o valor da amostra da tensão de entrada. No instante inicial, o registo de aproximações sucessivas é inicializado com 0's com excepção do MSB (bit mais significativo) que fica com o valor 1. Isto equivale, em termos da tensão do D/A, a colocar a sua tensão de saída a meio da escala. No primeiro ciclo de relógio, o tensão de saída do D/A é comparada com a amostra da tensão que se quer medir permitindo decidir se o MSB deve ficar em 1 ou ser alterado para 0. Este processo é repetido a cada ciclo de relógio para todos os bits seguintes até ao LSB. Desta forma, um conversor de n bits necessita de n ciclos de relógio para completar uma conversão.

Quanto à velocidade de conversão, esta é limitada pela velocidade do conversor D/A e pelo atraso introduzido pelo comparador. A resolução é ditada, também, pelo conversor D/A e pelo comparador.

Estes conversores são usados em aplicações de média velocidade e de média resolução.

Conversor multi-etapa

Esta topologia permite resoluções semelhantes às obtidas com conversores de aproximações sucessivas mas com velocidades de conversão mais elevadas. A figura (2.9) mostra a constituição interna deste tipo de conversores.

A estratégia subjacente a estes conversores consiste em dividir a conversão em várias etapas e, no final, usar uma lógica digital para gerar o resultado final da conversão. Em cada etapa, a conversão parcial é feita, normalmente,

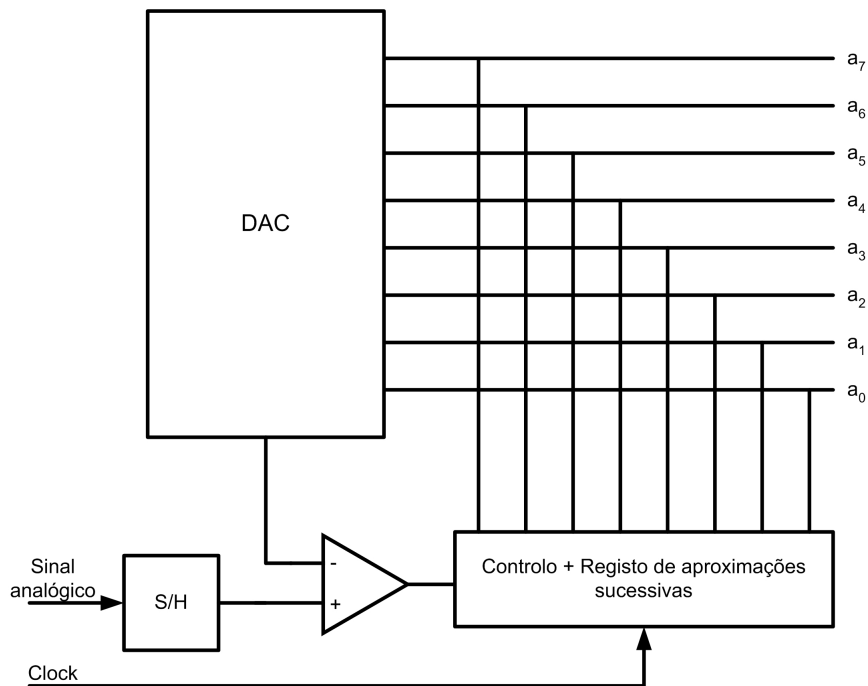


Figura 2.8 - Conversor A/D de aproximações sucessivas

recorrendo a conversores do tipo **Flash**. Cada amostra do sinal de entrada é fornecida a um conversor **Flash** com uma resolução inferior à pretendida. A saída do conversor A/D é ligada a um conversor D/A cuja saída será subtraída à amostra do sinal de entrada. Esta diferença é amplificada de modo a aproveitar a gama de entrada do andar seguinte onde será realizada a próxima etapa do processo de conversão, no ciclo de relógio seguinte. Após a transição para a etapa seguinte, o conversor começa o processo de conversão de nova amostra do sinal de entrada. A figura (2.10) mostra a constituição interna de uma etapa de conversão.

Esta arquitectura permite resoluções elevadas sem ter que recorrer a um número muito elevado de comparadores. Para permitir detecção e correcção de erros ocorridos em etapas anteriores são usados conversores A/D e D/A de resolução superior à idealmente necessária. Para além disto, é possível fazer autocalibração acrescentando etapas adicionais ao processo de conversão.

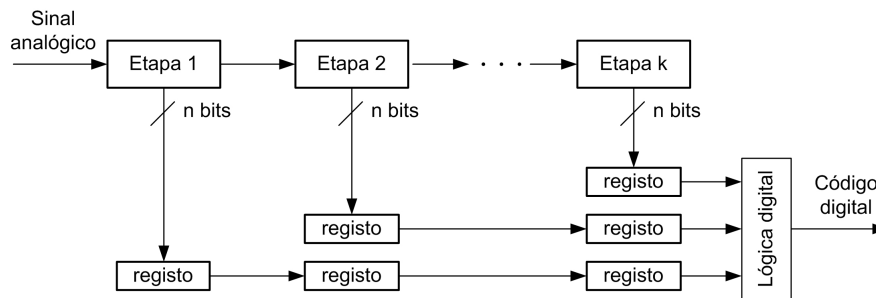


Figura 2.9 - Conversor A/D multi-etapa

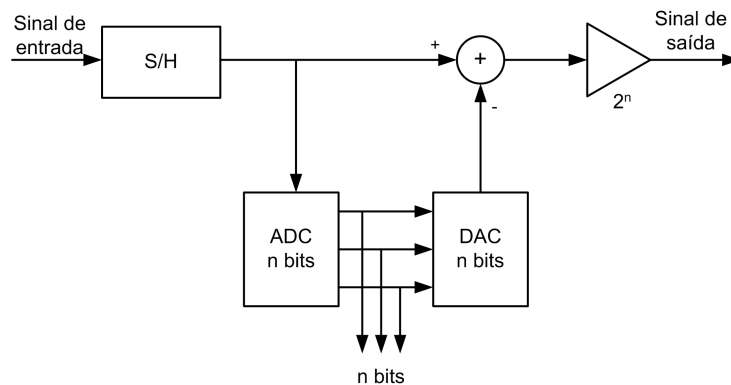


Figura 2.10 - Conversor A/D multi-etapa - constituição de uma etapa

Conversor integrador

O princípio subjacente a esta arquitectura de conversão é simples. Consiste em efectuar medições de intervalos de tempo que estão relacionados com o sinal que se quer digitalizar. Os seus constituintes básicos incluem: um condensador de boa qualidade, um integrador, um comparador e um contador digital, tal como demonstra a figura (2.11). O conversor deste tipo mais comum é o chamado conversor de dupla rampa cujo princípio de funcionamento está ilustrado na figura (2.12).

No instante inicial, o sinal a converter é ligado à entrada do integrador permitindo que o condensador carregue, durante um intervalo de tempo fixo T_1 . No fim deste intervalo, o integrador é desligado do sinal de entrada e é ligado a uma tensão de referência, negativa, o que fará o condensador descarregar a uma taxa que é proporcional à referência usada.

A função do contador digital é medir o intervalo de tempo que o conden-

sador demora a descarregar. Se o condensador usado neste processo for de boa qualidade, a razão entre o tempo que demora a carregar e o tempo que leva a descarregar é proporcional à razão entre o sinal de entrada e a tensão de referência.

Existe uma diferença fundamental entre esta topologia e as restantes na forma como é feita a amostragem do sinal de entrada. Neste tipo de conversor, não é retirada uma amostra do sinal de entrada num instante pré-definido mas antes é feita uma média desse sinal, durante o intervalo de tempo em que o condensador está a carregar. A amostra do sinal de entrada será a tensão final do condensador ou seja, será a média da tensão de entrada durante o intervalo de integração. Esta característica permite que estes conversores rejeitem ruídos, especialmente periódicos, que outros conversores têm dificuldade em filtrar. Muitos destes conversores são projectados para funcionar com tempos de integração que são múltiplos do período da tensão da rede, de modo a rejeitar qualquer interferência de campos electromagnéticos provocados pela rede eléctrica.

Os conversores do tipo integrador permitem obter resoluções elevadas mas com velocidades de conversão baixas. A linearidade destes conversores é elevada.

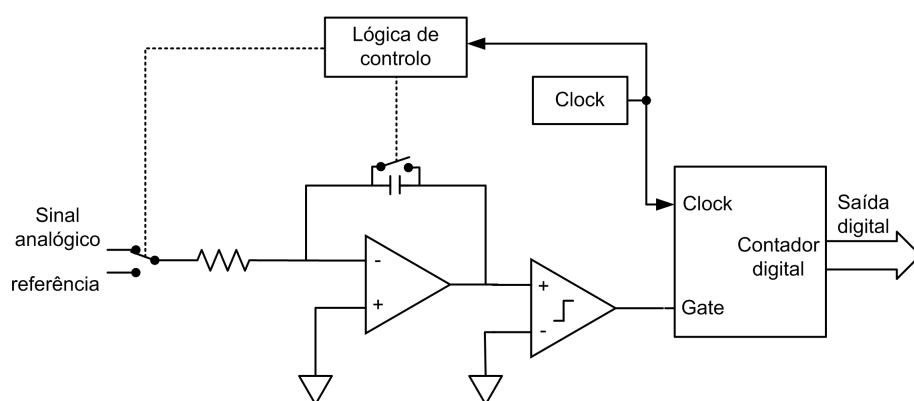


Figura 2.11 - Conversor A/D Integrador

Conversor Σ - Δ

Os conversores do tipo $\Sigma - \Delta$ funcionam com uma frequência de amostragem muito superior à exigida pelo critério de Nyquist. Esta característica

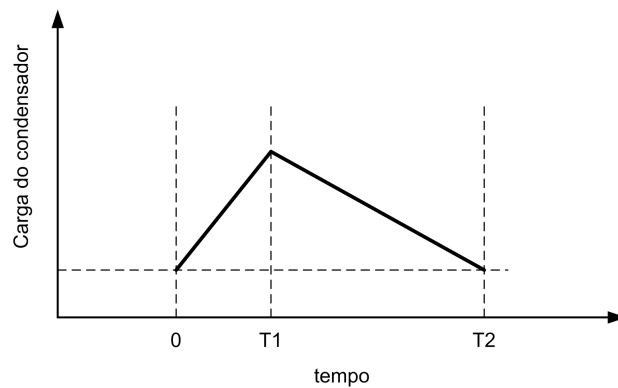


Figura 2.12 - Conversor A/D Integrador do tipo dupla rampa

permite que o filtro *anti-aliasing*, colocado entre o sinal analógico e o conversor, tenha requisitos menos exigentes. Uma vez que as frequências susceptíveis de provocar *aliasing* são aquelas próximas da frequência de amostragem, um filtro passa-baixo de primeira ordem é suficiente para atenuar componentes de ruído na zona da frequência de amostragem.

A figura (2.13) ilustra o princípio de funcionamento deste tipo de conversor. O sinal analógico que se pretende digitalizar é amostrado e o conjunto de

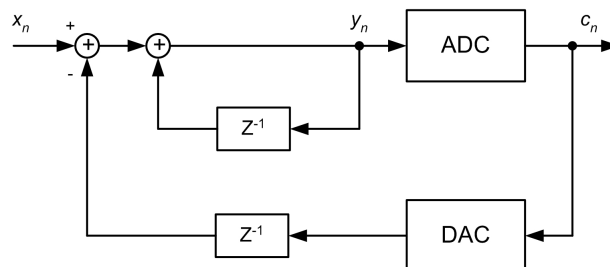


Figura 2.13 - Conversor A/D $\Sigma - \Delta$

amostras desse sinal constitui a entrada para este conversor.

Como se pode ver na figura (2.13), este conversor funciona em malha fechada tendo, na malha de realimentação, um conversor D/A que, geralmente, é de apenas 1 bit. O sinal de realimentação é subtraído ao sinal de entrada e a diferença é acumulada por um integrador cuja saída é aplicada a um conversor A/D, normalmente com apenas 1 bit. A sequência de bits gerada na saída do conversor A/D determina o sinal da realimentação.

O objectivo desta topologia é manter a saída do integrador pequena o que

significa, na prática, que o sinal de saída do conversor segue a amplitude do sinal de entrada.

Num sistema baseado em amostragem, tal como um conversor $\Sigma - \Delta$, existe ruído de quantificação. Num conversor de n bits ideal, o ruído de quantificação é $q/\sqrt{12}$ onde q representa o valor de 1LSB. Este ruído distribui-se uniformemente numa banda de frequências que vai desde DC até $f_s/2$ onde f_s representa a frequência de amostragem do conversor. Se o conversor funcionar com uma frequência muito superior ao critério de Nyquist, a banda de frequências onde se vai distribuir o ruído é maior e isso facilita a remoção de grande parte desse ruído com um filtro digital do tipo passa-baixo. A utilização deste filtro diminui a largura de banda do conversor mas, como a frequência de amostragem é elevada, é possível respeitar o critério de Nyquist, relativamente ao sinal de entrada.

Este processo pode ser conseguido passando, para a saída, apenas uma amostra de cada conjunto de M amostras geradas pelo conversor. A este processo chama-se *Decimation* por um factor M que pode ser qualquer valor inteiro que garanta que a taxa de saída das conversões seja superior ao dobro da largura de banda do sinal que se quer digitalizar.

O aumento da frequência de amostragem, apesar de permitir um aumento da resolução, não é um mecanismo muito eficiente dado que, para aumentar a resolução em n bits é necessário aumentar a frequência de amostragem por um factor de 2^{2n} . Na arquitectura $\Sigma - \Delta$ isto não é necessário pois, para além do filtro passa-baixo, que limita a largura de banda, o conversor possui um mecanismo que molda a forma do ruído, ou seja, deixa de estar uniformemente distribuído para passar a ter a maior parte da potência fora da banda de interesse para o sinal a digitalizar. Um conversor do tipo $\Sigma - \Delta$ pode ser generalizado, segundo [Kosonocky e Xiao, 1999], de acordo com a figura (2.14). O caminho directo,

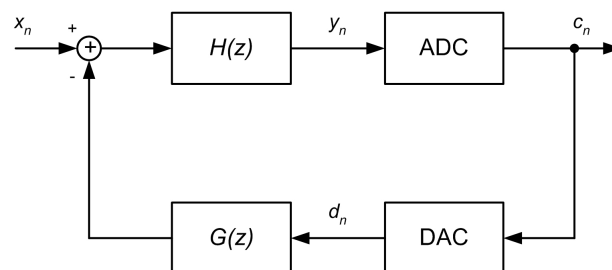


Figura 2.14 - Conversor A/D $\Sigma - \Delta$ - generalização

entre a entrada e a saída, é modelado por uma função de transferência $B(z)$ em conjunto com uma componente de ruído Q . A malha de realimentação é representada por $C(z)$. A saída $Y(z)$ é dada por:

$$Y(z) = \frac{B(z)X(z) + Q}{1 + B(z)C(z)} \quad (2.22)$$

Para realizar conversões de elevada resolução, o conversor tem que minimizar a componente de ruído dentro da banda de interesse do sinal de entrada. A maneira de o fazer consiste em deixar passar o sinal de interesse e bloquear, ou filtrar, a componente de ruído. Em termos matemáticos podemos representar este comportamento da seguinte forma:

$$Y(z) = X(z) + H_{ns}(z)Q \quad (2.23)$$

A expressão (2.23) mostra que o ruído Q é modificado pela função $H_{ns}(z)$ que vai alterar a distribuição do ruído no domínio das frequências. Comparando as expressões (2.22) e (2.23) conclui-se que, para obter o efeito de modulação da forma do ruído, o sistema da figura (2.14) deve ter as seguintes propriedades:

$$C(z) = 1 - \frac{1}{B(z)} \quad (2.24a)$$

$$B(z) = \frac{1}{H_{ns}(z)} \quad (2.24b)$$

A função de transferência para o integrador, no caminho directo, é $\frac{1}{1-z^{-1}}$ e a do conversor D/A na malha de realimentação é z , ou seja, é equivalente a um atraso. Estas funções de transferência satisfazem as exigências postas por um conversor capaz de modular a forma do ruído tal como o descrito nas equações (2.24a) e (2.24b). A função a função $H_{ns}(z)$ resultante é:

$$H_{ns}(z) = \frac{1}{B(z)} = 1 - z^{-1} \quad (2.25)$$

e representa um filtro passa-alto com uma resposta em amplitude:

$$|H_{ns}(z)| = |1 - z^{-1}| = 2 \sin\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) \quad (2.26)$$

onde f_s representa a frequência de amostragem.

Depois de alterada a forma do ruído, a sua presença na banda de interesse do sinal de entrada é muito menor e a sua potência, nessa banda, é muito menor do que no caso do ruído uniformemente distribuído. As componentes de frequência elevada serão filtradas pelo filtro digital e, desta forma, a relação sinal/ruído (SNR) do conversor é aumentada.

A potência do ruído que se mantém na banda de interesse do sinal de entrada é a integração do espectro do ruído até à largura de banda do sinal f_0 . Pode ser descrita como:

$$P_e = \int_{-f_0}^{f_0} (Q^2 |H_{ns}(z)|^2) df = \int_{-f_0}^{f_0} \left(\frac{\Delta^2}{12} \right) \frac{1}{f_s} \left[2 \sin \left(\frac{\pi f}{f_s} \right) \right]^2 df \quad (2.27)$$

onde Q^2 é substituído pela densidade espectral do ruído que pode ser definida como:

$$Q(f) = \sqrt{2}e_{rms} \quad (2.28)$$

A equação 2.28 é válida considerando que se pode linearizar o processo de quantificação. Com esta abordagem, podemos assumir que o ruído é aleatório e uniformemente distribuído até metade da frequência de amostragem do conversor. Neste caso, o valor rms do ruído é $e_{rms}^2 = \frac{\Delta^2}{12}$ onde Δ é a largura de uma etapa de quantificação.

Uma vez que, num conversor $\Sigma - \Delta$, $f_0 \ll f_s$ pode-se dizer que $\sin \left(\frac{\pi f}{f_s} \right) \cong \frac{\pi f}{f_s}$. Usando esta aproximação, a potência do ruído que se mantém na banda de interesse do sinal é:

$$P_e \cong \left(\frac{\Delta^2}{12} \right) \left(\frac{\pi^2}{3} \right) \left(\frac{2f_0}{f_s} \right)^3 = \frac{\Delta^2 \pi^2}{36} \left(\frac{2f_0}{f_s} \right)^3 \quad (2.29)$$

Se o sinal de entrada for uma sinusóide, a máxima amplitude permitida por um conversor de N bits é $\frac{\Delta}{2} 2^N$ e a sua potência média é $P_s = \left(\frac{\Delta 2^N}{2\sqrt{2}} \right)^2$. A relação sinal/ruído (SNR) de pico resultante pode ser escrita da seguinte forma:

$$SNR_{max} = 10 \log \left(\frac{P_s}{P_e} \right) = 10 \log \left(\frac{3}{2} 2^{2N} \right) + 10 \log \left[\frac{3}{\pi^2} \left(\frac{f_s}{2f_0} \right)^3 \right] \quad (2.30)$$

De acordo com a equação (2.30), quanto maior for a frequência de amostragem, maior será a resolução que se pode atingir.

A equação (2.30) pode ser reescrita na forma:

$$SNR_{max} = 6.02N + 1.76 - 5.17 + 30 \log M \quad (2.31)$$

que dá a relação sinal/ruído (SNR) em dB , de um conversor $\Sigma - \Delta$ com função modeladora da forma do ruído de 1ª ordem, em função de um parâmetro M que representa a relação entre a frequência de amostragem f_s e a taxa de amostragem de Nyquist $2f_0$.

A expressão (2.31) mostra que ao passar a frequência de amostragem para o dobro consegue-se um aumento de 9 dB na relação sinal/ruído (SNR) ou, de forma equivalente, um acréscimo de $1,5\text{ bits/oitava}$.

De forma semelhante, podemos ver que a topologia $\Sigma - \Delta$ permite resoluções muito elevadas para sinais de baixa frequência.

A alternativa para obter resoluções elevadas e não ser tão penalizado na largura de banda é usar conversores de ordem mais elevada.

Os conversores do tipo *Sigma-Delta* permitem obter conversões de elevada resolução à custa de uma menor velocidade de conversão e de uma maior complexidade ao nível do processamento digital de sinal que é usado nesta topologia.

2.6 Resumo do capítulo

Neste capítulo são apresentados aspectos relacionados com a cadeia de medida, desde a classificação e especificação dos sensores até ao condicionamento de sinal e a passagem da informação do domínio analógico para o domínio digital.

Relativamente ao condicionamento de sinal, uma vez que se trata de uma área de conhecimento muito vasta, foram abordados os conceitos principais que lhe estão associados dado que um tratamento exaustivo deste tema afasta-se do âmbito desta dissertação.

A passagem da informação do domínio analógico para o domínio digital é tratada com mais detalhe, o que se justifica pela importância dos conversores A/D na cadeia de medida. São apresentadas diferentes arquitecturas e descritas as suas características principais de modo a fundamentar a escolha de um conversor para a aplicação cujo desenvolvimento está descrito nesta dissertação.

Capítulo 3

Sensores baseados em fibra óptica

Para além das características já conhecidas na área das telecomunicações, as fibras ópticas têm vindo a aumentar a sua importância em outras áreas, nomeadamente, na área da instrumentação. Entre as razões que justificam este aumento de importância, por parte dos sensores baseados em fibra óptica, estão algumas das propriedades destes sensores tais como: tamanho reduzido, imunidade a interferências electromagnéticas e de radiofrequência, isolamento e passividade eléctrica, possibilidade de utilização em locais sujeitos a alta tensão, resistência à corrosão e à ionização, largura de banda elevada, flexibilidade mecânica, etc.

Para além destas características, os sensores baseados em fibra óptica podem medir grandezas muito diversas, tais como: temperatura, deformação, pressão, deslocamento, rotação, campos eléctricos, campos magnéticos, corrosão, etc.

Face aos métodos de medida tradicionais, os que utilizam sensores de fibra óptica apresentam algumas vantagens que os tornam mais atractivos para determinadas aplicações. Por exemplo, as suas características mecânicas permitem a sua introdução em materiais compósitos possibilitando o controlo do próprio processo de fabrico e a monitorização do seu comportamento desde a fabricação e durante a utilização desses materiais.

À medida que a utilização das fibras ópticas vai aumentando, seja pela indústria das telecomunicações ou na área da instrumentação, o seu custo de fabrico tende a diminuir potenciando, ainda mais, a sua utilização.

As aplicações destes sensores abrangem áreas muito diversas. São usados na indústria aeroespacial, na engenharia civil para a monitorização de estruturas, em sistemas militares, na monitorização de processos químicos, em sistemas de manufactura, etc.

3.1 Classificação dos sensores baseados em fibra óptica

O princípio de funcionamento dos sensores de fibra óptica é simples. As características da luz, que se propaga no interior da fibra óptica, são afectadas pela grandeza a medir e essa alteração pode ser avaliada através da medição da intensidade e/ou da fase da luz que sai da fibra óptica.

A forma mais simples de classificar os sensores de fibra óptica tem em conta, apenas, o tipo de fibra usada. Esta classificação divide-os em sensores **monomodo** e **multimodo** conforme a fibra usada no sensor é monomodo ou multimodo, respectivamente.

Para além da distinção entre sensores **monomodo** e **multimodo**, é possível classificar os sensores de fibra óptica de acordo com a forma como a grandeza a medir modifica as características da luz e com a dimensão do sensor.

3.1.1 Sensores Intrínsecos/Extrínsecos

A classificação de um sensor de fibra óptica como intrínseco ou extrínseco depende da localização da região sensível à grandeza a medir, ou seja, é determinada pelo facto de as características da luz serem alteradas dentro ou fora da fibra óptica.

Para um sensor extrínseco, a fibra óptica funciona apenas como canal de comunicação. A luz que entra na fibra é modulada, pelo elemento que varia efectivamente com a grandeza a medir, antes de entrar na fibra. O elemento sensor não tem, necessariamente, que ser uma fibra óptica.

No caso de um sensor intrínseco é a própria fibra óptica que funciona como elemento sensor, ou seja, as características do sinal de luz são modificadas no interior da fibra que serve, simultaneamente, como meio de transmissão da informação. Estes sensores têm uma vantagem adicional, face aos anteriores, que reside no facto de o caminho óptico ser fechado permitindo a sua utilização em ambientes expostos a muita sujidade.

3.1.2 Sensores Discretos/Integradores

Esta classificação está relacionada com o tamanho do sensor. Os discretos são semelhantes a sensores convencionais como os extensómetros e os termo-

pares. Tipicamente, medem parâmetros físicos ao longo de distâncias curtas, normalmente inferiores a 20 mm.

As dimensões dos sensores integradores podem variar desde alguns centímetros até centenas de metros mas, tipicamente, medem grandezas físicas em distâncias que variam de alguns centímetros até alguns metros. São também designados por sensores distribuídos, espacialmente distribuídos ou de média[Nezih, 2002].

3.2 Mecanismo sensorial

A característica da luz, que é afectada pela grandeza a medir, pode ser usada como critério na classificação dos sensores de fibra óptica. Assim, podem ser classificados como sensores de intensidade, polarização, fase e comprimento de onda.

3.2.1 Intensidade

Nos sensores onde a grandeza a medir é modulada na intensidade da luz, a informação é codificada na quantidade de luz que é detectada por um fotodíodo ou por um OSA. A variação de intensidade pode resultar de perdas na transmissão, perdas resultantes de reflexões, absorção, etc.

Estes sensores possuem algumas vantagens como a facilidade de fabricação, robustez e simplicidade no processamento do sinal.

Uma aplicação característica para estes sensores é a detecção de danos em componentes de estruturas. Se a fibra estiver embebida na estrutura e houver uma fractura, a fibra parte sendo necessário, do lado da detecção, apenas verificar se a luz é transmitida pelo sensor ou não.

3.2.2 Polarização

Este tipo de sensores baseia-se na interferência entre dois feixes de luz, provenientes da mesma fonte, que viajam ao longo de dois eixos de polarização ortogonais de uma mesma fibra óptica. Este tipo de sensor utiliza uma fonte de luz polarizada e uma fibra bi-refringente e a sua saída é dada pela equação (3.1)

$$I = \frac{I_0}{2} (1 + \cos \phi) \quad (3.1)$$

onde I_0 representa a intensidade da luz e ϕ representa a diferença de fase entre os dois feixes de luz. O seu valor é dado por $\phi = \Delta\beta L$ onde $\Delta\beta$ é dado pela equação (3.2).

$$\Delta\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} (n_{p1} - n_{p2}) \quad (3.2)$$

Na equação (3.2), β representa a constante de propagação da luz ao longo do comprimento L , os valores n_{pi} ($i = 1, 2$) representam os índices de refração ao longo do eixo de polarização i e λ_0 representa o comprimento de onda da luz proveniente da fonte.

Qualquer perturbação a que a fibra esteja sujeita causa uma modificação na constante de propagação e no comprimento, o que resulta numa variação sinusoidal na saída do sensor.

3.2.3 Interferência

Esta categoria de sensores codifica a informação, acerca da grandeza a medir, em alterações na fase da luz ou em desvios no seu comprimento de onda. A alteração da fase pode ser provocada por grandezas como deformação, pressão ou temperatura.

De uma forma geral, estes sensores baseiam-se na interferência entre dois feixes de luz, provenientes da mesma fonte, que percorrem dois caminhos com comprimentos diferentes. Apenas um dos caminhos percorridos é perturbado pela grandeza a medir.

O sinal de luz, após a recombinação dos feixes, é detectado por um fotodíodo e a amplitude da interferência é modulada sob a forma de um desvio de fase indicando a presença de uma perturbação num dos caminhos percorridos pelos feixes de luz. A alteração de fase é dada pela equação (3.3),

$$\phi = \beta_2 L_2 - \beta_1 L_1 + \theta \quad (3.3)$$

onde θ representa o desvio de fase inicial para os dois feixes de luz. As constantes β_i ($i = 1, 2$) são definidas pela equação (3.4).

$$\beta_i = \frac{2\pi}{\lambda_0} n_i \quad (3.4)$$

Os valores β_1 e β_2 representam as constantes de propagação da luz ao longo dos comprimentos L_1 e L_2 , respectivamente. λ_0 representa o comprimento de

onda da luz e n_i ($i = 1, 2$) os índices de refração efectivos de cada fibra.

Existem diferentes tipos de sensores baseados na interferência entre dois feixes de luz provenientes da mesma fonte estando a principal diferença entre eles na forma como são realizados os diferentes caminhos ópticos.

Um caso particular deste tipo de sensor é o sensor baseado em redes de difracção de Bragg. De forma semelhante aos anteriores, a luz proveniente da fonte também é dividida sendo parte da luz reflectida e a restante transmitida, ou seja, atravessa o sensor. A reflexão ou transmissão de cada componente do espectro da fonte está associada ao respectivo comprimento de onda.

Dado que o trabalho descrito nesta dissertação está relacionado com a utilização de sensores baseados em redes de Bragg como sensores de deformação, eles serão apresentados com maior detalhe na secção 3.3.

3.2.4 Interferência entre modos de propagação

Neste caso, o sensor baseia-se na interferência de dois modos que se propagam através de uma fibra óptica bi-refringente. Para um sensor de dois modos, as equações (3.1) e (3.2) podem expressar a saída do sensor. A constante de propagação da equação (3.2) é uma função dos índices de refração n_{01} e n_{11} . Estes índices referem os modos fundamental (LP_{01}) e o de polarização linear de segunda ordem (LP_{11}) da luz que se propaga ao longo da fibra óptica.

$$\Delta\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}(n_{01} - n_{11}) \quad (3.5)$$

Perturbações na fibra óptica provocam uma variação do comprimento da fibra e da constante de propagação e a saída do sensor varia a sua amplitude de forma sinusoidal.

3.3 Sensores de fibra óptica baseados em redes de Bragg

Neste texto é dada maior atenção a um tipo particular de sensor, modulado em comprimento de onda, que é o sensor de deformação baseado em redes de Bragg uma vez que este sensor é usado no sistema de medida de deformação cujo desenvolvimento está descrito nesta dissertação.

3.3.1 Redes de difracção de Bragg - FBG

A figura (3.1) ilustra uma rede de difracção de Bragg. Este sensor pode ser visto como um espelho selectivo em comprimento de onda, ou seja, qualquer alteração nas propriedades da fibra faz com que a rede de Bragg altere o comprimento de onda reflectido.

A informação sobre a grandeza a medir é codificada na cor reflectida pela rede de Bragg e, como o comprimento de onda é um parâmetro absoluto, esta forma de codificar a informação é imune a flutuações na potência da fonte de luz e a perdas no caminho que ela percorre.

Estes dispositivos são particularmente fáceis de multiplexar, dado que, uma mesma fibra pode conter várias redes de Bragg que são impressas de forma a que os respectivos comprimentos de onda sejam suficientemente espaçados para permitir a distinção entre os sinais dos vários sensores. Como cada sensor individual ocupa apenas uma pequena porção do espectro (tipicamente varia entre 0.05 e 0.3 nm), a mesma fonte de luz de espectro largo pode ser usada para iluminar vários os sensores. O limite superior para o número de sensores deste tipo que podem ser usados da forma descrita é limitado superiormente pela largura do espectro da fonte óptica e pela largura de banda que cada sensor utiliza durante o seu funcionamento.

As redes de Bragg (FBGs) envolvem a interacção do modo fundamental de propagação num guia de onda em fibra óptica na direcção directa LP_{01} com o modo que se propaga na direcção inversa LP_{01} [Webster, 1999]. Considerando uma fibra monomodo, com constante de propagação na direcção directa e inversa β_{01} e $-\beta_{01}$, nos modos fundamentais LP_{01} , para satisfazer a condição de sobreposição de fase:

$$\Delta\beta = \beta_{01} - (-\beta_{01}) = \frac{2\pi}{\Lambda} \quad (3.6)$$

onde β_{01} pode ser definido em função do índice efectivo do modo fundamental n_{eff} e do comprimento de onda no ar λ . A equação (3.7) mostra essa relação.

$$\beta_{01} = \frac{2\pi n_{eff}}{\lambda} \quad (3.7)$$

A equação (3.6) reduz-se a:

$$\lambda_B = 2\Lambda n_{eff} \quad (3.8)$$

onde λ_B é o chamado comprimento de onda de Bragg.

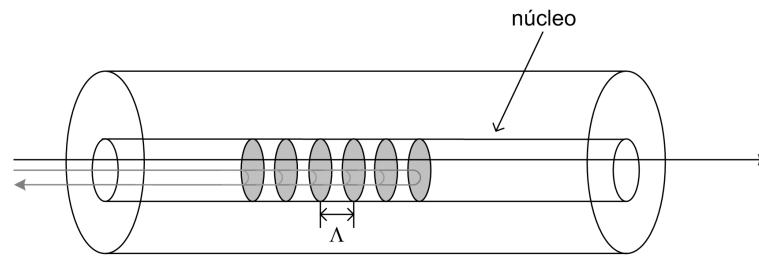


Figura 3.1 - Rede de Bragg

3.3.2 Técnicas de fabricação de redes de Bragg

Os sensores de fibra óptica, baseados em redes de Bragg, são normalmente fabricados recorrendo a uma das seguintes técnicas: modulação do índice de refração do núcleo recorrendo a técnicas de holografia ou modulação do índice de refração com recurso a uma máscara de fase.

Para aumentar a sensibilidade do núcleo da fibra, ela é impregnada com hidrogénio o que permite obter reflectividades mais elevadas para os sensores.

Escrita através de holografia

Esta técnica consiste em usar o mecanismo de interferência entre dois feixes de luz ultravioleta para formar o *grating* numa porção de fibra, tal como representado na figura (3.2).

Como se pode observar na figura (3.2a), o feixe de luz é dividido no *beam-splitter* e, cada um dos feixes resultantes é novamente reflectido num espelho. Depois desta reflexão, os dois feixes de luz incidem sobre a fibra e cria-se um padrão de interferência que causa uma modulação do índice de refração do núcleo da fibra.

As principais desvantagens deste método são a complexidade da montagem e a instabilidade mecânica. Numa tentativa para diminuir estas fragilidades, o método de escrita holográfico foi alterado passando a utilizar prismas no lugar dos espelhos como ilustram as figuras (3.2b) e (3.2c). Esta nova abordagem apresenta uma maior simplicidade da montagem e uma maior estabilidade.

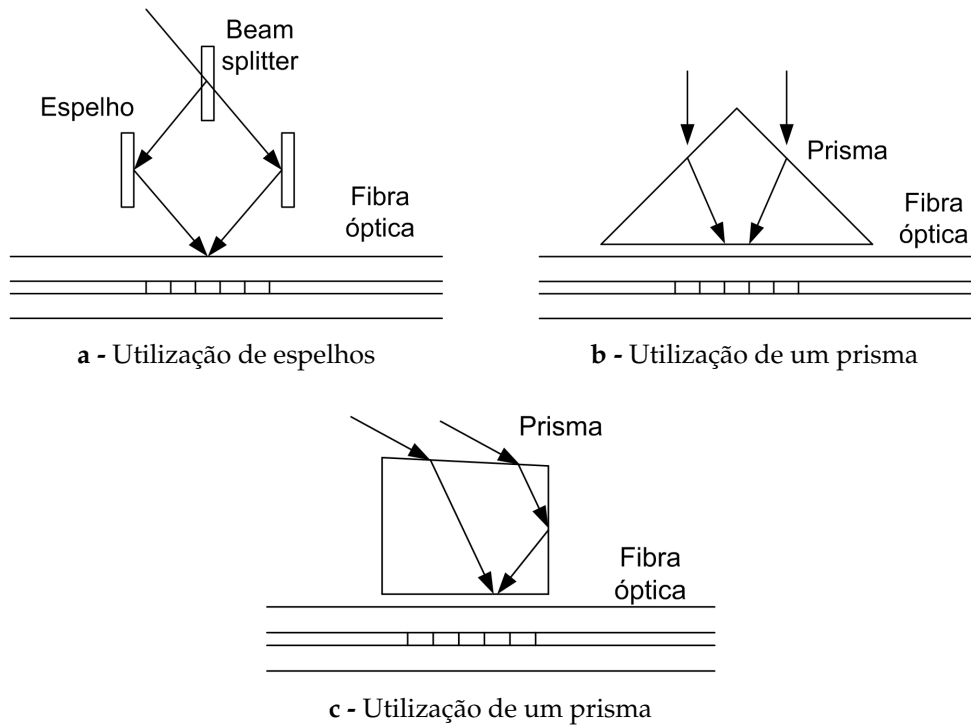


Figura 3.2 - Escrita de redes de Bragg através de holografia

Escrita com máscara de fase

Esta técnica recorre a uma máscara de fase para criar um padrão de interferência no núcleo da fibra de modo a provocar uma modulação no seu índice de refração.

Na porção de fibra óptica destinada à impressão do sensor deve ser previamente retirado o revestimento da fibra.

A figura (3.3) ilustra o princípio subjacente a este método de fabricação. A luz UV incidente sofre uma difracção, tal como representado na figura. O feixe resultante da difracção de ordem 0 vê a sua potência ser diminuída para valores inferiores a 3 % da potência total transmitida.

O padrão de interferência na fibra de dois feixes de ordem ± 1 , que se encontram, tem um período Λ_g que está relacionado com o ângulo de difracção $\theta_m/2$ pela expressão 3.9

$$\Lambda_g = \frac{\lambda_{uv}}{2 \sin(\theta_m/2)} = \frac{\Lambda_{pm}}{2} \quad (3.9)$$

onde Λ_{pm} representa o período da máscara de fase, Λ_g é o período do padrão de interferência e λ_{uv} é o comprimento de onda do laser usado no processo de

fabricação.

O período da máscara de fase está relacionado com o comprimento de onda pretendido para o sensor a fabricar através da equação (3.10)

$$\Lambda_g = \frac{N\lambda_B}{2n_{eff}} = \frac{\Lambda_{pm}}{2} \quad (3.10)$$

onde $N \geq 1$ é um número inteiro e n_{eff} representa o índice de refração eficaz da fibra.

A figura (3.4) mostra o arranjo usado para a fabricação de redes de Bragg recorrendo a uma máscara de fase. Como se pode observar, o núcleo da fibra deve estar muito próximo ou mesmo encostado à máscara de fase devido à baixa coerência espacial dos lasers usados normalmente. [Othonos e Xavier, 1995] mostra que esta distância é determinante para a reflectividade dos sensores fabricados segundo esta técnica.

Para além disto, a proximidade entre a fibra e a máscara diminui a sensibilidade do sistema a vibrações mecânicas minimizando os problemas de estabilidade.

Como já foi referido, o comprimento de onda de Bragg do sensor é ditado pela máscara utilizada mas pode ser ligeiramente alterado se, durante o processo de fabricação, a fibra estiver sob tensão mecânica.

Esta técnica de modulação do índice de refração do núcleo da fibra óptica é bastante usada pela sua simplicidade e pela menor sensibilidade mecânica.

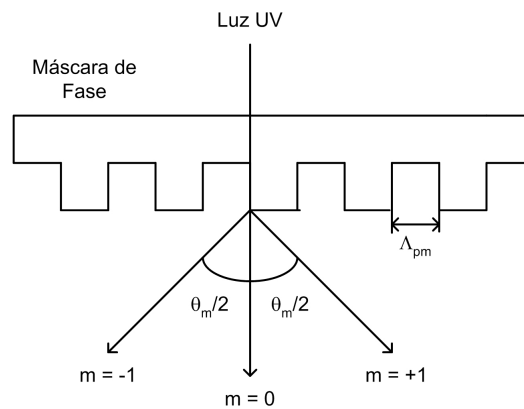


Figura 3.3 - Escrita de redes de Bragg com máscara de fase - princípio de funcionamento

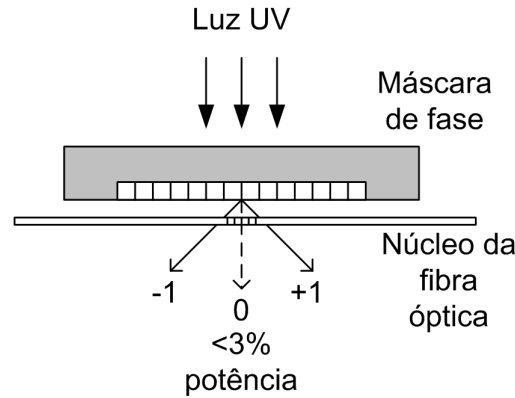


Figura 3.4 - Escrita de redes de Bragg com máscara de fase

3.3.3 Redes de Bragg como sensores de deformação

Estes sensores são modulados em comprimento de onda e podem ser usados como sensores de deformação. A deformação provoca um desvio no comprimento de onda de Bragg que pode ser medido de forma a retirar informação acerca da deformação aplicada ao sensor.

A luz introduzida no sistema provém de uma fonte óptica de espectro largo e a detecção do desvio no comprimento de onda pode ser feita no espectro transmitido ou, alternativamente, pode ser usado um acoplador de modo a fazer a detecção no sinal reflectido.

Estes sensores reagem quer à deformação aplicada, quer à variação da temperatura. A deformação causa um alongamento da fibra alterando o espaçamento do *grating* e o índice de refração devido ao chamado efeito de Poisson provocado por alterações na direcção radial da fibra [Krohn, 2000]. A variação da temperatura provoca expansão térmica o que altera o espaçamento do *grating*.

A variação no comprimento de onda $\Delta\lambda_B$ causada pela deformação e temperatura é dada por [Kersey et al., 1997]:

$$\Delta\lambda_B = 2n\Lambda \left[\left(1 - \left(\frac{n^2}{2} \right) [P_{12} - \nu(P_{11} + P_{12})] \right) \varepsilon + \left[\alpha + \frac{dn}{dT} \right] \Delta T \right] \quad (3.11)$$

onde:

ε - é a deformação aplicada

P_{11}, P_{12} - são os coeficientes de Pockel

α - é o coeficiente de expansão térmica

ν - é o coeficiente de Poisson

n - é o índice de refração do núcleo

ΔT - é a variação de temperatura

A equação (3.11) relaciona a variação no comprimento de onda reflectido por uma rede de Bragg com o esforço mecânico que é aplicado ao sensor e com alteração da temperatura.

[Kersey et al., 1997] lista valores medidos para a resposta à deformação, a temperatura constante e, também, para a resposta à temperatura quando o esforço mecânico a que a fibra está sujeita é constante. Estes valores são:

$$\frac{1}{\lambda_B} \frac{\delta \lambda_B}{\delta \epsilon} = 0.78 * 10^{-6} \mu\epsilon^{-1} \quad (3.12)$$

$$\frac{1}{\lambda_B} \frac{\delta \lambda_B}{\delta T} = 6.67 * 10^{-6} ^\circ\text{C}^{-1} \quad (3.13)$$

Os valores referidos permitem estabelecer uma regra prática para o desvio do comprimento de onda devido à deformação de 1 nm por cada 1000 $\mu\epsilon$ para um comprimento de onda de 1.3 μm .

Relativamente à temperatura, é necessária uma resolução de 1 pm para detectar uma variação de temperatura de 0.1°, para um comprimento de onda de 1.3 μm .

3.4 Técnicas de interrogação para sensores baseados em Redes de Bragg

O método mais usado na interrogação de sensores de fibra óptica, baseados em redes de Bragg, recorre a uma fonte óptica de espectro largo para iluminar os sensores. A medida do comprimento de onda pode ser feita, alternativamente, no espectro de transmissão ou no de reflexão.

Um dos problemas que surgem quando se usam FBGs é a distinção entre resposta à temperatura e à deformação uma vez que estas duas grandezas provocam uma alteração no comprimento de onda que é reflectido e, na maioria das aplicações, estas grandezas actuam em simultâneo. Outro problema reside

na forma de medir pequenos desvios no comprimento de onda reflectido com exactidão. [Zhao e Liao, 2002], sistematiza vários métodos para medir o comprimento de onda e para separar os efeitos da temperatura e da deformação.

3.4.1 Distinção entre os efeitos da temperatura e deformação

Quando os sensores de fibra óptica são usados na monitorização de estruturas estão sujeitos, normalmente, à actuação simultânea de duas grandezas que são a temperatura e o esforço mecânico. No entanto, a distinção entre os efeitos provocados por cada uma das grandezas é essencial para se avaliar, com rigor, o comportamento da estrutura.

De seguida, apresentam-se algumas técnicas que permitem a distinção entre os efeitos provocados pela temperatura e pela deformação. A maioria das técnicas apresentadas tenta obter dois conjuntos de dados, cada um com informação sobre temperatura e deformação, obtidos com diferentes sensibilidades para distinguir entre os efeitos das duas grandezas.

FBG de referência

Este método permite separar os efeitos da temperatura e da deformação no comprimento de onda à custa da utilização um FBG adicional. Para além do FBG, destinado à medida de deformação, é escrito, normalmente no mesmo segmento de fibra, um segundo FBG que é usado como sensor de temperatura, com um comprimento de onda diferente do primeiro. Para que o método funcione correctamente é necessário que, na montagem dos sensores, o segundo FBG não esteja sujeito a qualquer deformação mas esteja sujeito às mesmas condições térmicas que o sensor de deformação. Desta forma, é possível subtrair o desvio de comprimento de onda, medido pelo sensor de temperatura, ao valor medido pelo sensor de deformação anulando o efeito da temperatura no sensor de deformação. A vantagem deste método está na sua simplicidade e baixo custo.

Sobreposição de dois FBGs com comprimentos de onda de Bragg diferentes

Consiste na utilização de dois FBGs escritos na mesma porção de fibra, com comprimentos de onda diferentes, que geram dois conjuntos de dados relativos aos desvios de comprimento de onda de cada FBG. Se o desvio no comprimento

de onda for linear, podemos escrever:

$$\Delta\lambda_B = \aleph \Delta\epsilon + \Re \Delta T \quad (3.14)$$

Na equação (3.14) $\Delta\lambda_B$ representa o desvio do comprimento de onda provocado pela variação da deformação $\Delta\epsilon$ e pela alteração da temperatura ΔT . Os parâmetros $\aleph$ e $\Re$ são determinados experimentalmente e representam a sensibilidade à deformação e à temperatura, respectivamente.

Para um sensor com dois FBGs, escritos na mesma porção de fibra, é possível separar os efeitos provocados pela actuação simultânea da temperatura e da deformação através de uma matriz.

$$\begin{pmatrix} \Delta\lambda_{B1} \\ \Delta\lambda_{B2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \aleph_1 & \Re_1 \\ \aleph_2 & \Re_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta\epsilon \\ \Delta T \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Partindo da matriz (3.15), podemos determinar a variação na deformação $\Delta\epsilon$ e na temperatura ΔT a partir do conjunto de dados obtidos e dos coeficientes determinados experimentalmente.

Embora um sensor deste tipo seja fácil de fabricar, este método apresenta limitações, entre as quais, a necessidade de duas fontes de luz e dois sistemas de interrogação. O custo associado a este método é elevado, o que o torna menos adequado a aplicações do tipo industrial.

Fibras com bainha de diâmetros diferentes

Esta técnica é semelhante à anterior mas, neste caso, os dois FBGs são escritos em duas fibras cujas bainhas têm diâmetros diferentes. É efectuado a junção (*splice*) entre as duas fibras e, desta forma, é possível obter dois conjuntos de dados de temperatura e deformação que podem ser usados, de acordo com a equação (3.15) para distinguir entre os efeitos da temperatura e da deformação no desvio do comprimento de onda do sensor.

Esta técnica apresenta algumas desvantagens como a fragilidade mecânica da zona de junção e as perdas que podem ocorrer se a qualidade da junção não for a melhor.

FBG combinado com LPG

Ao contrário do FBG, a rede de Bragg de Período Longo - LPG [Measures, 2001] não reflecte apenas um comprimento de onda mas apresenta um conjunto de zonas de reflexão. Quando o LPG é sujeito a variações de temperatura ou deformação, todas as bandas de reflexão sofrem uma alteração do seu comprimento de onda central.

Este método aproveita a diferença, em termos da sensibilidade à temperatura e à deformação, entre um FBG e uma rede de Bragg de período longo - LPG. A figura (3.5) mostra uma possível implementação deste método.

Este método apresenta algumas desvantagens, desde logo, o comprimento do LPG que, normalmente, é bastante maior do que o do FBG e que pode resultar numa distribuição não uniforme da deformação ao longo do LPG. Além disso, o LPG é sensível a variações na curvatura da fibra, o que acrescenta um novo problema dado que é preciso distinguir entre os desvios no comprimento de onda provocados pela deformação e os devidos à curvatura do LPG.

A largura de banda do LPG limita a sua resolução e o número de sensores que podem ser multiplexados em função do comprimento de onda.

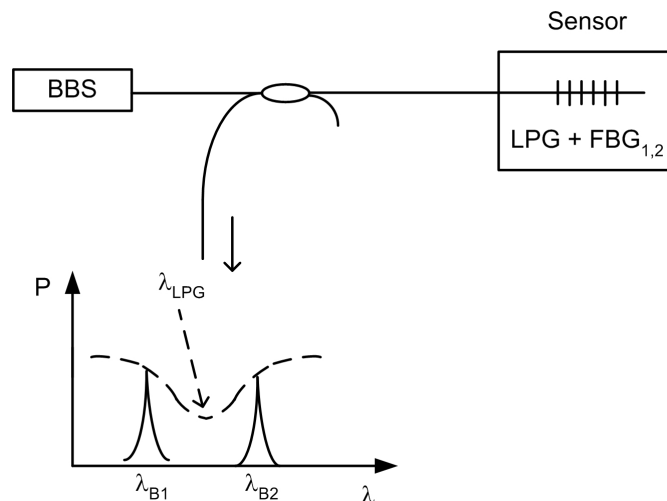


Figura 3.5 - Distinção entre temperatura e deformação com rede de Bragg combinada com *grating* de período longo (FBG + LPG)

FBG e cavidade Fabry-Perot

Este método utiliza dois FBGs e uma cavidade F-P para medir, em simultâneo, deformação e temperatura. A informação acerca da deformação e da temperatura é codificada na intensidade e no comprimento de onda da luz que é reflectida pelo sensor. No entanto, a cavidade F-P não é fácil de fabricar.

FBG com estrutura complexa - SFBG

O FBG com estrutura complexa apresenta vários picos de reflexão muito estreitos, bem como, zonas de reflexão muito largas características de um LPG. Através da optimização dos parâmetros do FBG de estrutura complexa é possível posicionar os picos estreitos no declive de um dos picos largos. Os comprimentos de onda reflectidos são sensíveis à temperatura e à deformação mas com sensibilidades diferentes. As equações(3.17) permitem determinar a deformação e a temperatura a partir da intensidade e do comprimento de onda da luz de um dos picos de reflexão estreitos.

$$\Delta I = A \Delta \epsilon + B \Delta T \quad (3.16)$$

$$\Delta \lambda = C \Delta \epsilon + D \Delta T \quad (3.17)$$

A desvantagem deste método reside no facto de usar, também, a intensidade da luz o que implica que os resultados da medida são afectados por flutuações na fonte e pelas perdas na fibra.

FBG escrito na região de junção (*splice*) entre duas fibras

Esta técnica [Frazão e Santos, 2004] recorre a um FBG impresso na junção realizada entre duas fibras cujos núcleos são dopados com diferentes concentrações de germânio. A característica que permite a distinção entre os efeitos, da temperatura e da deformação, é a resposta diferenciada que cada uma das fibras apresenta face à variação da temperatura. No que respeita à sensibilidade à deformação, ela não é substancialmente afectada pela maior ou menor concentração de germânio no núcleo da fibra.

A equação (3.18) permite obter as variações da deformação e da temperatura em função dos desvio dos comprimentos de onda em dois dos três picos de ressonância apresentados pelo sensor e dos coeficientes que relacionam a variação do comprimento de onda com a variação da temperatura e da deformação.

Para este sensor, $K_{T1} \neq K_{T2}$ mas $K_{\epsilon1} = K_{\epsilon2}$.

$$\begin{pmatrix} \Delta T \\ \Delta \epsilon \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} K_{\epsilon2} & -K_{\epsilon1} \\ -K_{T2} & K_{T1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \lambda_{B1} \\ \Delta \lambda_{B2} \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Na equação (3.18), $\Delta = K_{T1} K_{\epsilon2} - K_{\epsilon1} K_{T2}$.

Este método apresenta algumas desvantagens como as perdas relacionadas com a junção e a largura relativamente grande do espectro necessário para cada sensor, o que limita o número de sensores que é possível multiplexar em comprimento de onda.

3.4.2 Medida da variação do comprimento de onda

Os métodos mais comuns de medir a variação do comprimento de onda da luz reflectida por um FBG começam por iluminar o sensor com uma fonte de luz de espectro largo. A detecção do comprimento de onda pode ser feita quer na luz reflectida quer na transmitida. A parte reflectida tem a forma de um pico estreito enquanto que a parte transmitida tem a forma do espectro da fonte, retirando a porção que foi reflectida.

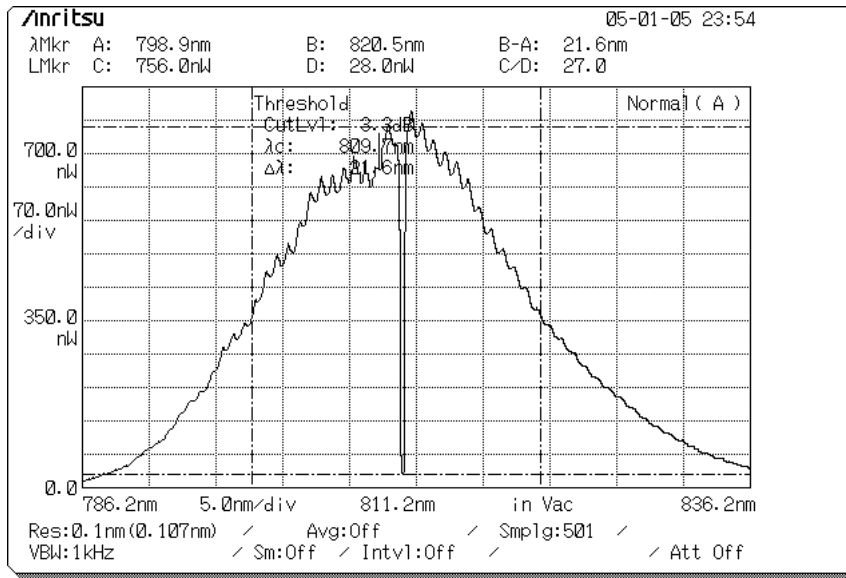


Figura 3.6 - Espectro transmitido por uma rede de Bragg

As figuras (3.6) e (3.7) mostram, para uma fonte do tipo SLD (*Super Luminescent Diode*) e um sensor real, a forma do espectro transmitido e uma ampliação

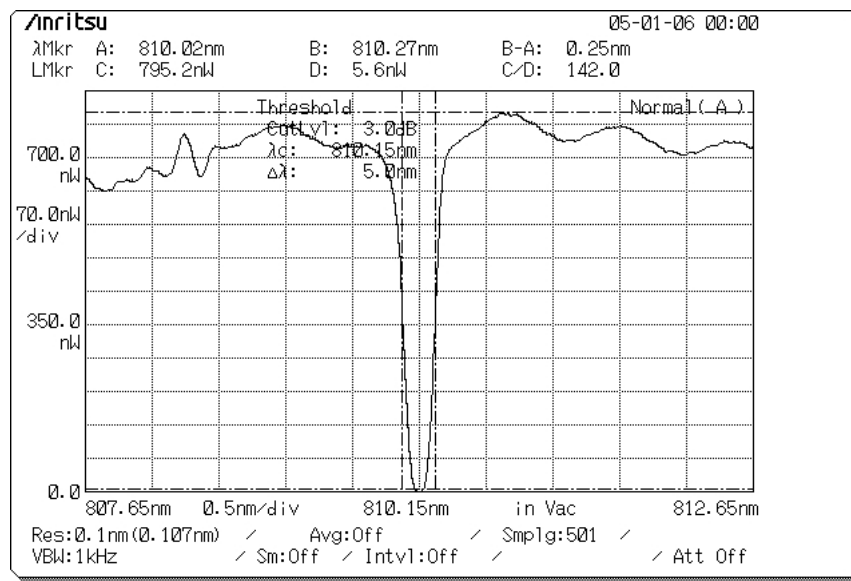


Figura 3.7 - Ampliação do espectro transmitido por uma rede de Bragg

desse espectro na zona do comprimento de onda de Bragg. Como se pode observar, o espectro transmitido tem a forma do espectro emitido pela fonte de luz com excepção da zona correspondente ao comprimento de onda de Bragg onde a luz é reflectida. Na figura (3.8), que é uma ampliação ainda maior do espectro reflectido pelo FBG, podemos ver que a largura do espectro reflectido é de aproximadamente 0.240 nm.

Filtro linear

Esta técnica baseia-se na utilização de um filtro que apresenta uma relação linear entre a variação da amplitude do sinal de saída e o desvio no comprimento de onda, tal como representado na figura (3.9). Para determinar o desvio no comprimento de onda basta, apenas, medir a variação da intensidade da luz que passa no filtro.

A utilização de filtro linear apresenta uma sensibilidade limitada, o que se deve, essencialmente, a limitações relacionadas com a estabilidade no alinhamento dos elementos ópticos. Um dos métodos usados para combater esta debilidade consiste na utilização de dispositivos de fibra óptica com uma função de transferência dependente do comprimento de onda.

Este método de interrogação não aproveita uma das principais vantagens dos sensores baseados em redes de Bragg - a codificação da grandeza a medir

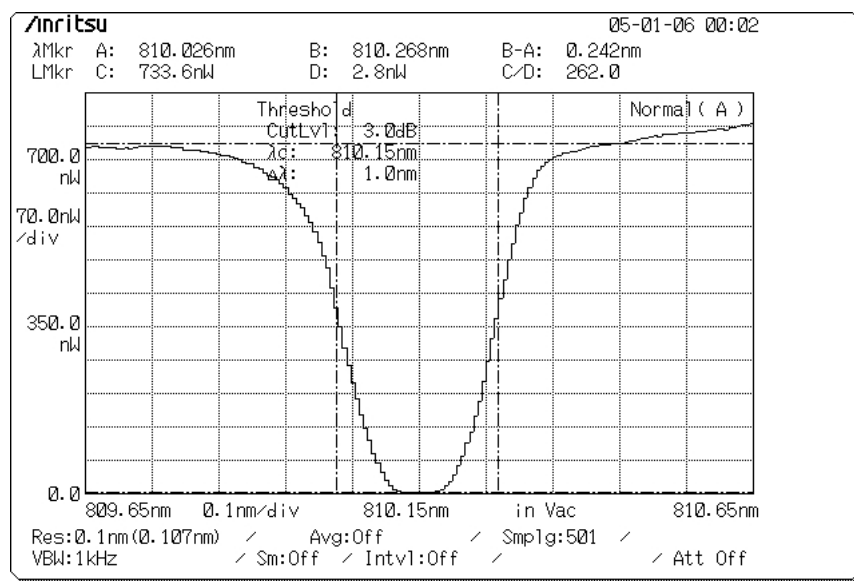


Figura 3.8 - Largura do espectro reflectido por uma rede de Bragg

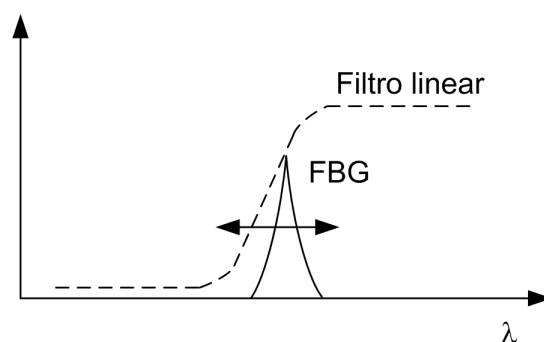


Figura 3.9 - Filtro linear

no comprimento de onda. Assim, um dos principais problemas associados a este método de medida está relacionado com variações da intensidade do sinal de saída devidas a flutuações na intensidade da luz proveniente da fonte.

Para combater este efeito foram desenvolvidos métodos que executam medidas relativas, ou seja, efectuam uma comparação entre a intensidade do sinal de saída do filtro linear e a intensidade da luz que percorre um caminho de referência.

As vantagens deste método de medida são, essencialmente, o baixo custo, a rapidez de resposta e a simplicidade de utilização.

Filtro passa banda ajustável

Este método de detecção de desvios no comprimento de onda utiliza um filtro passa-banda ajustável para seguir o sinal de um FBG. Existem várias possibilidades para implementar o filtro passa-banda, entre as quais, filtros de Fabry-Perot, acústico-ópticos e baseados em FBGs[Kersey et al., 1997].

Dos métodos baseados em filtro passa-banda ajustável, apenas serão abordadas duas das possíveis implementações. A que utiliza um filtro de Fabry-Perot pela sua gama de medida alargada e a baseada em FBG pela sua potencial utilização num sistema que ajusta o filtro através de dispositivos eléctricos.

A figura (3.11) descreve a medida de desvios de comprimento de onda com filtro de Fabry-Perot. A luz reflectida pelo FBG que se quer medir chega ao filtro Fabry-Perot que apenas deixa passar uma banda muito estreita de comprimentos de onda que depende da distância entre os espelhos do filtro. Controlando electricamente a posição do espelho, com um actuador piezoeléctrico, é possível ajustar a banda passante do filtro. À medida que o espelho se vai movendo, a banda passante varre a gama de comprimentos de onda reflectidos pelos FBGs e os respectivos comprimentos de onda são determinados a partir da tensão aplicada ao actuador piezoeléctrico.

O método do filtro passa banda baseado em FBG, cujo princípio de funcionamento está ilustrado na figura (3.10), recorre a um segundo FBG, com características semelhantes às do sensor que se quer interrogar, para implementar o filtro passa banda ajustável. Impondo uma deformação controlada ao filtro, é possível ajustá-lo para que este passe a reflectir o mesmo comprimento de onda que o sensor. Depois de atingida a posição de equilíbrio basta medir a deformação imposta ao FBG que está a ser actuado para determinar o comprimento de onda reflectido pelo sensor cuja deformação se quer determinar.

A figura (3.12) mostra uma implementação deste método de medida que recorre a um actuador piezoeléctrico para deformar o segundo FBG.

Como já foi referido, o objectivo deste método de medida consiste em colocar, o segundo FBG, nas mesmas condições do sensor. De acordo com princípio de funcionamento do método descrito e a implementação representada na figura (3.12), quando os dois FBGs estiverem a reflectir o mesmo comprimento de onda, o intensidade do sinal detectado pelo fotodíodo estará no máximo indicando que os FBGs estão em equilíbrio. Nesta situação, e supondo que a

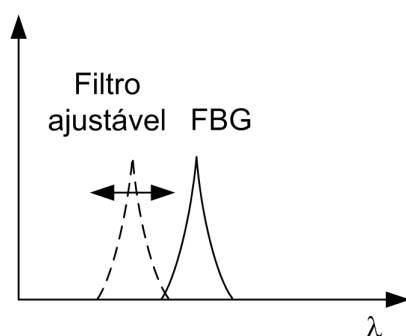


Figura 3.10 - Filtro ajustável - princípio de funcionamento

reflectividade dos dois FBGs é de 100 %, a luz reflectida pelo sensor que chega ao filtro é, novamente, reflectida na totalidade e a quantidade de luz que chega ao fotodíodo é máxima.

Na situação de equilíbrio, medindo a deformação aplicada ao segundo FBG e sabendo o seu comprimento, determinamos a deformação sentida pelo sensor.

Usando um sistema de controlo em malha fechada é possível ajustar continuamente o filtro, a partir da tensão aplicada ao actuador piezoeléctrico. Esta tensão é calculada com base no sinal obtido do fotodíodo e representa um sinal de erro que contém informação acerca da situação de equilíbrio entre as duas redes de Bragg.

A resolução deste método de medida depende, essencialmente, do desempenho do actuador usado para ajustar o filtro e, naturalmente, da precisão do sensor que mede a variação das dimensões do FBG.

Varrimento interferométrico

A figura (3.13) ilustra esta técnica de interrogação aplicada a sensores baseados em redes de Bragg. É usado um interferómetro desequilibrado, que funciona como um filtro com uma função de transferência do tipo $\{1 + \cos \phi\}$, onde a fase é dependente do comprimento de onda da luz que entra no interferómetro.

Como se pode observar na figura (3.13), a luz reflectida pelo FBG é dirigida para o interferómetro cujos caminhos ópticos são diferentes. A dependência da fase do interferómetro relativamente ao comprimento de onda da luz resulta na conversão de variações de comprimento de onda, da luz que chega ao interferómetro, em desvios de fase. No entanto, é necessário garantir que a

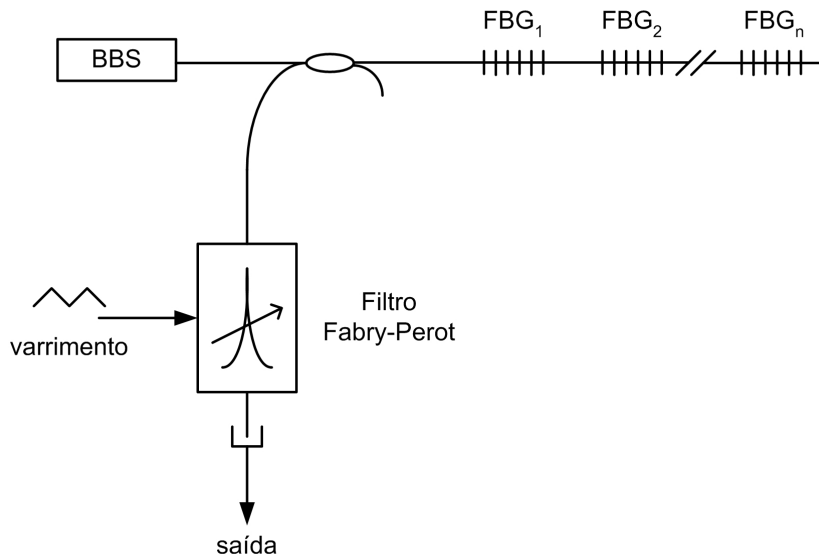


Figura 3.11 - Filtro passa banda ajustável baseado num filtro de Fabry-Perot)

diferença entre os caminhos ópticos é inferior à distância de coerência da luz reflectida pelo FBG.

A relação entre o desvio de fase, $\Delta\phi$, e a variação de comprimento de onda, $\Delta\lambda$, que o provoca é dada por[Kersey et al., 1997]:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi nd}{\lambda^2} \Delta\lambda \quad (3.19)$$

Ao contrário dos métodos de medida descritos anteriormente, especialmente habilitados a medir deformações quase estáticas, esta técnica de interrogação é particularmente adequada à realização de medidas dinâmicas. Além disso, escolhendo cuidadosamente a diferença entre os caminhos ópticos, esta técnica apresenta uma sensibilidade elevada relativamente às variações no comprimento de onda da luz que chega ao interferómetro.

Quando usada na medida de deformações quase estáticas, esta técnica é bastante influenciada por problemas de estabilidade o que pode levar a leituras erradas.

Espectrómetro baseado em CCD

Este método usa um CCD (*Charge-Coupled Device*), linear ou matricial, para determinar o comprimento de onda de Bragg de um sensor de fibra óptica

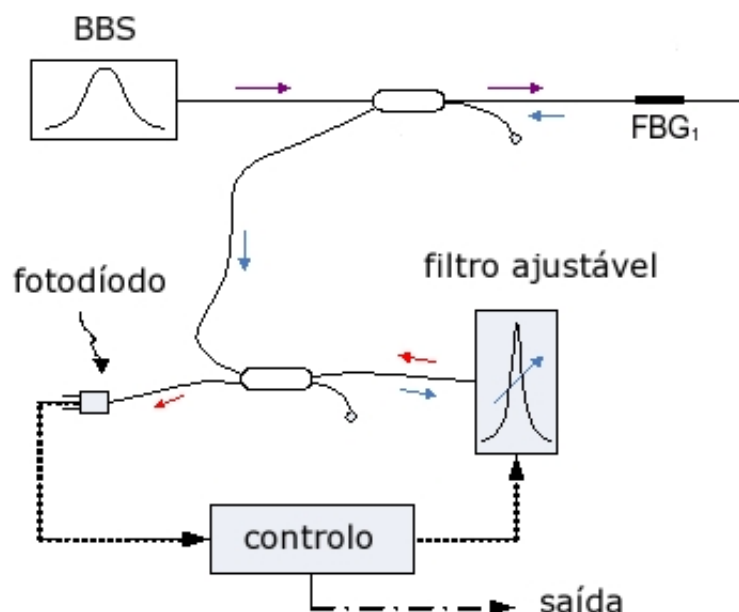


Figura 3.12 - Filtro passa banda ajustável baseado em FBG

baseado em redes de Bragg.

A luz que chega ao sistema de interrogação é dispersa por um elemento óptico, normalmente um prisma ou um *grating* de difracção, que converte comprimento de onda em posição ao longo do CCD. É aproveitado o facto de o ângulo de difracção ser dependente do comprimento de onda para efectuar a detecção.

O sinal reflectido pelo FBG é mapeado em vários pixeis adjacentes, o que implica a realização de uma média pesada dos comprimentos de onda centrais correspondentes a cada pixel. O peso de cada comprimento de onda central é dado pela intensidade do sinal medido no pixel respectivo.

A principal vantagem desta técnica de interrogação reside no facto de ser possível obter valores elevados para a relação sinal/ruído (SNR), mesmo quando a potência do sinal de luz é baixa.

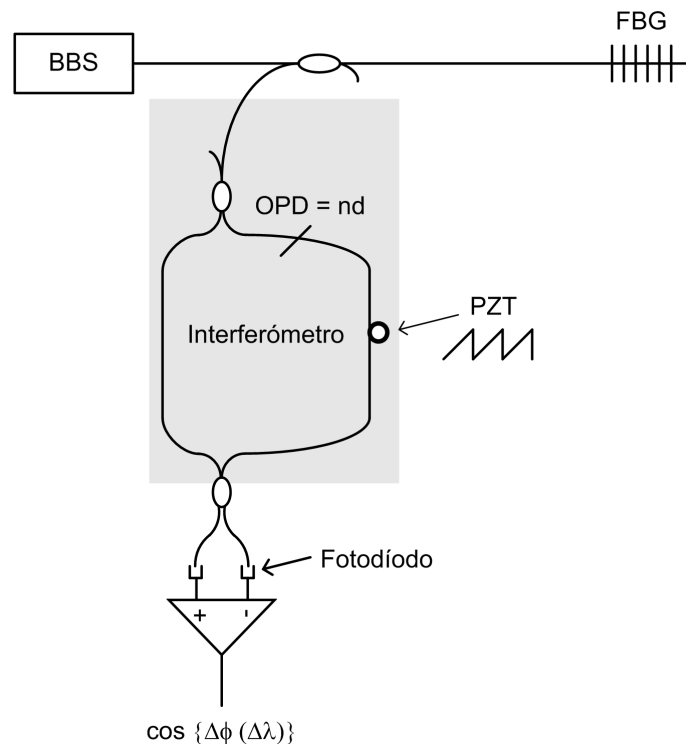


Figura 3.13 - Varrimento interferométrico

3.5 Resumo do capítulo

Entre os vários tipos de sensores de fibra óptica, os baseados em redes de Bragg possuem uma propriedade que os torna muito atractivos que reside no facto de codificarem a informação acerca da grandeza a medir no comprimento de onda. Como se trata de um parâmetro absoluto, o seu valor não é afectado por flutuações na potência da fonte de luz ou perdas no sistema.

Existem várias técnicas de interrogação para estes sensores mas, algumas delas, não se mostram adequadas a sistemas de medida comerciais devido questões como a sua grande sensibilidade mecânica e a dificuldade de fabricação de alguns dispositivos que compõe os sistemas de interrogação.

O método do filtro ajustável, com actuação por elementos piezoeléctricos, apresenta um elevado potencial uma vez que a tecnologia de fabricação dos FBGs permite construí-los com características semelhantes e é possível provocar a situação de equilíbrio entre os dois sensores recorrendo a actuadores eléctricos de elevada resolução. Além disso, a alteração das dimensões do FBG que é deformado intencionalmente pode, também, ser medida com sen-

sores eléctricos de elevada resolução como são os sensores de deslocamento capacitivos.

Além disso, a detecção do ponto de equilíbrio entre os dois FBGs é feita pela análise da quantidade de luz que chega a um fotodíodo.

O mesmo método de medida pode ser usado para interrogar dois FBGs no caso de a distinção entre os efeitos da temperatura e da deformação ser feita à custa de um FBG de referência que esteja sujeito, apenas, à variação da temperatura.

Lembrando o objectivo proposto para este trabalho, conseguir um sistema de medida de deformação para sensores de fibra óptica que use, essencialmente, elementos eléctricos na detecção da variação do comprimento de onda, o método do filtro passa banda ajustável com FBG parece o mais indicado para alcançar o objectivo proposto.

Capítulo 4

Micro-actuação de elevada precisão

Na realização do trabalho, descrito neste documento, foram usados sensores e actuadores de elevada resolução, mais concretamente, um sensor de deslocamento capacitivo e um actuador do tipo piezoeléctrico. Esta opção justifica-se pela resolução necessária, tanto em termos da actuação como da medida de deslocamento, para a implementação do método de medida pretendido.

4.1 O efeito piezoeléctrico

O **efeito piezoeléctrico** foi descoberto em 1880-1881 por Jacques e Pierre Curie e consiste na capacidade de alguns materiais desenvolverem uma carga eléctrica resultante de um esforço mecânico que lhes é aplicado[Webster, 1999]. Estes materiais exibem, também, o efeito inverso que se traduz numa deformação originada pela aplicação de um campo eléctrico.

Piezoelectricidade não deve ser confundida com **Ferroelectricidade** - descoberta por J. Valasek em 1921- que é a propriedade de alguns materiais terem um momento dipolar eléctrico, espontâneo ou induzido. Todos os materiais ferroeléctricos são piezoeléctricos mas o inverso pode não se verificar.

Para induzir propriedades piezoeléctricas em materiais ferroeléctricos é necessário um mecanismo de indução que consiste na aplicação, temporária, de um campo eléctrico forte com o material numa temperatura elevada. Este mecanismo de indução é semelhante à magnetização de um íman permanente.

4.1.1 Equações que regem os materiais piezoelétricos

As equações que governam os materiais piezoelétricos estabelecem relações entre grandezas mecânicas e eléctricas. O estado relativo ao esforço mecânico ou a deformação geométrica do material, em qualquer ponto de um sólido, é descrito por um tensor que não distingue entre direcções opostas. No entanto, a polarização eléctrica e o campo eléctrico são descritos por vectores que contêm informação relativa à direcção. Desta forma, para que um esforço mecânico origine uma polarização eléctrica, o material deve ter uma propriedade direccionada inerente.

No caso de materiais isotrópicos, o esforço mecânico ou deformação, causado por um campo eléctrico, deve ser igual para direcções opostas do campo aplicado. Isto implica uma dependência quadrática do campo que apenas é relevante em materiais com uma constante dieléctrica muito elevada, característica dos materiais ferroelétricos.

A equação (4.1) descreve a deformação apresentada por um cristal sujeito a um campo eléctrico e a um esforço mecânico.

$$x_{ij} = s_{ijkl} X_{kl} + d_{mij} E_m + M_{mnij} E_m E_n \quad (4.1)$$

onde:

x_{ij} - são as componentes de deformação elástica

s_{ijkl} - é o tensor de afinidade elástica

X_{kl} - são as componentes do esforço aplicado

d_{mij} - são as componentes do tensor piezoelétrico

M_{mnij} - é o tensor dos efeitos de segunda ordem

E_m e E_n - são as componentes do campo eléctrico aplicado

Desprezando os termos de segunda ordem, e assumindo que o material não tem qualquer esforço mecânico aplicado, a deformação elástica do material é dada por:

$$x_{ij} = d_{mij} E_m \quad (4.2)$$

A equação (4.2) define o efeito piezoelétrico inverso e mostra que a deformação induzida no material é proporcional ao campo eléctrico aplicado. O efeito

piezoelétrico directo, equivalente, é dado por (4.3):

$$P_m = d_{mij} X_{ij} \quad (4.3)$$

onde P_m é a componente de polarização eléctrica.

Os chamados **efeito piezoelétrico inverso** e **efeito piezoelétrico directo** descrevem o funcionamento de um material piezoelétrico como **actuador** ou como **sensor**, respectivamente. Como actuador, o controlo da tensão aplicada permite alterar a forma do material. Enquanto sensor, o material desenvolve uma carga eléctrica proporcional ao esforço mecânico aplicado.

Segundo [Safari et al., 1999], o tensor de 3ª ordem d_{mij} pode ser simplificado, usando notação matricial, para d_{ij} tornando-se num tensor de 2ª ordem. Nesta forma, o parâmetro d_{ij} é designado por coeficiente de carga do elemento piezoelétrico e expressa-se em Coulomb por Newton (CN^{-1}) ou metros por Volt (mV^{-1}).

Entre os parâmetros que podem ser usados para caracterizar materiais piezoelétricos estão, também, os denominados coeficientes de tensão g_{ij} que, em notação matricial, são definidos como:

$$E_i = g_{ij} X_j \quad (4.4)$$

onde E_i é a componente do campo eléctrico desenvolvido como resposta ao esforço mecânico aplicado X_j .

Os coeficientes d_{ij} e g_{ij} relacionam-se, entre si, pela expressão:

$$g_{ij} = \frac{d_{ij}}{\varepsilon_0 \varepsilon_{ii}} \quad (4.5)$$

onde ε_{ii} é a permitividade relativa e ε_0 é a permitividade do ar.

Um outro parâmetro muito importante na caracterização de um material piezoelétrico é o chamado coeficiente de acoplamento electromecânico. Pode ser definido como:

$$k^2 = \frac{\text{energia mecânica resultante}}{\text{energia eléctrica de entrada}} \quad (4.6)$$

ou, alternativamente:

$$k^2 = \frac{\text{energia eléctrica resultante}}{\text{energia mecânica de entrada}} \quad (4.7)$$

O valor de k , tal como está descrito pelas equações (4.6) e (4.7), mostra a eficiência do elemento piezoeléctrico enquanto transdutor ou conversor de energia. Porque se trata de uma conversão de energia, o valor de k^2 é sempre menor que 1, o que implica que k é, também, inferior a 1.

Existem outros dois parâmetros importantes na caracterização de materiais piezoeléctricos, particularmente os ferroeléctricos, que são os designados **ponto de Curie** e **temperatura de Curie**. O ponto de Curie é a temperatura acima da qual o material deixa de exibir as suas propriedades piezoeléctricas e ferroeléctricas. A temperatura de Curie é definida pela lei de Curie-Weiss:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + \frac{C}{T - T_c} \quad \text{Para } T > T_c \quad (4.8)$$

onde ε é a permitividade relativa do material, C é a constante de Curie-Weiss e T é a temperatura. Fisicamente, representa a temperatura a que o material apresenta a permitividade relativa mais elevada. A temperatura de Curie é sempre menor que o ponto de Curie.

4.2 Classificação dos materiais piezoeléctricos

Existem materiais, com propriedades piezoeléctricas, muito diversos cujas características os tornam mais ou menos adequados a uma determinada aplicação. Alguns materiais podem funcionar a temperaturas mais elevadas, outros possuem propriedades piezoeléctricas mais acentuadas e, para além disso, foram desenvolvidos polímeros e materiais compósitos com propriedades piezoeléctricas interessantes.

4.2.1 Elementos cristalinos

Dentro das 32 classes de materiais cristalinos, 20 apresentam propriedades piezoeléctricas. No entanto, apenas uma pequena parte é usada. Das 20 classes referidas, 10 apresentam propriedades ferroeléctricas. Em qualquer dos casos, estes materiais são anisotrópicos. Dos materiais piezoeléctricos cristalinos, os

mais usados são o quartz (SiO_2) e a turmalina.

Embora alguns destes materiais exibam qualidades piezoelétricas relativamente pobres, a sua abundância na natureza e baixo custo faz deles a escolha adequada para aplicações de custo reduzido ou com funcionamento em temperaturas elevadas.

4.2.2 Cerâmicas Piezoelétricas

Este grupo de materiais piezoelétricos é o mais usado. Trata-se de materiais sintéticos formados por um elevado número de pequenos monocristais fortemente compactados. Estes materiais cerâmicos são ferroelétricos e, para alinhar os monocristais na mesma direcção, são submetidos a um campo eléctrico forte e aquecidos, durante a sua fabricação. São isotrópicos antes de passar pelo processo de indução ficando, depois, anisotrópicos abaixo da temperatura de Curie. Acima desta, os materiais perdem as suas propriedades.

As cerâmicas piezoelétricas têm boa estabilidade térmica e física, podendo ser fabricados com formas muito diversas e com uma gama alargada de valores relativos às propriedades piezoelétricas de interesse (constante dielétrica, coeficiente de acoplamento electromecânico, temperatura de Curie, etc.). As principais desvantagens destes materiais são a sensibilidade dos seus parâmetros à temperatura e a susceptibilidade ao envelhecimento quando estão próximos da sua temperatura de Curie.

A classe mais vasta deste tipo de materiais piezoelétricos é designada por *Perovskites*. Esta classe agrupa materiais cuja fórmula geral é do tipo ABO_3 tendo a mesma estrutura que o material Titanato de Cálcio (CaTiO_3). Desta classe de materiais fazem parte os seguintes elementos: Titanato de Bário (BaTiO_3), Titanato de Chumbo (PbTiO_3), Zirconato Titanato de Chumbo ($\text{PbZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ ou PZT), etc.

4.2.3 Polímeros Piezoelétricos

Alguns polímeros que não possuem simetria central exibem, também, propriedades piezoelétricas que resultam da formação de regiões cristalinas aquando da solidificação dos polímeros. Os mais usuais são o Fluoreto de Polivinilideno (PVF_2 ou PVDF) e os seus co-polímeros.

Os polímeros apresentam constantes de acoplamento electromecânico e dielétricas baixas e o seu custo de fabricação é elevado. No entanto, possuem

argumentos suficientes para permitir a sua utilização em aplicações onde o tamanho e a forma necessários não permitem o recurso a outros materiais piezoelétricos.

4.2.4 Compostos de cerâmicas piezoelétricas e polímeros

Para além dos materiais, com comportamento piezoelétrico, já citados formaram-se, também, materiais constituídos por cerâmicas piezoelétricas e polímeros. Estes materiais exibem constantes de acoplamento electromecânico elevadas, baixa impedância e valores intermédios para a constante dielétrica.

4.3 Actuadores Piezoelétricos do tipo PZT

Um dos materiais mais usados na construção de actuadores piezoelétricos são as cerâmicas piezoelétricas do tipo PZT. Comparado com materiais naturais, os PZTs apresentam propriedades piezoelétricas mais acentuadas, o que favorece a sua utilização.

Por outro lado, o processo de fabrico destes actuadores permite a construção de actuadores com formas diversas, de acordo com a sua aplicação alvo.

Estas características levam a que as cerâmicas piezoelétricas do tipo PZT sejam, ainda, o material mais utilizado na construção de actuadores piezoelétricos.

4.3.1 Tipos de actuadores

Podem ser construídos actuadores piezoelétricos de diferentes tipos desde simples actuadores de uma camada de material piezoelétrico até actuadores com várias camadas ligadas em paralelo. Estes actuadores podem executar movimentos diversos como alongamento, compressão, torção, etc.

Como já foi referido, o processo construtivo destes actuadores permite realizar formas diversas.

De seguida, apresentam-se as formas mais comuns de actuadores piezoelétricos do tipo PZT.

Actuadores do tipo laminar

Este tipo de actuador é formado por uma única camada de material piezoelétrico. Quando é aplicada uma tensão ao actuador, com a mesma polaridade e orientação da polarização inicial, este expande na direcção da sua espessura e contrai na direcção transversal. Invertendo o campo eléctrico aplicado, os efeitos também se invertem.

Normalmente, este tipo de actuador, ilustrado na figura (4.1), é usado para deformar uma superfície. A camada de material piezoelétrico é depositada sobre a superfície a deformar que pode ser comprimida ou dobrada.

Actuadores de flexão

Este tipo de actuador implementa um método de amplificação do movimento que consiste na utilização de duas ou mais camadas de material piezoelétrico nas quais a indução das propriedades piezoelétricas é feita de forma a que as camadas que estão em lados opostos, relativamente ao eixo neutro, sofram deformações contrárias, tal como representado na figura (4.2).

As deformações opostas em cada camada causam um deflexão do actuador que executa um movimento que é uma função quadrática da amplitude do movimento do elemento piezoelétrico e do comprimento do actuador.

Entre as camadas de material piezoelétrico pode ser colocado um outro material, de maior rigidez, de modo a aumentar a resistência mecânica do conjunto mas esta técnica reduz a amplitude máxima dos movimentos.

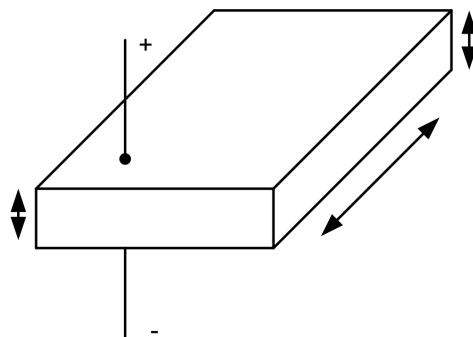


Figura 4.1 - Actuador do tipo laminar

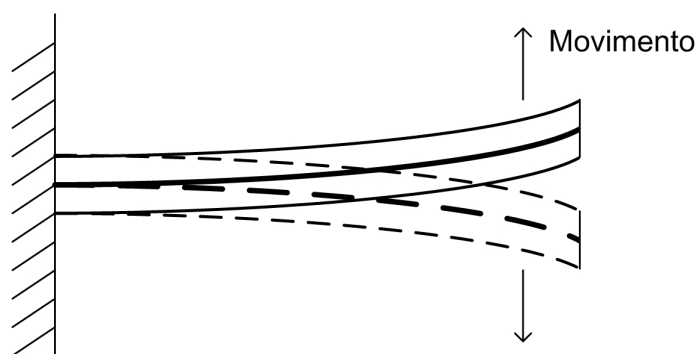


Figura 4.2 - Actuador de flexão

Actuadores do tipo multi-camada

O objectivo deste tipo de actuador é conseguir gerar forças e deslocamentos elevados, ter uma resposta rápida e baixo consumo de energia mantendo a tensão de alimentação do actuador baixa.

Consistem em várias camadas de material piezoeléctrico sobrepostas sendo o movimento total do actuador constituído pela soma dos movimentos de cada uma das camadas que o constituem. A figura (4.3) ilustra um actuador do tipo multi-camada.

4.3.2 Características dos PZTs

Dado que o actuador piezoeléctrico usado neste trabalho é do tipo PZT apresentam-se, de forma mais detalhada, as características mais importantes deste tipo de actuador [Tutorial PZTs].

Resolução

Teoricamente, a resolução de um actuador piezoeléctrico é infinita. Uma vez que o movimento é obtido por deslocamentos iónicos e pela orientação dos domínios do PZT, uma variação infinitesimal na tensão aplicada ao actuador resulta num movimento suave do mesmo.

Dadas as características do PZT, a máxima resolução que se pode conseguir está fortemente ligada à qualidade da tensão que controla o movimento do actuador. O ruído, presente na tensão aplicada ao actuador piezoeléctrico, influencia a qualidade do movimento de forma mais ou menos evidenciada,

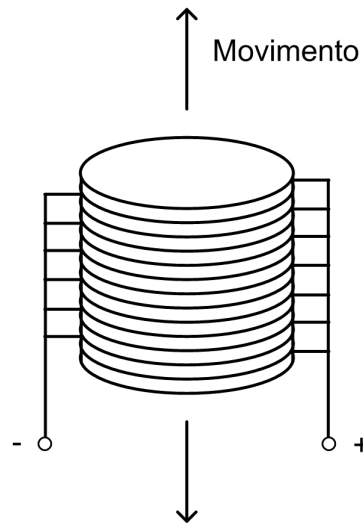


Figura 4.3 - Actuador do tipo multi-camada

conforme a gama de frequências contidas no ruído. Se esta for muito superior à frequência de ressonância do sistema mecânico, o efeito do ruído na resolução e estabilidade do sistema pode ser desprezado. Se, por outro lado, a gama de frequências está próxima da frequência de ressonância, o ruído tem um efeito muito mais pronunciado no funcionamento do sistema causando movimentos indesejados.

Histerese

A histerese resulta de efeitos relacionados com a polarização dos elementos cristalinos e de efeitos moleculares. O deslocamento gerado, num actuador piezoelétrico, depende da tensão aplicada e do ganho do actuador. Este está relacionado com a polarização remanescente que, por seu vez, depende do campo eléctrico aplicado. Este comportamento implica que o deslocamento do actuador é influenciado pelo facto de, anteriormente, o campo que lhe estava aplicado ser maior ou menor. Isto significa que a posição do actuador depende do campo eléctrico que lhe está a ser aplicado e da sua derivada.

Normalmente, a histerese tem uma amplitude situada entre 10% e 15% do movimento. A figura (4.4) ilustra o efeito de histerese num actuador piezoelétrico do tipo PZT.

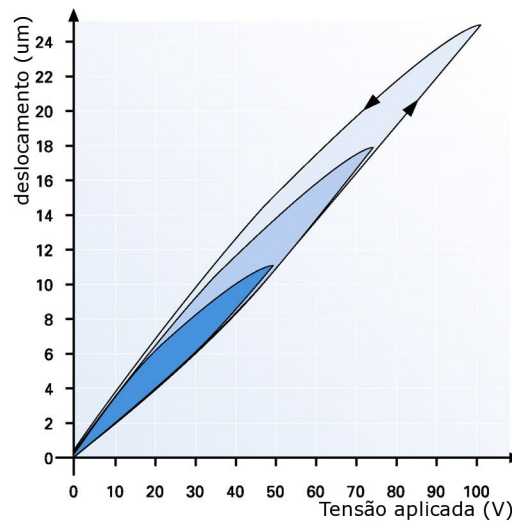


Figura 4.4 - Histerese de um actuador piezoelétrico [adaptado de www.pi.ws]

Realinhamento dos elementos cristalinos

Este fenómeno, à semelhança da histerese, está relacionado com o efeito da tensão aplicada na polarização remanescente. Consiste no realinhamento, lento, dos domínios cristalinos quando a tensão aplicada é constante.

Quando a tensão de alimentação do actuador muda, no final desta variação, a polarização remanescente continua a sua variação manifestando-se na forma de uma variação lenta do movimento do actuador.

Este efeito diminui, de forma logarítmica, com o tempo. A equação (4.9) descreve a variação do comprimento de um actuador em função do tempo quando é aplicado, na sua entrada, um degrau de tensão.

$$\Delta L(t) \approx \Delta L_{t=0.1} \left[1 + \gamma \log \left(\frac{t}{0.1} \right) \right] \quad (4.9)$$

onde :

$\Delta L(t)$ - é a variação do comprimento em função do tempo [m]

$\Delta L_{t=0.1}$ - deslocamento 0.1s após a aplicação do degrau de tensão

γ - factor de realinhamento, dependente das propriedades do actuador

A figura (4.5) mostra a variação do comprimento de um actuador piezoelétrico do tipo PZT.

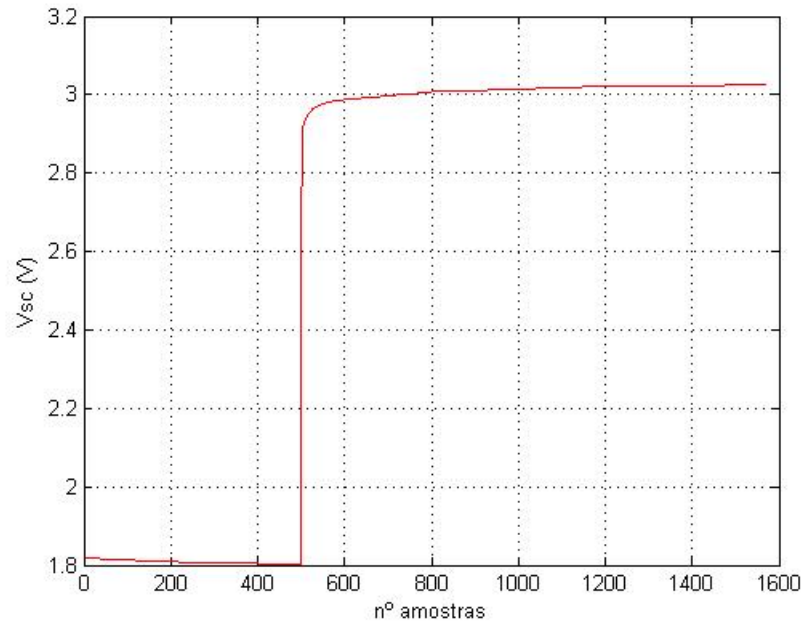


Figura 4.5 - Realinhamento dos elementos cristalinos

Força gerada por um PZT

Normalmente, os actuadores piezoelétricos são usados para produzir deslocamentos. No caso de o seu movimento ser restringido, o actuador pode gerar forças que, no entanto, implicam uma redução na amplitude do movimento que o actuador pode efectuar.

A máxima força que um actuador pode gerar ocorre quando não é permitido qualquer movimento ao actuador. Neste caso, a força exercida depende da rigidez do actuador e da amplitude do deslocamento quando o actuador se pode mover livremente.

Frequência de ressonância de um PZT

Os valores normalmente apontados nas folhas de características dos actuadores piezoelétricos referem-se à situação em que o actuador não tem nenhuma carga associada e uma das suas extremidades está fixa. Neste caso, a frequência de ressonância é dada pela equação (4.10).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_T}{m_{ef}}} \quad (4.10)$$

onde f_0 é a frequência de ressonância em (Hz), K_T é a rigidez do actuador expressa em (Nm^{-1}) e m_{ef} é a massa efectiva do actuador, expressa em (Kg).

Quando o actuador é usado para mover uma massa M , a frequência de ressonância é dada pela equação (4.11).

$$f'_0 = f_0 \sqrt{\frac{m_{ef}}{m'_{ef}}} \quad (4.11)$$

onde $m'_{ef} = m_{ef} + M$ e f'_0 é a frequência de ressonância do conjunto actuador e massa M . A resposta de fase de um actuador deste tipo pode ser aproximada por um sistema de segunda ordem e é descrita pela equação (4.12).

$$\varphi \approx 2 \arctan\left(\frac{f}{f_0}\right) \quad (4.12)$$

onde φ é o ângulo de fase em ($^\circ$), f_0 é a frequência de ressonância em (Hz) e f é a frequência de operação do actuador em (Hz).

Requisitos para a tensão de alimentação de um PZT

Quando o actuador funciona com uma frequência muito menor do que a sua frequência de ressonância, ele comporta-se como um condensador. As exigências colocadas à fonte de alimentação de um actuador deste tipo dependem do seu modo de funcionamento, ou seja, variam conforme o actuador vai ser operado em regime **estático** ou **dinâmico**.

Em regime **estático**, o actuador piezoeléctrico consome uma corrente muito baixa destinada, apenas, a compensar as correntes de fugas no actuador uma vez que a resistência destes elementos é muito elevada. Por outro lado, como a corrente é muito baixa praticamente não há aquecimento.

Quando está carregado, a energia armazenada no actuador é dada pela equação (4.13).

$$E = \frac{1}{2} CU^2 \quad (4.13)$$

Para que o actuador efectue um movimento ele necessita de uma corrente i , dada pela equação (4.14).

$$i = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU}{dt} \quad (4.14)$$

Tendo em conta a equação (4.14), em regime **estático** o actuador consome

apenas a corrente necessária para compensar as suas correntes de fugas.

Em regime **dinâmico** a corrente que a fonte de alimentação tem que fornecer ao actuador é proporcional à frequência de operação do actuador e à sua capacidade.

A máxima frequência de operação do actuador também é limitada pela resposta em amplitude e fase do sistema, especialmente em sistemas a funcionar em malha fechada. Em termos genéricos, quanto maior a frequência de ressonância do actuador melhor será a sua resposta em amplitude e fase, o que permite uma frequência de operação superior.

Por outro lado, a corrente de saída da fonte de alimentação e o seu tempo de subida determinam a máxima frequência de operação de um sistema baseado em actuador piezoelétrico.

Quando usados em sistemas de controlo em malha fechada, o desempenho do sistema é influenciado, também, por outros parâmetros como a largura de banda dos sensores, as margens de fase e os algoritmos de controlo.

As expressões seguintes permitem determinar, para o funcionamento em regime dinâmico, os requisitos mínimos impostos pelo actuador à fonte de alimentação.

A corrente média necessária para uma operação do tipo sinusoidal é dada por:

$$i_a \approx fCV_{p-p} \quad (4.15)$$

A corrente de pico é dada por:

$$i_{max} \approx f\pi CV_{p-p} \quad (4.16)$$

Envelhecimento

O envelhecimento refere-se à redução das propriedades piezoelétricas do material. O envelhecimento pode constituir um problema, essencialmente, em aplicações onde o elemento piezoelétrico é usado como sensor. Quando é utilizado como actuador, a aplicação de um campo eléctrico mais forte na direcção de indução, repõe as propriedades do material.

4.4 Sensor de deslocamento capacitivo

Uma das formas de medir deslocamentos consiste na utilização de um condensador de placas paralelas em que a distância entre elas pode ser alterada. Desta forma, a capacidade do condensador varia à medida que o afastamento entre as placas se vai alterando. Medindo a capacidade do condensador podemos determinar a distância entre as suas placas.

Este tipo de sensor permite efectuar medidas de deslocamentos muito pequenos, inferiores a 1 *nm*.

A figura (4.6) mostra um condensador formado por duas placas paralelas separadas por um dieléctrico que é o ar. Para este tipo de condensador, a capacidade é dada pela expressão (4.17).

$$C = \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad (4.17)$$

onde C é a capacidade de um condensador de placas paralelas de área A , separadas por uma distância d e cujo dieléctrico é o ar.

No caso de um condensador de placas paralelas em que o dieléctrico não é o ar, a equação (4.17) é alterada e resulta na equação (4.18).

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (4.18)$$

onde ϵ_r representa a permissividade relativa do dieléctrico do condensador.

Idealmente, a resolução deste tipo de sensor é limitada, apenas, pelo ruído eléctrico. No entanto, dada a ordem de grandeza dos movimentos que se pretende medir, alguns aspectos mecânicos revelam-se de extrema importância para o desempenho do sensor. Entre eles estão: o paralelismo entre as placas, a adaptação em termos do coeficiente de expansão térmica entre o sensor e o material ao qual o sensor será fixado e a qualidade de superfície das placas que formam o sensor.

As principais vantagens deste tipo de sensores são sua elevada resolução, a boa estabilidade temporal e a excelente resposta em frequência.

Como desvantagens surgem a necessidade de espaço adicional para montar os sensores e a exigência posta ao paralelismo entre as placas para o sensor ter um comportamento óptimo.

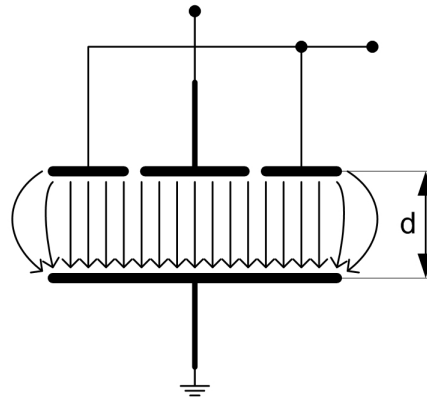


Figura 4.6 - Condensador de placas paralelas

4.4.1 Influência de um desvio no paralelismo entre as placas na capacidade do sensor capacitivo

A figura (4.7) ilustra um condensador de placas paralelas, em que existe um desvio no paralelismo, e um conjunto de coordenadas que serão usadas para determinar a expressão da capacidade quando as duas placas do condensador não são perfeitamente paralelas.

Em coordenadas polares,

$$V = V(r, \alpha) \quad (4.19)$$

mas tendo em conta as condições fronteira e a simetria do problema,

$$V = V(\alpha) \quad (4.20)$$

ou seja, o potencial V é apenas função do ângulo α .

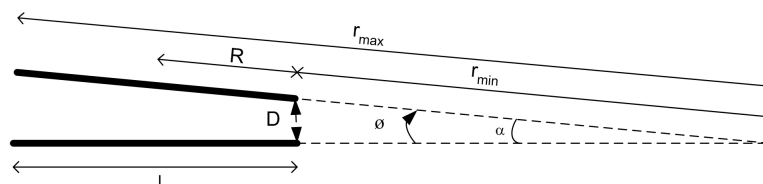


Figura 4.7 - Condensador de placas paralelas com desvio no paralelismo entre as placas

A equação de Laplace, a ser resolvida entre as placas, é :

$$\nabla^2 V = 0 \Rightarrow \frac{d^2 V}{d\phi^2} = 0 \Rightarrow V = A\phi + B \quad (4.21)$$

Incluindo as condições fronteira,

$$\begin{aligned} V(\phi = 0) &= 0 \\ V(\phi = \alpha) &= V_0 \end{aligned}$$

determina-se os valores de A e B para a equação (4.21):

$$\begin{aligned} A &= \frac{V_0}{\alpha} \\ B &= 0 \end{aligned}$$

Desta forma, o potencial é dado por:

$$V = \frac{V_0}{\alpha} \phi \quad (4.22)$$

O campo eléctrico é determinado a partir de:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= -\nabla V \\ V &= V(\phi) \end{aligned}$$

o que resulta em:

$$\vec{E} = -\frac{1}{r} \frac{dV}{d\phi} \hat{u}_\phi = -\frac{1}{r} \frac{V_0}{\alpha} \hat{u}_\phi \quad (4.23)$$

A densidade superficial de carga nas placas pode ser calculada a partir de:

$$E_r = \frac{\rho_s}{\epsilon_0} \quad (4.24)$$

onde E_r é a componente do campo eléctrico $\vec{E}$ perpendicular às placas e que aponta para fora delas.

Assim, a densidade superficial para as placas superior e inferior é dada por:

$$(\rho_s)_{sup} = \varepsilon_0 \frac{V_0}{r\alpha} \quad (4.25)$$

$$(\rho_s)_{inf} = -\varepsilon_0 \frac{V_0}{r\alpha} \quad (4.26)$$

e a carga existente nas placas é:

$$Q = \int_{placa} \rho_s ds \quad (4.27)$$

Como as placas que formam o sensor capacitivo são circulares, pode ser definida uma área elementar, tal como na figura (4.8). Usando as coordenadas definidas na figura (4.8) resulta:

$$ds = dr (2h) \quad (4.28)$$

onde o valor de h é dado por:

$$R^2 = [r - (r_{min} + R)]^2 + h^2 \quad (4.29)$$

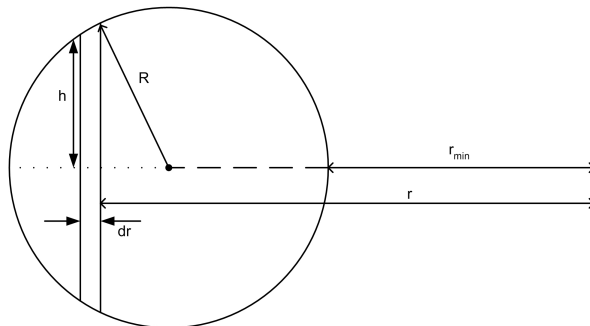


Figura 4.8 - Coordenadas para o cálculo da carga superficial

Resolvendo a equação anterior para determinar h , resulta:

$$\begin{aligned}
 h &= \sqrt{R^2 - (r - r_{centro})^2} \\
 &= \sqrt{R^2 - r^2 + 2rr_{centro} - r_{centro}^2} \\
 &= \sqrt{-r^2 + 2rr_{centro} + R^2 - r_{centro}^2} \\
 &= \sqrt{ar^2 + br + c}
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

onde $r_{centro} = r_{min} + R$ e as constantes a , b e c são dadas por:

$$\begin{aligned}
 a &= -1 \\
 b &= 2r_{centro} \\
 c &= R^2 - r_{centro}^2 \\
 &= (R + r_{centro})(R - r_{centro}) \\
 &= -r_{min}r_{max}
 \end{aligned}$$

Finalmente, é possível calcular a carga na placa do condensador, dada pela expressão (4.31).

$$Q = \frac{2\varepsilon_0 V_0}{\alpha} \int_{r_{min}}^{r_{max}} \frac{\sqrt{ar^2 + br + c}}{r} dr \tag{4.31}$$

A capacidade do condensador pode ser calculada dividindo a carga pela tensão resultando:

$$C = \frac{Q}{V_0} = \frac{2\varepsilon_0}{\alpha} \int_{r_{min}}^{r_{max}} \frac{\sqrt{ar^2 + br + c}}{r} dr \tag{4.32}$$

Para chegar à capacidade do condensador é necessário efectuar o cálculo do integral:

$$\begin{aligned}
 \int_{r_{min}}^{r_{max}} \frac{\sqrt{ar^2 + br + c}}{r} dr &= \sqrt{ar^2 + br + c} \Big|_{r_{min}}^{r_{max}} + \frac{b}{2} \int_{r_{min}}^{r_{max}} \frac{dr}{\sqrt{ar^2 + br + c}} \\
 &\quad + c \int_{r_{min}}^{r_{max}} \frac{dr}{r \sqrt{ar^2 + br + c}}
 \end{aligned}$$

Calculando, separadamente, as parcelas da equação anterior resulta:

$$\begin{aligned}\sqrt{ar^2 + br + c} \Big|_{r_{min}}^{r_{max}} &= \sqrt{ar_{max}^2 + br_{max} + c} - \sqrt{ar_{min}^2 + br_{min} + c} \\ &= \sqrt{-r_{max}(r_{max} + r_{min} - 2r_{centro})} - \sqrt{-r_{min}(r_{min} + r_{max} - 2r_{centro})} \\ &= 0 - 0 = 0\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{b}{2} \int_{r_{min}}^{r_{max}} \frac{dr}{\sqrt{ar^2 + br + c}} &= \frac{b}{2} \left[-\sin^{-1} \left(\frac{-2r + b}{\sqrt{b^2 - 4ac}} \right) \right]_{r_{min}}^{r_{max}} \\ &= -r_{centro} \left[\sin^{-1} \left(\frac{-2r_{max} + 2r_{centro}}{2R} \right) - \sin^{-1} \left(\frac{-2r_{min} + 2r_{centro}}{2R} \right) \right] \\ &= -r_{centro} \left[\sin^{-1}(-1) - \sin^{-1}(1) \right] \\ &= \pi r_{centro}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}c \int_{r_{min}}^{r_{max}} \frac{dr}{r \sqrt{ar^2 + br + c}} &= c \left[\frac{1}{\sqrt{-c}} \sin^{-1} \left(\frac{br + 2c}{r \sqrt{b^2 - 4ac}} \right) \right]_{r_{min}}^{r_{max}} \\ &= -\sqrt{-c} \left[\sin^{-1} \left(\frac{2r_{centro}r_{max} + 2(R^2 - r_{centro}^2)}{2Rr_{max}} \right) - \sin^{-1} \left(\frac{2r_{centro}r_{min} + 2(R^2 - r_{centro}^2)}{2Rr_{min}} \right) \right] \\ &= -\sqrt{r_{centro}^2 - R^2} \left[\sin^{-1}(1) - \sin^{-1}(-1) \right] \\ &= -\pi \sqrt{r_{centro}^2 - R^2}\end{aligned}$$

Depois de calculadas as parcelas do integral, chega-se ao resultado para a capacidade de um condensador formado por duas placas circulares paralelas onde o paralelismo entre as placas não é perfeito. A capacidade do condensador é dada pela expressão(4.33).

$$\begin{aligned}C &= \frac{2\varepsilon_0}{\alpha} \left(\pi r_{centro} - \pi \sqrt{r_{centro}^2 - R^2} \right) \\ &= \frac{2\pi\varepsilon_0}{\alpha} r_{centro} \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{R}{r_{centro}} \right)^2} \right)\end{aligned}\tag{4.33}$$

Observando a equação (4.33) verifica-se que a capacidade é dependente da distância r_{centro} . A figura (4.9) mostra a relação entre r_{centro} e o ângulo α . De

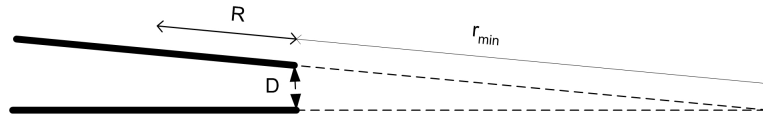


Figura 4.9 - Relação entre r_{centro} e α

acordo com a figura (4.9):

$$r_{centro} = R + \frac{D}{\sin \alpha}$$

Supondo que o ângulo α é muito pequeno é possível obter uma expressão aproximada para o valor da capacidade. Se α é pequeno então, $\sin \alpha \cong \alpha$ o que permite escrever que $r_{centro} \cong R + \frac{D}{\alpha}$. Desta forma, obtém-se uma expressão (4.34) que é a expressão aproximada para a capacidade do condensador.

$$C \cong \frac{2\pi\epsilon_0}{\alpha} r_{centro} \left[1 - \left(1 - \frac{R^2}{2r_{centro}^2} \right) \right] = \frac{\pi R^2 \epsilon_0}{\alpha r_{centro}} = \frac{\pi R^2 \epsilon_0}{\alpha \left(R + \frac{D}{\alpha} \right)} = \frac{\pi R^2 \epsilon_0}{D + R\alpha} \quad (4.34)$$

Para tentar avaliar o efeito de um pequeno desvio no paralelismo efectuaram-se cálculos, com os dados do sensor capacitivo usado, para determinar a variação da capacidade com o ângulo entre as placas. A figura (4.10) mostra a variação da capacidade do sensor usado quando existe um desvio no paralelismo. Este cálculo foi efectuado para dois valores do ângulo entre as placas de 0.001 e 0.002°.

Na figura (4.10), C_p representa a capacidade do sensor supondo que as placas estão perfeitamente paralelas, C_{np1} representa a capacidade do sensor quando o ângulo entre as placas é de 0.001° e C_{np2} representa a capacidade para um ângulo entre as placas de 0.002°. O cálculo efectuado para a obtenção das curvas foi realizado recorrendo à expressão aproximada da capacidade, o que só é correcto se o ângulo for pequeno que é o que acontece neste caso.

Como se pode observar na figura (4.10), um pequeno desvio no paralelismo entre as placas pode resultar numa variação grande da capacidade do sensor face à que seria esperada para um condensador ideal. Isto provoca, no sistema de medida, um comportamento diferente do esperado.

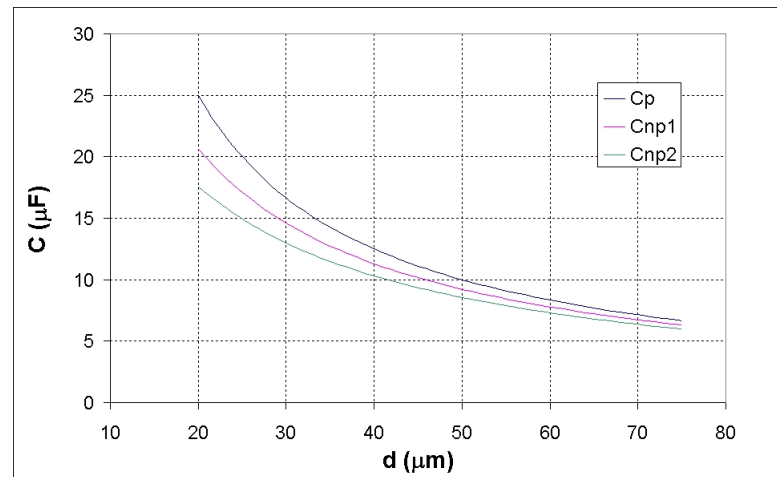


Figura 4.10 - Capacidade de um condensador de placas paralelas para diferentes desvios no paralelismo entre as placas

4.5 Resumo do capítulo

Neste capítulo são descritos actuadores e sensores de elevada precisão.

Os actuadores piezoelétricos possuem uma resolução elevada, teoricamente infinita, que não é limitada por qualquer tipo de atrito ou fricção dado que o movimento destes actuadores resulta de movimentos iónicos. A qualidade do seu movimento depende, essencialmente, da qualidade da tensão de alimentação que é fornecida ao actuador.

Por isso, estes actuadores são adequados a aplicações de elevada resolução e precisão como é o caso dum sistema de medida de deformação com recurso a sensores de fibra óptica baseados em redes de Bragg, particularmente na aplicação do método do filtro ajustável na medida do desvio de comprimento de onda do sensor de fibra óptica.

Do lado da medida de deslocamento, os sensores de deslocamento capacitivo são, de entre os sensores eléctricos usados na medida de deslocamento, os que apresentam melhor resolução. Esta é limitada, essencialmente, pelo ruído eléctrico presente no sistema de medida da variação da capacidade do sensor. Estes sensores não envolvem qualquer tipo de contacto para efectuar a medição precisando, apenas, de espaço extra para sua montagem.

Relembrando o sistema de medida de deformação, através do método do filtro ajustável, os sensores capacitivos apresentam-se como uma boa alternativa à medida da deformação aplicada ao sensor de fibra óptica que funciona

como filtro.

Capítulo 5

Sistema de medida de deformação baseado em fibra óptica

O método de interrogação de sensores de fibra óptica, baseados em redes de Bragg, foi desenvolvido com o objectivo de diminuir o peso dos elementos ópticos no sistema tentando passar o processamento do sinal óptico, proveniente dos sensores, para o domínio eléctrico. Esta estratégia, ao ser bem sucedida, resolve alguns dos problemas apontados aos sistemas usados actualmente, entre os quais: o tamanho dos sistemas de interrogação que utilizam um OSA que diminui a portabilidade do sistema de medida, a sensibilidade destes sistemas a desvios no alinhamento dos elementos ópticos, a baixa velocidade no varrimento das cores e o seu elevado custo.

O esquema de interrogação proposto usa, essencialmente, elementos eléctricos para retirar informação do sinal de luz trazendo para o domínio eléctrico grande parte do funcionamento do sistema. O objectivo final é obter um sistema de interrogação de menor custo sem, no entanto, sacrificar as características de medida esperadas para um sistema deste tipo.

5.1 Método de medida

O esquema de medida proposto utiliza o método do filtro ajustável descrito no capítulo 3. Consiste na utilização de dois sensores do tipo FBG, com características semelhantes, em que um deles é usado na realização de um filtro ajustável, ou seja, o comprimento de onda que é reflectido pode ser controlado pelo esforço mecânico que lhe é aplicado. O outro sensor estará integrado na

estrutura que se pretende monitorizar.

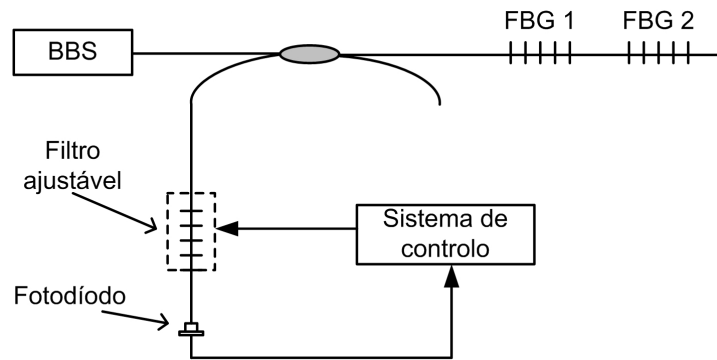
Por uma questão de clareza, optou-se por designar o FBG, integrado na estrutura a monitorizar, por sensor. O outro FBG, que pode ser actuado de forma controlada, é designado por receptor uma vez que recebe a luz que é reflectida pelo sensor.

O objectivo deste método é provocar, pela alteração do comprimento de onda reflectido pelo receptor, uma situação de equilíbrio entre o sensor e o receptor. Na situação de equilíbrio, os dois FBGs reflectem o mesmo comprimento de onda e, uma vez que é possível medir a deformação aplicada ao receptor, podemos determinar a deformação que a estrutura provoca no sensor.

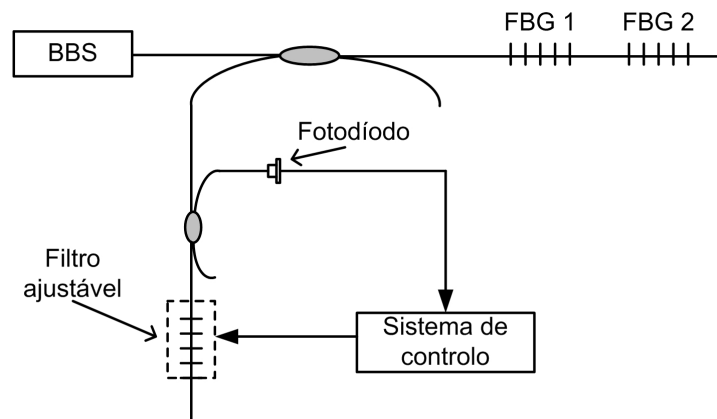
A detecção da situação de equilíbrio entre o receptor e o sensor é feita pela análise da quantidade de luz que chega a um fotodíodo.

A figura (5.1) apresenta duas alternativas para implementação do método do filtro ajustável onde se pode observar as duas possibilidades para a colocação do fotodíodo. Se a implementação deste método obedece à estrutura descrita na figura (5.1a), a detecção do ponto de equilíbrio faz-se procurando o mínimo da tensão de saída do fotodíodo que recebe o espectro transmitido pelo receptor. Alternativamente, se a opção cair na situação descrita pela figura (5.1b), a posição de equilíbrio é representada por um máximo da tensão de saída do fotodíodo onde chega, neste caso, o espectro reflectido pelo receptor.

Embora a detecção da situação de equilíbrio possa ser realizada quer no espectro transmitido pelo receptor quer no reflectido, a opção pela detecção no espectro transmitido, como representa a figura (5.1a), apresenta algumas vantagens como a maior simplicidade da montagem e menores perdas dado que não é necessário usar o segundo acoplador óptico. Assim, é possível obter uma relação sinal/ruído mais elevada.



a - Utilização do espectro transmitido



b - Utilização do espectro reflectido

Figura 5.1 - Filtro ajustável

5.2 Requisitos colocados ao sistema de instrumentação

O método de medida proposto assenta na possibilidade de obrigar o FBG receptor a reflectir o mesmo comprimento de onda que o sensor. Esta condição pode ser decomposta em três pontos essenciais que se prendem com o sub-sistema de actuação que deforma o receptor, o sub-sistema que detecta que os dois FBG estão em equilíbrio e o sub-sistema que mede a alteração das dimensões do receptor.

No caso do actuador, ele deve permitir um controlo preciso da deformação que está a ser aplicada ao filtro.

Relativamente à detecção do ponto de equilíbrio, assumindo que podemos colocar o FBG receptor a reflectir exactamente o mesmo comprimento de onda

que o sensor, é necessário que o mecanismo de detecção do ponto de equilíbrio o permita determinar de forma exacta.

Finalmente, partindo do pressuposto que as duas condições anteriores são satisfeitas, é necessário medir a alteração dimensional do receptor, com precisão, para determinar a deformação a que o receptor está sujeito.

Em termos quantitativos, a especificação do sistema é a seguinte:

- deformação máxima - $3000 \mu\epsilon$
- resolução - $1 \mu\epsilon$
- comprimento do receptor - 1.5 cm

5.2.1 Requisitos para o actuador

De acordo com os critérios definidos, para provocar uma deformação de $3000 \mu\epsilon$ quando o comprimento do sensor é de 1.5 cm é necessário que o actuador seja capaz de efectuar um movimento de $45 \mu\text{m}$.

Para além da excursão máxima pretendida para o seu movimento, o actuador deve ser capaz de efectuar, com precisão, movimentos muito pequenos. Como já foi referido, pretende-se medir deformações de $1 \mu\epsilon$ o que implica, para o movimento do actuador, controlar deslocamentos de 15 nm .

5.2.2 Requisitos para os sensores

O sensor de deslocamento necessita que a sua gama de medida seja maior ou igual ao deslocamento máximo que o actuador pode efectuar. Assim, a gama de medida deve ser de, pelo menos, $45 \mu\text{m}$. Para além disso, a necessidade de distinguir, com precisão elevada, movimentos de 15 nm impõe a resolução mínima necessária para o sensor de deslocamento.

5.2.3 Requisitos para o condicionamento de sinal

Os erros introduzidos pela etapa de condicionamento de sinal não devem levar o desempenho do sistema para valores fora da sua especificação. É importante garantir que, tendo optado por sensores e actuadores de elevada resolução, o desempenho do sistema de medida não seja degradado por um sistema de instrumentação inadequado.

5.2.4 Requisitos para a etapa de conversão Analógico/Digital

A etapa de conversão entre os domínios analógico e digital é fundamental para o funcionamento global do sistema de medida.

Como as grandezas que se pretende medir variam de forma lenta, a maior exigência que é imposta ao conversor está relacionada com a sua resolução. Este aspecto permite optar por um conversor de elevada resolução, o que garante alguma segurança e flexibilidade na avaliação da possibilidade de se atingir um desempenho do sistema que supere as especificações.

Por outro lado, o método de medida referido requer, para além da medida da alteração das dimensões do sensor, a determinação da posição de equilíbrio entre os dois FBGs usados. Por isso, o conversor A/D necessita de uma resolução elevada para que a informação acerca do ponto de equilíbrio e da variação da dimensão do sensor seja o mais fiável possível.

Além disso, com o avanço das tecnologias dos conversores A/D é possível usar dispositivos de elevada resolução sem que isso represente um investimento avultado. Isto, conjugado com a integração destes conversores com microcontroladores, no mesmo circuito físico, constitui uma boa alternativa para o desenvolvimento de sistemas de instrumentação.

5.3 Selecção do actuador e dos sensores para o filtro ajustável

A implementação do método de medida descrito implicou a utilização de sensores e actuadores de elevada resolução, mais concretamente, um actuador piezoeléctrico e um sensor de deslocamento capacitivo. Esta escolha foi feita tendo em conta a elevada resolução que tanto o actuador como o sensor apresentam.

No caso do actuador, como o seu movimento resulta de alinhamentos ao nível de domínios eléctricos, a sua resolução, teoricamente, é infinita. Para além disso, a estabilidade do posicionamento com este actuador depende, apenas, da qualidade da tensão que lhe é aplicada.

No caso do sensor de deslocamento, que não é mais do que um condensador de placas paralelas em que o dieléctrico é o ar, a resolução não é limitada por qualquer atrito, dado que, este sensor não implica qualquer tipo de contacto para efectuar a medição do deslocamento. Essencialmente, a resolução deste

sensor está relacionada com ruído eléctrico presente no sistema de medida da sua capacidade. Dos sensores eléctricos usados para medir deslocamentos, esta categoria de sensores é a que apresenta melhor resolução.

Para detectar a posição de equilíbrio entre o sensor e o receptor utilizou-se um dispositivo que contém um fotodíodo e um amplificador de transimpedância incorporado. O ganho do amplificador pode ser alterado à custa de componentes passivos externos. A selecção deste dispositivo teve em conta o comprimento de onda da fonte de luz usada no filtro ajustável de modo a que a resposta do fotodíodo, nesse comprimento de onda, estivesse próxima do seu valor máximo.

Com o sensor e o actuador escolhidos é possível, por um lado, determinar, com precisão, a deformação aplicada ao receptor através da medida do deslocamento efectuado pelo actuador e, por outro, controlar, de forma precisa, a deformação aplicada ao receptor, a partir da tensão fornecida ao actuador piezoeléctrico.

5.4 Selecção do conversor Analógico/Digital

O conversor Digital/Analógico escolhido apresenta uma resolução de 24 bits e a sua arquitectura é do tipo $\Sigma - \Delta$. Tal como já foi referido, esta arquitectura é particularmente adequada para aplicações de baixa frequência e resolução elevada.

O dispositivo escolhido foi o MSC1210Y5 porque inclui, para além do conversor, um microcontrolador compatível com a família 8051 integrado, o que elimina a necessidade de fazer ligações adicionais.

5.5 Estrutura metálica de suporte ao filtro ajustável

O sensor e o actuador foram fixados numa estrutura metálica, desenvolvida para os acomodar, de forma a que fosse possível deformar uma fibra óptica colada entre dois pontos da estrutura. A maneira como o sensor de deslocamento está integrado na estrutura permite medir o deslocamento do actuador à medida que se provoca deformação na fibra.

Conhecendo o deslocamento do actuador piezoeléctrico e o comprimento da porção de fibra óptica que está a ser actuada pode-se determinar a

deformação sofrida e, como o receptor está em equilíbrio com o sensor, obtém-se a deformação a que o sensor está sujeito.

A figura (5.2) mostra a estrutura em alumínio criada para acomodar o actuador piezoeléctrico e o sensor capacitivo. O corpo do actuador está fixo à base da estrutura e a sua parte móvel está encostada a uma plataforma que se move, de forma solidária, com o deslocamento do actuador.

A direcção de movimento da plataforma é estabelecida por cilindros metálicos paralelos, fixados entre os topos da estrutura, que guiam o seu movimento. O interior das cavidades onde há contacto entre a plataforma e os cilindros é em *teflon*, o que garante que a superfície de contacto está, permanentemente, lubrificada. Esta opção procura minimizar os atritos que podem prejudicar o posicionamento da plataforma e limitar a qualidade das medidas.

A figura (5.3) mostra uma vista lateral da estrutura descrita.

A figura (5.4) mostra como estão colocadas as placas que compõe o sensor capacitivo. Uma das placas está fixa no topo da estrutura e a outra está acoplada à plataforma que é deslocada pelo actuador piezoeléctrico. Esta montagem garante que a placa móvel do sensor capacitivo sofre, exactamente, o mesmo deslocamento que o actuador impõe à plataforma. Desta forma, podemos obter uma medida do deslocamento do actuador que, em conjunto com o comprimento da porção de fibra a ser deformada, permitirá a determinação da deformação aplicada à fibra.

A figura (5.5) ilustra o funcionamento da estrutura. O deslocamento medido pelo sensor capacitivo é igual à variação do comprimento do FBG que está colado na estrutura. O movimento referido é imposto pelo actuador piezoeléctrico que controla a posição da plataforma móvel da estrutura. A medida do deslocamento e a dimensão do FBG permitem determinar a deformação imposta ao FBG e, consequentemente, o desvio do comprimento de onda face ao seu valor inicial.

A qualidade da medida efectuada com o sensor capacitivo depende de vários factores como a qualidade das superfícies que formam o sensor e a adequação dos coeficientes de expansão térmica do corpo do sensor e do material ao qual a placa do sensor está fixada. No entanto, o mais relevante para o desempenho do sensor é o paralelismo entre as placas do condensador. Um pequeno desvio no paralelismo entre as placas provoca diferenças de capacidade, face ao valor esperado para um condensador de placas paralelas ideal, que podem ser muito grandes, tal como foi exposto no capítulo 4. Por isso,

durante a montagem procurou-se conseguir um bom paralelismo entre as placas mas, dada a ordem de grandeza da distância inicial que é aconselhada pelo fabricante que é de $50\text{ }\mu\text{m}$, não foi possível garantir um paralelismo perfeito.

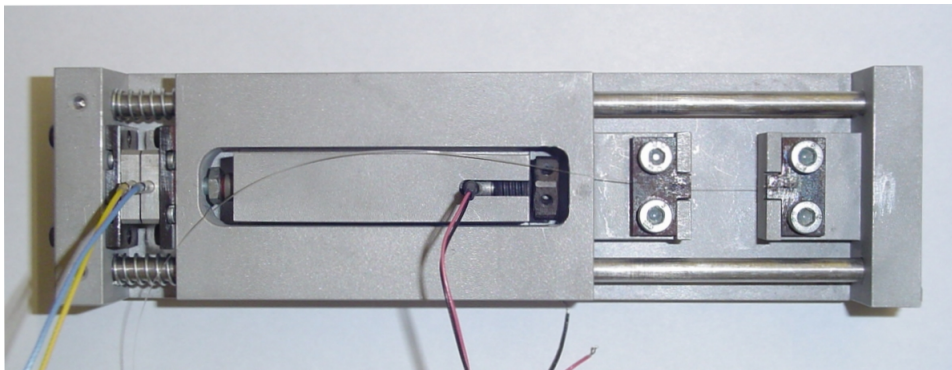


Figura 5.2 - Estrutura de suporte - vista de topo

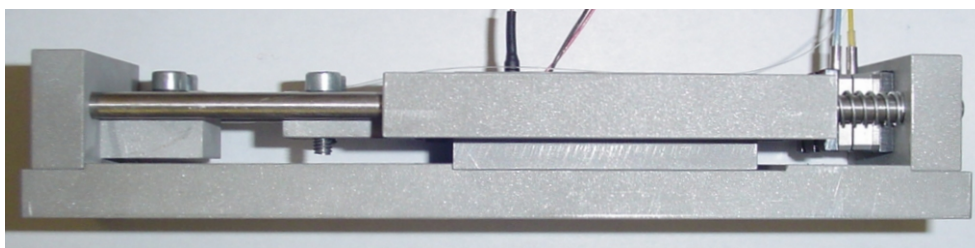


Figura 5.3 - Estrutura de suporte - vista lateral

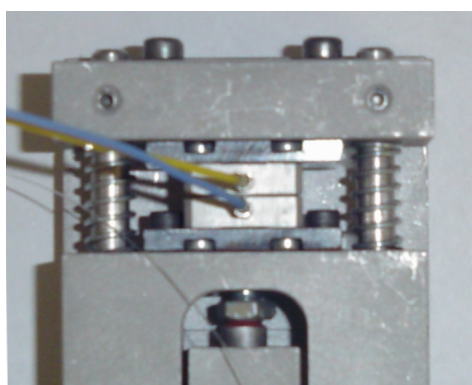


Figura 5.4 - Estrutura de suporte - colocação do sensor capacitivo

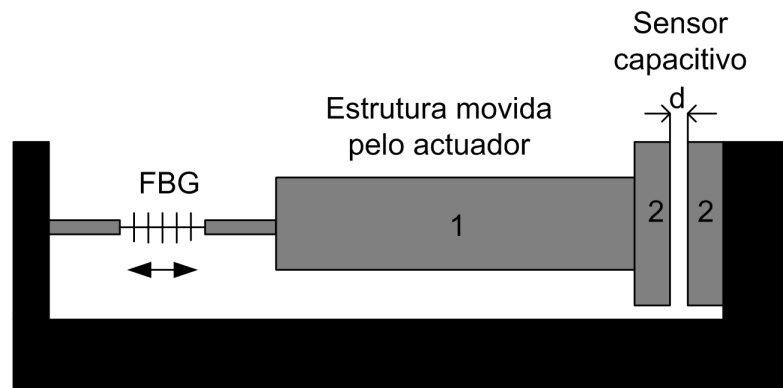


Figura 5.5 - Estrutura de suporte - princípio de funcionamento

5.6 Placa de supervisão e controlo

A supervisão e o controlo do sistema de medida foram realizados por uma placa baseada num dispositivo, o MSC1210Y5 que, para além de um microcontrolador da família 8051, dispõe de um conversor A/D do tipo $\Sigma - \Delta$ de 24 bits interno que será usado na medição do deslocamento. A figura (5.6) mostra a placa usada.

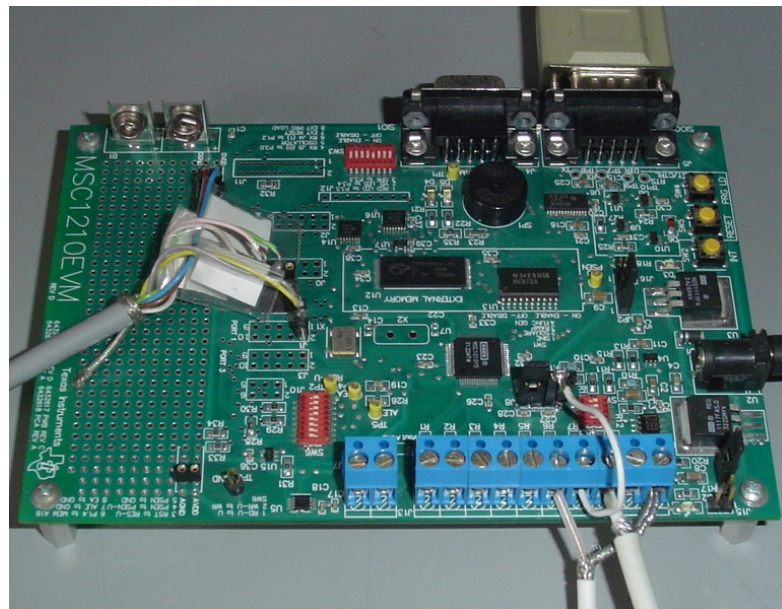


Figura 5.6 - Placa de controlo baseada em MSC1210y5

A placa terá a seu cargo o controlo das funções de actuação e de senso-

rização. Relativamente à actuação, a placa de supervisão e controlo interage com o actuador piezoeléctrico enviando um valor, representativo da tensão pretendida para o actuador, para um conversor Digital/Analógico.

No caso da sensorização, o conversor A/D irá digitalizar o valor da tensão de saída do sistema de medida de deslocamento e a tensão de saída proveniente do sistema de condicionamento do fotodíodo para permitir a determinação do ponto de equilíbrio entre o receptor e o sensor.

Dada a importância do desempenho do conversor Analógico/Digital, tanto na medida de deslocamento como na determinação do ponto de equilíbrio entre os dois FBGs, concluiu-se que seria útil descrever, de forma mais detalhada, este componente da placa de supervisão e controlo.

Por outro lado, dada a arquitectura deste conversor, grande parte da função de filtragem é realizada no bloco de conversão Analógico/Digital relaxando, desta forma, os requisitos impostos às etapas anteriores em termos de filtragem de componentes indesejadas no sinal a digitalizar.

5.6.1 Bloco de conversão A/D

O MSC1210Y5 contém, internamente, um conversor A/D de 24 bits do tipo $\Sigma - \Delta$. Uma das vantagens deste conversor particular está associada ao facto de o seu filtro digital poder ser programado para atenuar, fortemente, sinais com uma determinada frequência. Por exemplo, é possível programar o filtro para atenuar muito a frequência da rede, ou seja, os 50 Hz.

No MSC1210Y5, entre o conversor e os sinais analógicos de entrada existem: um selector de entradas, um *buffer* e um bloco de ganho programável.

Selector de entradas

O selector de entradas permite a ligação de um máximo de 8 sinais de entrada, no entanto, apenas pode ser digitalizado um sinal de cada vez. O selector permite escolher, em cada instante, o sinal que se pretende fornecer ao A/D para digitalização. Após uma alteração do canal é necessário respeitar um período de tempo mínimo até à realização de nova conversão que depende do filtro digital que está a ser usado pelo conversor.

Como se pode ver na figura (5.7), que mostra a configuração do selector de entradas, não são definidos pares de entrada. Cada pino pode ser escolhido

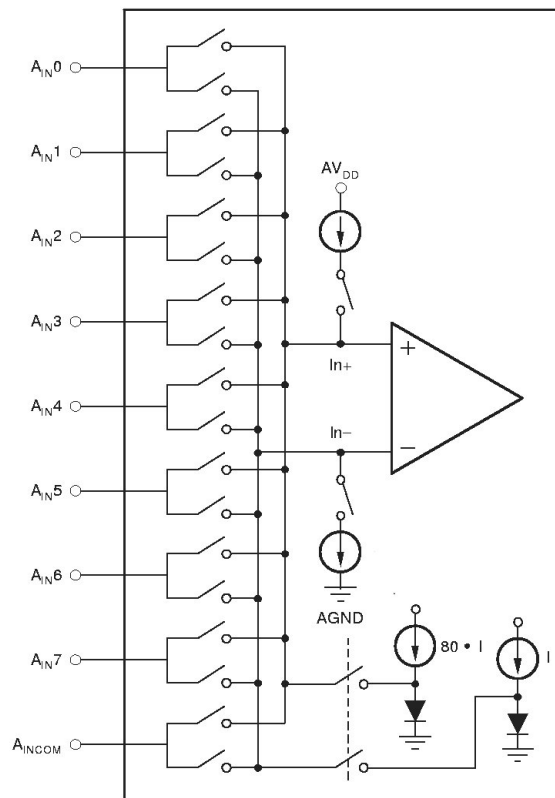


Figura 5.7 - Selector de entradas

como entrada positiva ou negativa e pode ser utilizada qualquer combinação de pinos para efectuar uma medida.

Para além do selector de entradas existem, ainda, fontes de corrente que permitem medir a temperatura e detectar falhas na ligação das entradas do conversor.

Buffer de entrada

A utilização do *buffer* de entrada depende das características do sinal que se pretende digitalizar. A sua utilização impõe restrições ao nível máximo da tensão que se pode aplicar nas entradas. Estas, não devem ultrapassar o valor da alimentação positiva subtraído de 1,5V.

A utilização do *buffer* diminui a probabilidade de ocorrência de erros de *offset* nas medidas, aumenta a impedância de entrada que passa a ser de 10 GΩ mas aumenta o consumo do circuito.

Impedância de entrada

A impedância de entrada deste conversor depende da utilização, ou não, do *buffer* de entrada. Caso este seja usado, a impedância de entrada é de $10\text{G}\Omega$. Com o *buffer* desligado, a impedância de entrada é dada pela equação (5.1).

$$R_{in} = \left(\frac{1 * 10^6}{f_{ACLK}} \right) \left(\frac{5 * 10^6}{PGA} \right) \quad (5.1)$$

onde f_{ACLK} representa a frequência de relógio e PGA é o valor escolhido para o bloco de ganho programável. A figura (5.8) mostra a estrutura de entrada do conversor.

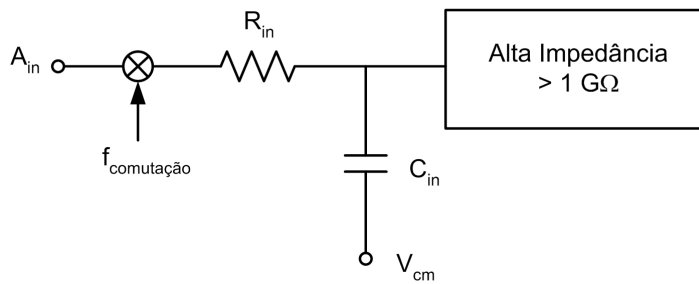


Figura 5.8 - Estrutura de entrada

Bloco de ganho programável

Este bloco permite o controlo do ganho que pode ser configurado para 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 ou 128. Esta funcionalidade permite a adaptação da gama de variação do sinal de entrada à gama permitida na entrada do conversor de modo a aproveitar, ao máximo, as capacidades do conversor e aumentar a resolução das medidas efectuadas.

Existe, ainda, outra forma de aumentar o ganho do conversor que consiste em diminuir a tensão de referência. No entanto, esta abordagem está limitada por questões de ruído dado que este passa a ser uma parte considerável na amostra.

Modulador

Os conversores com arquitectura do tipo $\Sigma - \Delta$ usam uma frequência de amostragem muito superior à determinada pelo critério de Nyquist. O

MSC1210Y5 utiliza um modulador do tipo $\Sigma - \Delta$ de segunda ordem com um sinal de relógio que é derivado do oscilador externo e a sua frequência é dada pela equação (5.2)

$$F_s = \frac{\frac{F_{osc}}{ACLK+1}}{64} \quad (5.2)$$

onde F_{osc} é a frequência do oscilador, $ACLK$ é o valor escrito no registo com o mesmo nome.

A frequência F_s não representa a taxa de saída das leituras do conversor. Esta é calculada dividindo o valor de F_s pelo valor do registo DECIMATION. Basicamente, este valor determina que do total das amostras, apenas uma em cada conjunto de N será aproveitada.

Filtro Digital

A saída do modulador $\Sigma - \Delta$ de segunda ordem é aplicada na entrada de um filtro digital que pode ser seleccionado, tal como mostra a figura (5.9). As respostas dos filtros estão ilustradas nas figuras (5.10a), (5.10b) e (5.10c). A selecção de um filtro particular está, normalmente, associada a um compromisso entre velocidade e nível de ruído.

A resposta de cada filtro pode ser alterada em função da taxa de saída das conversões. Esta propriedade permite que o filtro seja usado para atenuar, de forma muito acentuada, frequências bem determinadas. Pode ser usada, por exemplo, para atenuar o efeito da frequência da rede bastando, para isso, escolher uma taxa de saída dos dados igual a 50 Hz. A taxa de saída escolhida deve, no entanto, ser pelo menos duas vezes superior à máxima frequência do sinal a ser digitalizado.

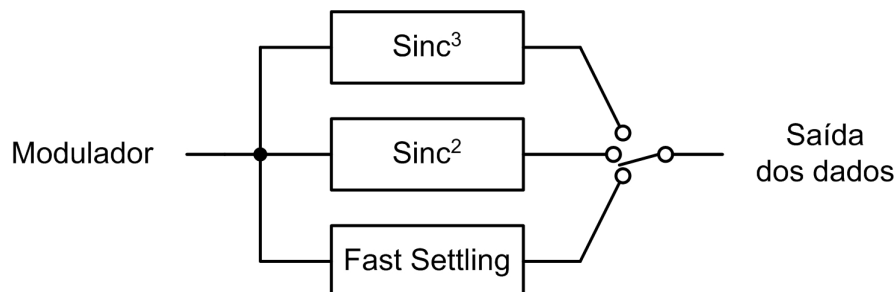


Figura 5.9 - Selecção do filtro digital

Como o conversor permite a selecção de 8 canais de entrada é necessário ter alguns cuidados na utilização do filtro digital. Sempre que se muda de canal é necessário esperar um determinado tempo até que as conversões sejam válidas. Esse tempo depende do filtro seleccionado. A tabela (5.1) mostra o número de conversões que devem ser descartadas até obter um resultado válido.

Quando o conversor é usado para digitalizar vários canais é preciso ter em conta o tempo de estabelecimento do filtro na determinação da taxa de saída dos dados.

Tabela 5.1 - Tempo de estabelecimento do filtro digital

Filtro	Tempo (nº de ciclos)
<i>SINC</i> ³	3
<i>SINC</i> ²	2
<i>FAST</i>	1

Referência de tensão

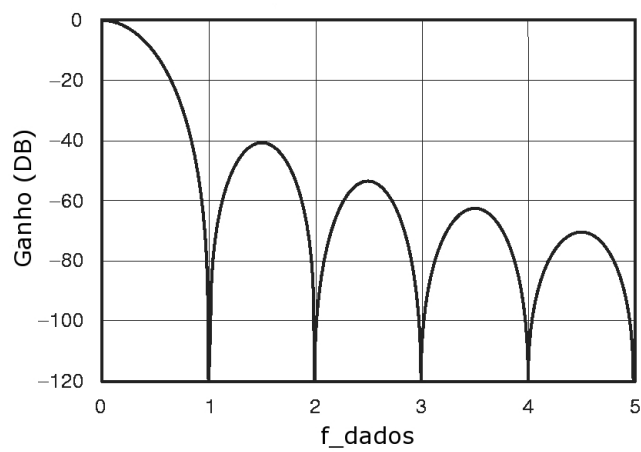
A conversão A/D necessita de uma referência de tensão que, no caso do MSC1210Y5, pode ser interna ou externa. A configuração pré-definida usa uma referência interna de 2.5V mas pode ser alterada para uma referência interna de 1.25V ou, alternativamente, para uma referência externa. Quando é usada uma referência externa, a tensão de referência é diferencial, o que permite efectuar medidas relativas de uma forma simples.

Bloco de soma e deslocamento

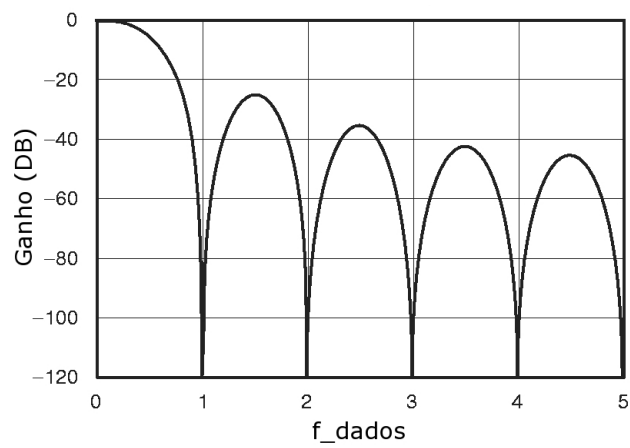
Este bloco pode ser usado para efectuar operações relacionadas com conversões A/D como, por exemplo, médias de amostras. Este bloco só está activo quando o conversor A/D está ligado.

Basicamente, o bloco de soma e deslocamento consiste num registo de 32 bits que é dividido em quatro registos de 8 bits e permite as seguintes operações:

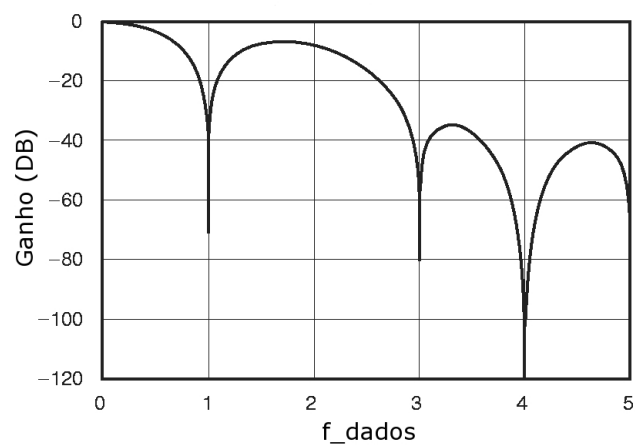
- Soma manual - os valores escritos no registo são adicionados ao seu valor actual.
- Soma automática - um número determinado de resultados do conversor A/D são somados ao valor actual do registo.



a - Filtro do tipo Sync3



b - Filtro do tipo Sync2



c - Filtro do tipo Fast settling

Figura 5.10 - Resposta do filtro digital

- Divisão manual - o valor actual do registo é dividido por um valor especificado.
- Soma e divisão automáticas - um determinado número de resultados do conversor A/D são acumulados no registo e divididos por um valor determinado.

Interrupções

O conversor A/D pode gerar interrupções e estas podem ser usadas para diminuir o consumo do MSC1210Y5. É possível colocar o circuito no modo *power-down* estando, no entanto, o conversor A/D a funcionar. Quando o A/D gerar uma interrupção, o MSC1210Y5 sai do modo *power-down*, executa a rotina de interrupção e, depois, continua a execução do programa.

Calibração do conversor

A calibração de um conversor, ou sistema de medida, é um instrumento que permite a redução dos erros lineares, ou seja, os erros de *offset* e de ganho.

O MSC1210Y5 permite que a calibração do conversor seja realizada de várias formas. A forma mais simples de calibração consiste em efectuar uma autocalibração que pode incidir sobre o erro de ganho, *offset* ou ambos.

Alternativamente, é possível fazer a calibração recorrendo a sinais externos aplicados ao conversor. Para a calibração do *offset*, é necessário aplicar o mesmo sinal tanto na entrada positiva como na negativa, ou seja, a diferença entre as duas tensões deve ser nula. Depois, o conversor calcula um valor que anulará o *offset*. Para a calibração do ganho, é necessário aplicar um sinal diferencial positivo entre as entradas com uma amplitude igual ao valor de fim de escala do conversor e este vai calcular um valor para anular o erro de ganho.

A calibração deve ser feita sempre que o sistema arranca e quando há alteração da temperatura ou do valor estipulado para o bloco de ganho programável.

5.7 Fontes de alimentação

A figura (5.11) ilustra a topologia escolhida para obter as tensões necessárias ao funcionamento do sistema de medida. Como se pode observar na

figura (5.11), existem quatro níveis de tensão diferentes. Essas tensões são: +5, +/- 15 e +110V.

Para obter as tensões referidas, a tensão da rede é aplicada a um transformador abaixador com dois secundários. Cada uma destas tensões é rectificada e, depois, aplicada a um regulador do tipo L200 cuja tensão de saída é programada para se ajustar à entrada do regulador seguinte. As tensões de saída dos reguladores L200 são aplicadas na entrada de outros reguladores para obter as tensões de alimentação para a electrónica de controlo. Esta estratégia permite a diminuição do efeito da frequência da rede nas tensões de alimentação e, consequentemente, na qualidade das medidas.

Para além de ser usada para gerar a alimentação da electrónica de controlo, uma das tensões rectificadas é usada como entrada de um conversor DC/DC do tipo *step-up* para obter, na saída, a tensão de 100V que será usada para alimentar o actuador piezoeléctrico.

Este conversor funciona com uma frequência de comutação na ordem dos 100 KHz e este valor foi escolhido de modo a ser bastante superior à frequência de ressonância do actuador para que a ondulação, ou *ripple*, da tensão de saída do conversor não afecte o seu funcionamento.

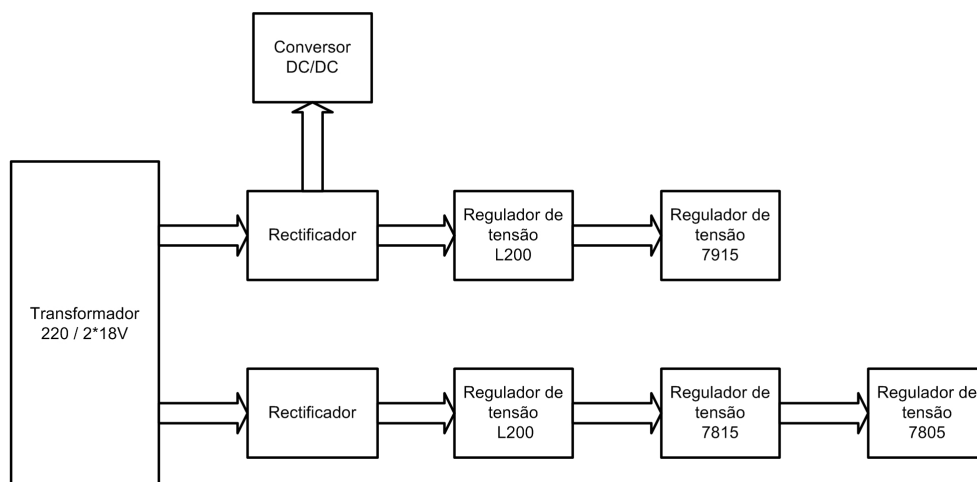


Figura 5.11 - Alimentação do sistema de medida

Alimentação do actuador

O actuador piezoeléctrico utilizado admite, na sua entrada, uma tensão que varia entre -20 e 100V. Por isso, foi necessário gerar uma tensão contínua ligeiramente superior a 100V e a opção para a sua realização recaiu sobre um conversor DC/DC, do tipo *step-up*, que eleva a tensão de entrada do conversor para 110V.

A figura (5.12) mostra um esquema do conversor DC/DC implementado.

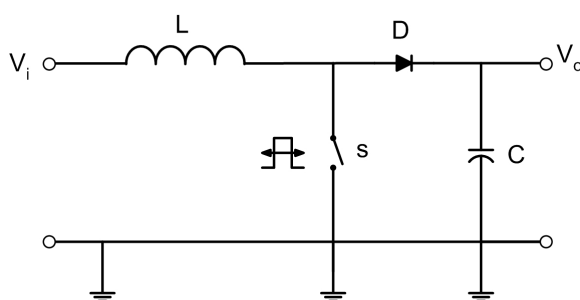


Figura 5.12 - Conversor DC/DC

A tensão de saída deste circuito é controlada através da variação da largura dos impulsos que comandam o interruptor. Neste caso particular, esse controlo é realizado por um circuito, o MAX668, que recebe um sinal proporcional à tensão de saída e faz variar a largura dos impulsos aplicados ao interruptor.

O dispositivo MAX668 exige alguns cuidados na selecção do interruptor, neste caso um *Mosfet*, usado no conversor DC/DC para que este possa ser directamente comandado a partir do MAX668. Mais concretamente, o *Mosfet* escolhido deve garantir a comutação com uma tensão de *gate* de 5V e o seu consumo de corrente, à frequência de comutação, deve estar dentro dos limites impostos pelo MAX668.

Alimentação do sistema de condicionamento dos sensores

Como a alimentação para a electrónica do sistema de condicionamento é obtida a partir da tensão da rede foi prestada especial atenção à diminuição do efeito da frequência da rede nas tensões contínuas geradas.

A estratégia consistiu em efectuar uma dupla regulação das tensões. Primeiro, a tensão rectificada de cada um dos secundários do transformador foi

fornecida a um regulador do tipo L200. As saídas correspondentes foram programadas para se adequarem à entrada do regulador seguinte. No caso da tensão de 5 V, existe um regulador adicional que recebe uma tensão regulada de 15 V e fornece, na saída, a tensão de 5 V.

5.8 Condicionamento de sinal

A interacção entre a placa de supervisão e controlo e os transdutores é feita através de outra placa desenvolvida para realizar o condicionamento de sinal necessário para os transdutores.

5.8.1 Condicionamento do sensor capacitivo

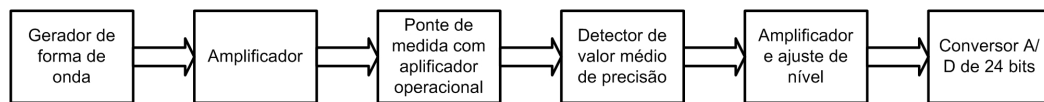


Figura 5.13 - Diagrama de blocos do condicionamento de sinal para o sensor capacitivo

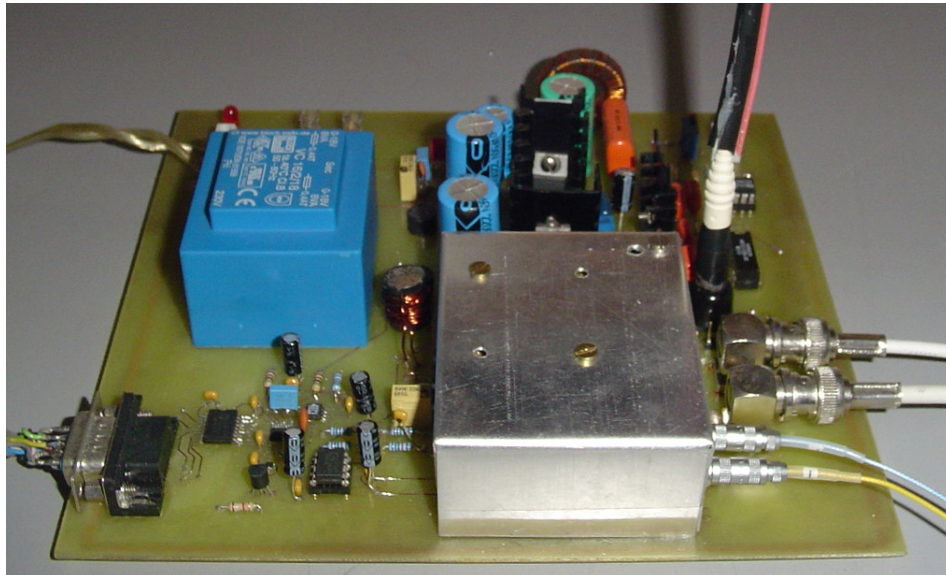


Figura 5.14 - Placa de condicionamento de sinal

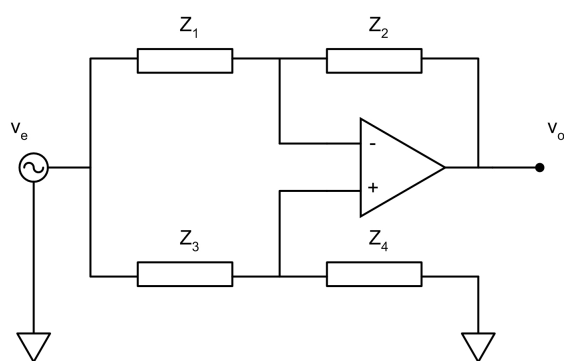


Figura 5.15 - Ponte de medida com amplificador operacional - configuração genérica

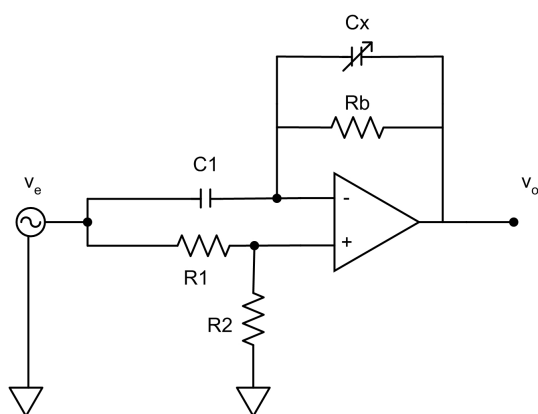


Figura 5.16 - Ponte de medida com amplificador operacional para o sensor capacitivo

A figura (5.13) mostra um diagrama de blocos que descreve o condicionamento de sinal e a figura (5.14) mostra a sua implementação.

O circuito de condicionamento do sensor capacitivo consiste numa ponte de medida com amplificador operacional, ilustrada na figura (5.15), que, dada a natureza do sensor usado, necessita de uma fonte de tensão alternada. Esta tensão é retirada de um circuito gerador de formas de onda, neste caso um ICL8038, que produz uma tensão sinusoidal com uma frequência que pode ser ajustada através da escolha de alguns componentes passivos.

A tensão gerada é aplicada na entrada de um amplificador do tipo não inversor para permitir o ajuste da sua amplitude sendo, seguidamente, aplicada na entrada da ponte de medida. O sinal de saída da ponte é fornecido a um detector de valor médio após rectificação para passar a informação contida na amplitude do sinal sinusoidal para um sinal contínuo de modo a que,

posteriormente, este seja fornecido a um circuito que vai ajustar a gama de variação do sinal para que esta seja adequada à gama de entrada do conversor A/D.

O circuito da figura (5.15) tem um funcionamento equivalente ao de uma ponte de medida e, por isso, preserva as vantagens associadas a estes circuitos como o cancelamento de interferências e as medidas relativas. Adicionalmente, os componentes usados nestas montagens podem ser dispostos de forma a que a saída da ponte de medida seja linear.

Para o sensor de deslocamento capacitivo, em que o parâmetro que varia é a distância entre as placas do condensador, o circuito da figura (5.15) apresenta uma saída linear se o sensor for colocado em Z_2 . A impedância Z_1 é um condensador fixo e as restantes, Z_3 e Z_4 podem ser resistências.

A figura (5.16) ilustra a montagem usada na medida de deslocamento. A resistência que surge em paralelo com o sensor é usada para garantir as correntes de polarização para o amplificador operacional.

A tensão de saída desta montagem é dada pela equação (5.3) onde v_0 representa a tensão de saída da ponte de medida e v_e a tensão de entrada.

$$v_0 = \frac{Z_3/Z_4 - Z_2/Z_1}{1 + Z_4/Z_3} v_e \quad (5.3)$$

Substituindo, na equação (5.3), as impedâncias genéricas $Z_1...Z_4$ pelas respectivas expressões resulta a equação (5.4) que relaciona a tensão de saída da ponte, v_0 , com a distância entre as placas do condensador, d .

$$v_0 = k_1 - k_2 d \quad (5.4)$$

As constantes k_1 e k_2 são definidas como:

$$k_1 = \frac{R_4/R_3}{1 + R_4/R_3} v_e$$

$$k_2 = \frac{C_1/(\epsilon_0 A)}{1 + R_4/R_3} v_e$$

A equação (5.4) mostra que o circuito de condicionamento proposto tem um comportamento linear, ou seja, a tensão de saída é proporcional à distância entre as placas que compõe o sensor capacitivo. Além disso, a saída não depende da frequência da tensão de alimentação da ponte.

A equação (5.4) é válida quando se assume que o sensor tem o comportamento de um condensador de placas paralelas ideal. Para além disso, na dedução da expressão é desprezado o efeito da resistência de polarização do amplificador operacional.

Considerando a resistência de polarização, e tendo em conta o princípio da sobreposição, o seu efeito traduz-se num *offset* na tensão de saída da ponte de medida. No entanto, este erro pode ser corrigido facilmente.

A equação (5.4) ilustra também a dependência da resposta do circuito face à tensão de alimentação da ponte. Por isso, a sua amplitude deve ser muito estável de modo a evitar variações da tensão de saída devidas a flutuações na amplitude da tensão de alimentação.

Como a alimentação da ponte de medida é alternada, são necessários cuidados adicionais na selecção do amplificador operacional. Este deve ter uma largura de banda suficiente para que, à frequência de trabalho, a assunção de que o operacional se comporta de forma ideal seja válida.

5.8.2 Condicionamento do sinal do fotodíodo

A tensão de saída do sistema de condicionamento do fotodíodo, que permite determinar o ponto de medida da deformação aplicada ao FBG receptor, é retirada da saída de um amplificador de transimpedância que converte a luz recebida pelo fotodíodo numa tensão correspondente. Esta tensão é, seguidamente, digitalizada pelo conversor A/D da placa de controlo para ser usada na determinação da situação de equilíbrio entre os dois FBGs.

5.9 Controlo do actuador

O controlo do actuador foi pensado tendo em conta a hipótese de implementação de um controlador para que o sistema de interrogação fosse capaz de seguir, permanentemente, a deformação aplicada a um sensor de fibra óptica. Nesta linha, optou-se por uma solução que permitisse a integração de um controlador digital, o que resultou numa topologia que permite controlar a tensão aplicada ao actuador a partir da tensão de saída de um conversor D/A. Desta forma, será possível implementar um controlador digital que terá como entrada informação acerca do equilíbrio entre os dois FBGs do filtro ajustável e cuja saída irá determinar o valor a enviar para o conversor D/A. Este valor será

convertido numa tensão que, seguidamente, vai determinar a tensão aplicada ao actuador piezoeléctrico.

O controlo da tensão do actuador, através da tensão de saída do conversor D/A, é feita de forma indirecta. A tensão do conversor é aplicada a um acoplador óptico cuja corrente de saída será convertida numa tensão que é aplicada na *gate* do *Mosfet* de saída. A tensão da *gate* determina a corrente que passa no semiconductor que, por sua vez, controla a tensão aplicada ao actuador.

5.10 Resumo do capítulo

Tendo como objectivo a integração num sistema de interrogação para sensores de fibra óptica, baseados em redes de Bragg, foi desenvolvida uma plataforma de micro-actuação de elevada precisão. Ela incorpora um sub-sistema de actuação e outro de medida de deslocamento usados para aplicar uma deformação controlada a um FBG e medir a alteração das suas dimensões, respectivamente.

O controlo das funções de actuação e medida de deslocamento foi realizado por um dispositivo, o MSC1210Y5, que, para além de um microcontrolador da família 8051, inclui um conversor A/D de 24 bits interno.

Relativamente às tensões de alimentação houve o cuidado de limitar a sua influência na qualidade das medidas. No caso do actuador em que a tensão é obtida de um conversor DC/DC, a frequência de comutação foi escolhida de forma a ser bastante superior à frequência de ressonância do actuador de modo a não limitar a precisão do seu posicionamento.

Do lado da tensão de alimentação dos circuitos de condicionamento dos sinais dos sensores procurou-se reduzir a influência da frequência da rede através de dupla regulação.

Esta plataforma de micro-actuação possui as funcionalidades necessárias à implementação de um filtro ajustável.

Capítulo 6

Resultados experimentais

Para avaliar o sistema de medida desenvolvido foram realizados vários ensaios com vista à caracterização do sistema e à verificação da aplicabilidade do método de medida escolhido.

Numa primeira fase, efectuou-se a calibração do sistema de medida de deslocamento para avaliar a qualidade das medidas obtidas a partir do sensor capacitivo. Depois desta estar garantida, avaliou-se a qualidade do posicionamento permitida pelo sistema de actuação.

Finalmente, para avaliar a viabilidade do método de medida proposto, foram realizados ensaios cujo objectivo era validar a detecção do ponto de equilíbrio entre os dois FBGs, uma vez que, a garantia de que ambos estão a reflectir o mesmo comprimento de onda é fundamental para o correcto funcionamento do método de medida.

6.1 Método de calibração do sistema de medida de deslocamento

A ordem de grandeza dos deslocamentos que se pretende medir com o sensor capacitivo coloca, desde logo, um problema que consiste em efectuar a sua calibração. O máximo deslocamento que o actuador pode efectuar, que é igual ao que o sensor capacitivo irá medir, é de $45\text{ }\mu\text{m}$. A ordem de grandeza desta distância, conjugada com as restrições de espaço colocadas pela forma como os componentes estão montados na estrutura de suporte, dificulta muito a calibração do sistema de medida de deslocamento.

As referidas questões mecânicas e a necessidade de uma precisão elevada

levaram a que a calibração do sistema fosse efectuada recorrendo a técnicas de interferometria, mais concretamente, usando um interferómetro de Michelson.

6.1.1 Interferómetro de Michelson

As figuras (6.1) e (6.2) mostram o esquema do interferómetro usado para a calibração do sistema de medida de deslocamento e a sua implementação, respectivamente.

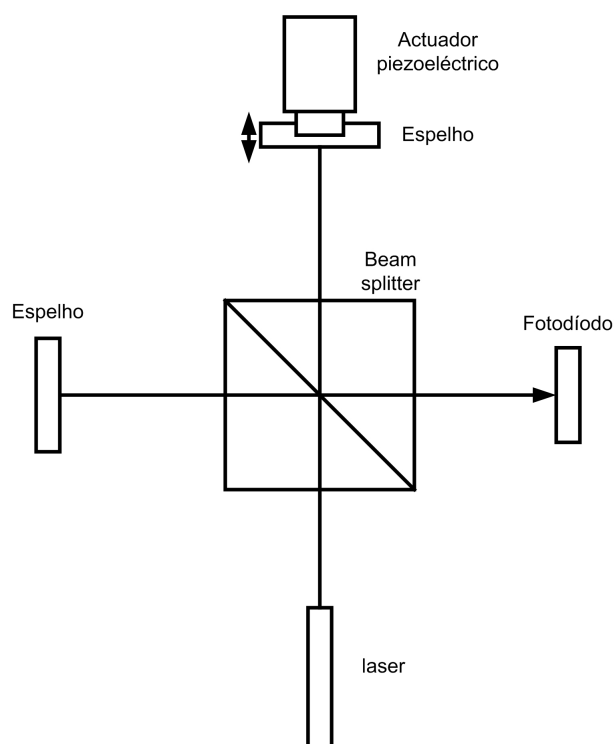


Figura 6.1 - Esquema do Interferómetro de Michelson

Os elementos do interferómetro foram montados sobre uma mesa óptica para obter a melhor estabilidade possível. A fonte de luz usada foi um *laser* com um comprimento de onda de 633 nm.

Princípio de funcionamento do interferómetro

Como se pode observar na figura (6.1), o interferómetro é constituído por um *laser*, um *beam splitter*, um fotodíodo e dois espelhos, um móvel e outro fixo.

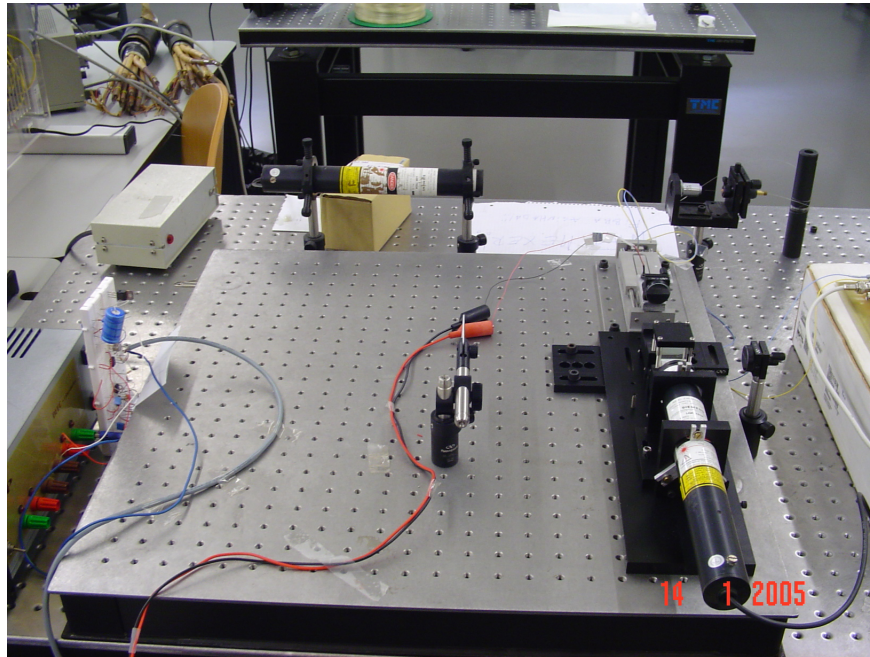


Figura 6.2 - Interferómetro de Michelson

O princípio de funcionamento deste interferómetro consiste na análise do padrão de interferência criado por dois feixes de luz que percorrem caminhos diferentes. A luz proveniente do *laser* é dividida no *beam splitter* e cada um dos feixes resultantes percorre um caminho diferente. Depois de reflectidos pelos respectivos espelhos, os feixes passam novamente no *beam splitter* e haverá lugar a interferência entre os dois. O resultado, ou seja, o padrão de interferência criado é medido pelo fotodíodo.

Para que o interferómetro funcione correctamente, a distância entre os espelhos e o *beam splitter* deve ser pequena, quando comparada com o comprimento de coerência do laser usado. Desta forma, existe interferência entre os dois feixes de luz e forma-se o padrão de interferência que é medido pelo fotodíodo.

No caso do interferómetro ilustrado na figura (6.1), como um dos espelhos é fixo, o padrão de interferência permite a determinação do deslocamento efectuado pelo único espelho que se move.

O espelho móvel desloca-se, de forma solidária, com o movimento do actuador piezoeléctrico que faz deslocar a placa móvel do sensor capacitivo. Desta forma, os elementos móveis, espelho e placa do condensador, sofrem o mesmo deslocamento. É este comportamento que permitirá determinar, posteriormente, a curva de calibração do sistema de medida de deslocamento baseado em

sensor capacitivo.

Estabilidade do interferómetro

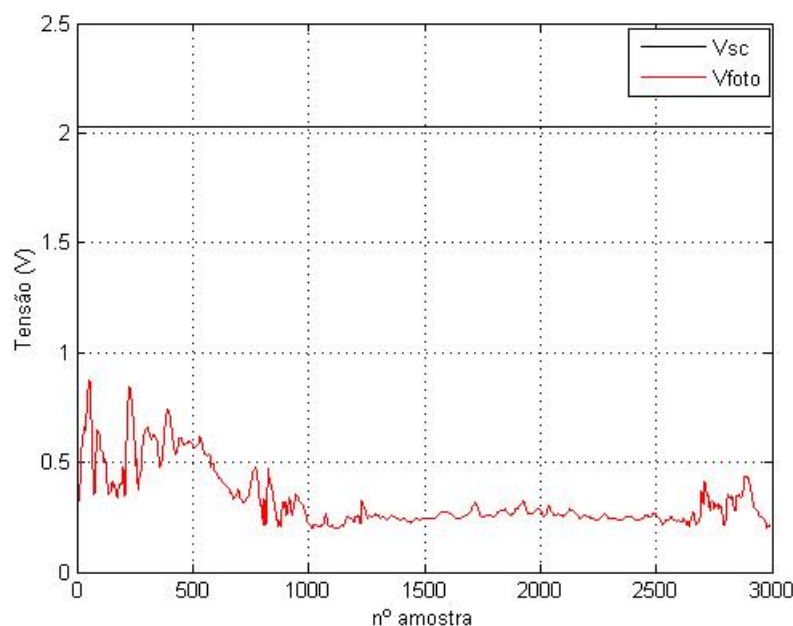
A figura (6.3) mostra a estabilidade do interferómetro usado para calibrar o sistema de medida baseado no sensor capacitivo. A taxa de aquisição usada durante este ensaio foi de 5 HZ.

A tensão de saída do fotodíodo do interferómetro, que é proporcional à luz recebida, mostra que o sistema se manteve estável durante o tempo de aquisição das medidas. As variações observadas nas partes inicial e final do ensaio são devidas a perturbações causadas no ambiente de medida, nomeadamente, pela saída da sala onde foi realizado o ensaio após o seu início e, no final, pelo regresso e paragem do sistema de aquisição.

Atendendo à amplitude dos movimentos que se quer medir, torna-se absolutamente necessário garantir a estabilidade do ambiente de medida. Qualquer perturbação, por muito insignificante que possa parecer, causará uma alteração na medida do interferómetro. Por exemplo, qualquer deslocação de ar na zona dos caminhos ópticos ou mesmo o efeito do calor corporal de uma pessoa que se aproxime do interferómetro, qualquer ruído que se propaga no edifício onde estão a ser realizadas as medidas causará uma variação na tensão de saída do fotodíodo indicando um deslocamento que, de facto, não existiu.

Assim, dada a enorme sensibilidade do interferómetro a alterações no ambiente de medida optou-se por realizar os ensaios, para determinação da sensibilidade do sistema capacitivo, em alturas onde a probabilidade de ocorrência de interferências externas é menor, ou seja, à noite.

Além da tensão de saída do fotodíodo, a figura (6.3) mostra a tensão de saída do sistema de condicionamento do sensor capacitivo. Como se pode observar, esta tensão mantém-se constante indicando, também, que não existiu movimento durante este ensaio.

**Figura 6.3** - Estabilidade do interferómetro

6.2 Determinação da curva de calibração e da sensibilidade do sistema de medida capacitivo

Depois de garantida a estabilidade do interferómetro que foi usado na determinação da curva de calibração do sistema de medida com sensor capacitivo, efectuaram-se os ensaios para a sua determinação. Os ensaios consistiram na aplicação, através de uma fonte regulável (Philips PM2832), de uma tensão em rampa ao actuador piezoeléctrico de modo a que o seu movimento fizesse variar a posição relativa das placas do sensor capacitivo. Durante o ensaio foram registados os valores da tensão de saída do interferómetro e do sistema de condicionamento dos sensores capacitivos.

A figura (6.4) mostra a tensão de saída do fotodíodo do interferómetro e a do sistema de medida de deslocamento com sensor capacitivo.

No caso do interferómetro, a variação sinusoidal do sinal do fotodíodo mostra o deslocamento do espelho móvel, acoplado à estrutura movida pelo actuador piezoeléctrico, quando o actuador se expande. O sinal sinusoidal, medido no interferómetro, permite determinar a amplitude do movimento efectuado dado que cada período deste sinal corresponde a um deslocamento

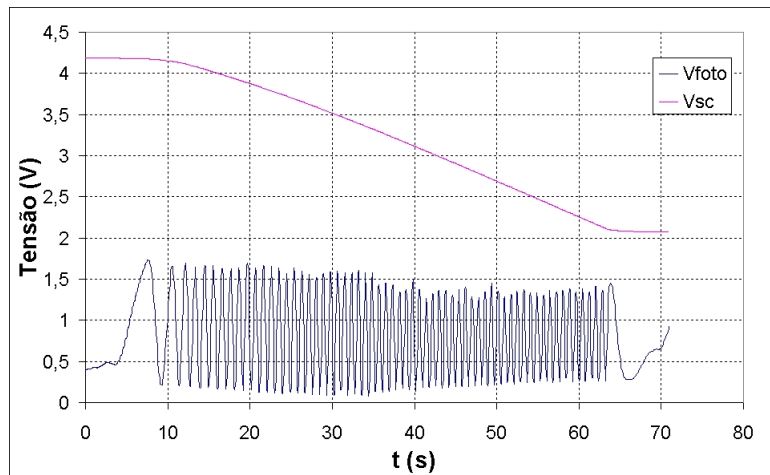


Figura 6.4 - Ensaio de sensibilidade

efectuado pelo espelho de $\frac{1}{2}\lambda$ onde λ representa comprimento de onda do laser utilizado no interferómetro que, neste caso, era de 633 nm.

6.2.1 Calibração do sistema de medida de deslocamento

A curva de calibração do sistema de medida de deslocamentos foi obtida registando os valores da tensão de saída do sensor capacitivo e calculando o deslocamento efectuado a partir da informação dada pelo interferómetro. Na figura (6.5), que mostra os resultados obtidos para o sensor capacitivo, verifica-se que o primeiro ponto da curva de calibração tem como abcissa a distância de 25 μm . Este valor é estimado dado que não foi possível a sua confirmação experimental devido às restrições impostas pelas dimensões e pelo arranjo mecânico da estrutura onde foi montado o sensor capacitivo.

No entanto, como o objectivo da medida de deslocamento é determinar a deformação aplicada a um sensor de fibra óptica, não é relevante a distância inicial mas sim o desvio face a esse valor. Esse desvio é medido, com precisão elevada, pelo interferómetro durante o ensaio de calibração.

Para avaliar a repetibilidade das medidas geradas pelo sensor capacitivo foram realizados diversos ensaios semelhantes. Os resultados são apresentados na figura (6.6) que mostra que o sensor produz, nos sucessivos ensaios, medidas muito próximas.

Analisando, com mais cuidado, a figura (6.5) nota-se que a resposta não é linear, o que indica que a sensibilidade não se mantém constante ao longo

da gama de medida do sensor. Por isso, foram efectuados cálculos para a determinação da sensibilidade do sensor.

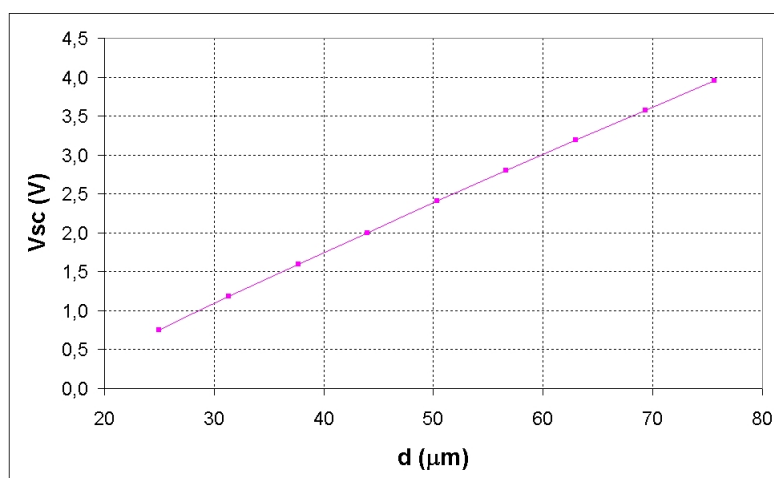


Figura 6.5 - Curva de calibração

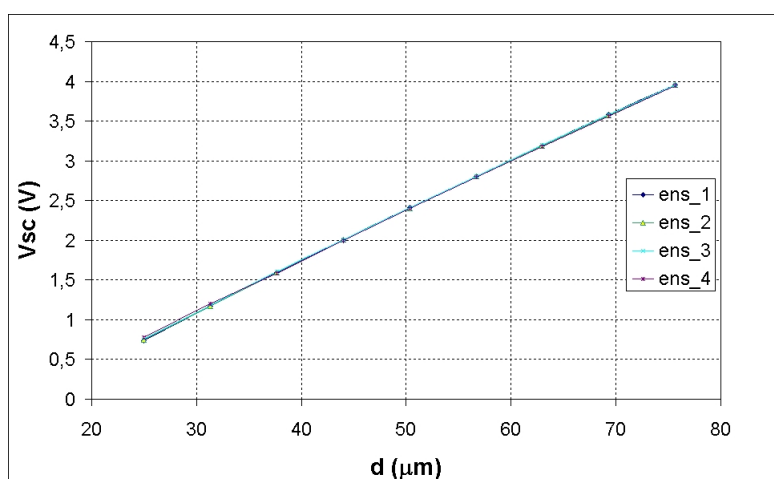


Figura 6.6 - Curva de calibração - repetibilidade das medidas

Partindo dos resultados obtidos para a calibração do sistema efectuaram-se cálculos para determinar uma curva que aproximasse, com precisão aceitável, os pontos obtidos nos ensaios de calibração do sistema.

Numa primeira tentativa fez-se interpolação linear, pelo método dos mínimos quadrados, e a curva resultante é apresentada na figura (6.7).

De seguida, procedeu-se de maneira semelhante mas usando um polinómio de 2ª grau para aproximar os pontos obtidos durante a calibração. O resultado

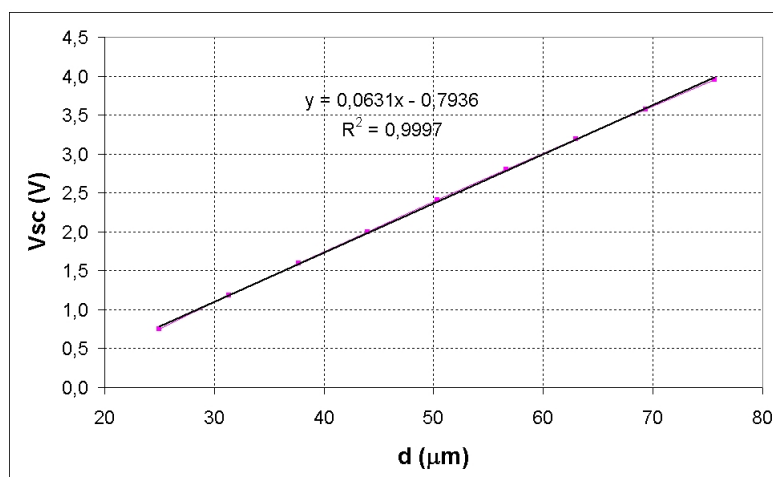


Figura 6.7 - Curva de calibração - interpolação linear

é apresentado na figura (6.8).

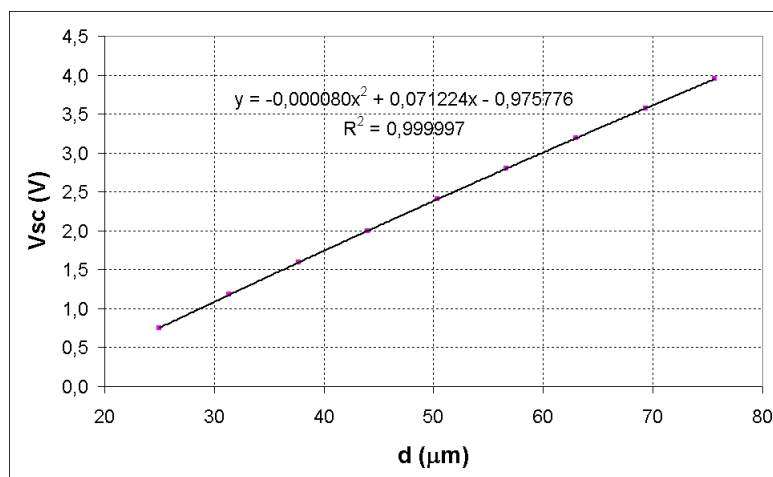


Figura 6.8 - Curva de calibração - aproximação com polinómio de 2ª grau

O passo seguinte consistiu na determinação dos erros cometidos ao usar os valores calculados através da curva de calibração comparando-os com os obtidos experimentalmente. As figuras (6.9) e (6.10) mostram os erros cometidos quando se usam as aproximações de 1ª e 2ª ordem, respectivamente.

Analisando a figura (6.9) verifica-se que os erros cometidos com a aproximação linear são inaceitáveis face à precisão pretendida para o sistema de medida. Comparando com os erros cometidos quando se recorre à aproximação com polinómio de 2ª grau conclui-se que esta aproximação reduz muito os

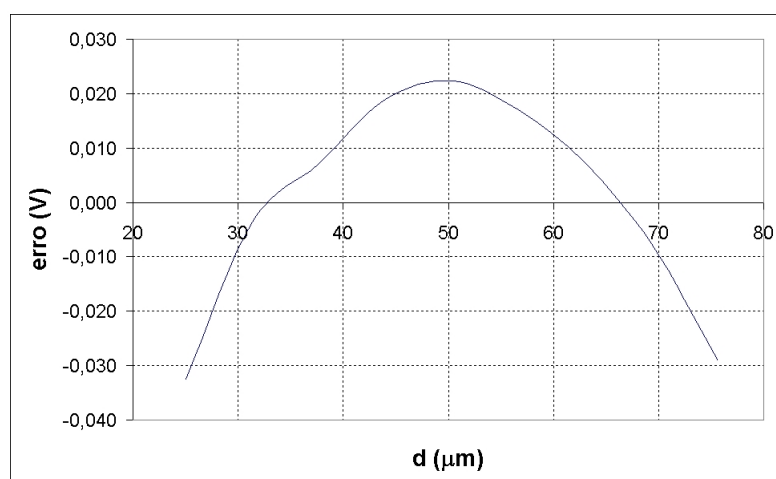


Figura 6.9 - Erro absoluto com interpolação linear

erros cometidos como mostra a figura (6.10).

Da análise anterior resulta que, no tratamento dos dados experimentais, a conversão da tensão de saída do sistema de medida de deslocamento em distância percorrida será feita à custa da curva de calibração obtida com a aproximação por polinómio de 2º grau, ou seja, a partir da equação (6.1),

$$Y = -0.00008x^2 + 0.071224x - 0.975776 \quad (6.1)$$

onde Y representa a tensão de saída e x a distância percorrida.

6.2.2 Sensibilidade do sistema de medida de deslocamento

A sensibilidade de um sistema de medida é definida como o declive da curva de calibração do sistema, quer seja constante ou não, ao longo da sua gama de medida.

Assim, partindo da curva de calibração obtida atrás, com aproximação de segunda ordem, obtém-se a curva de sensibilidade do sistema de medida de deslocamento que é dada por:

$$Y = -0.00016x + 0.071224 \quad (6.2)$$

A equação 6.2 mostra que a sensibilidade do sistema de medida de deslocamento não se mantém constante ao longo da sua gama de medida. Este

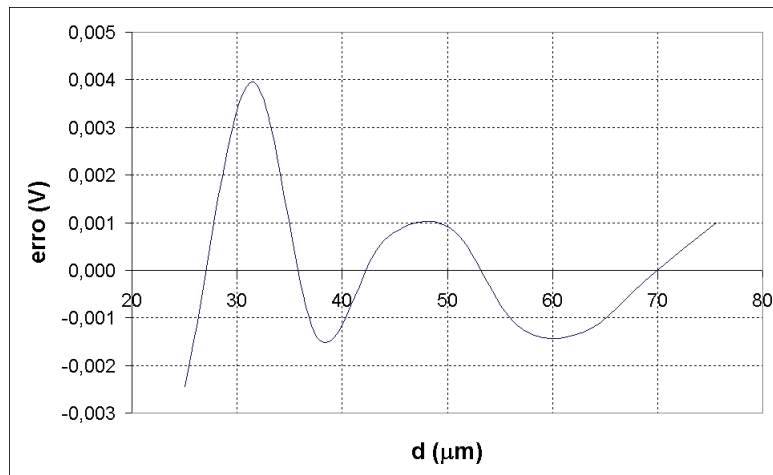


Figura 6.10 - Erro absoluto com aproximação com polinómio de 2ª grau

resultado, embora esperado tendo em conta a curva de calibração obtida, contraria o resultado esperado para um condensador de placas paralelas ideal com o condicionamento de sinal descrito no capítulo 5. Com as características do condicionamento de sinal usado, a sensibilidade do sistema de medida de deslocamento deveria ser constante.

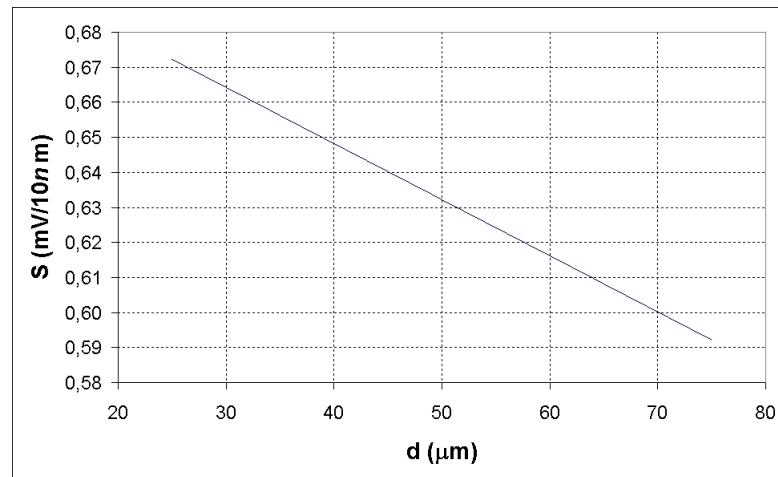
Este comportamento do sistema de medida é justificado pelo deficiente paralelismo entre as duas placas que compõe o sensor capacitivo. Como já foi exposto no capítulo 4, um pequeno desvio no paralelismo entre as placas provoca uma variação considerável na capacidade do sensor relativamente à que seria de esperar para um condensador de placas paralelas ideal.

Foi impossível eliminar o desvio no paralelismo entre as placas devido às dimensões mecânicas envolvidas no sistema de medida de deslocamento e às características da estrutura metálica onde o sensor está montado.

A figura 6.11 mostra a sensibilidade do sistema assumindo que a curva de calibração é a dada pela equação 6.1.

6.2.3 Estabilidade das medidas do sensor capacitivo

A figura (6.12) mostra a posição dada pelo sistema de medida de deslocamento com sensor capacitivo quando o actuador piezoeléctrico está alimentado por uma tensão constante de 20V. Como se pode observar, a variação de posição situa-se numa gama inferior a 20 μm o que corresponde, tendo em conta um comprimento da porção de fibra a deformar de 15 mm, a uma deformação de

**Figura 6.11** - Curva de sensibilidade

$1,33\mu\epsilon$.

No entanto, as variações apresentadas não se devem a movimento do actuador pois este estava alimentado com uma tensão fixa. Assim, as flutuações na medida da posição são provocadas pela variação da temperatura junto do sistema de medida. Como a superfície activa do sensor é em alumínio, uma alteração da temperatura provoca uma variação da área do sensor e, consequentemente, da sua capacidade resultando num movimento aparente na saída do sistema de medida de deslocamento.

Este comportamento do sistema de medida mostra que a temperatura afecta significativamente o seu desempenho e, por isso, deve ser considerada. Uma possível solução para minorar os efeitos da temperatura consiste em manter toda a estrutura que implementa o filtro ajustável num ambiente de temperatura controlada. Esta abordagem permite, para além de reduzir a influência da temperatura no sensor capacitivo, diminuir o seu efeito no FBG que é usado como filtro ao nível da variação do comprimento em função da temperatura do FBG.

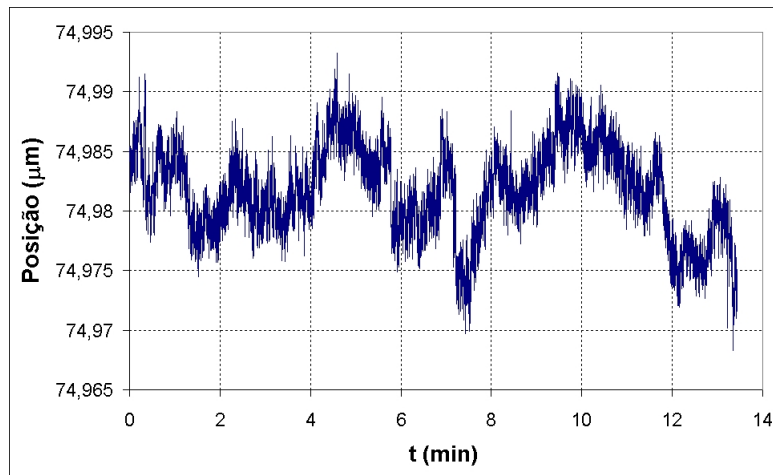


Figura 6.12 - Estabilidade das medidas do sensor capacitivo

6.3 Determinação do ponto de medida de deformação

O esquema de interrogação de sensores de fibra óptica proposto assenta no princípio da balança, ou seja, na possibilidade de atingir o equilíbrio entre a resposta do sensor e do filtro ajustável. Assim, a determinação do ponto de equilíbrio é um factor determinante para o funcionamento do método proposto.

Usando a implementação do esquema de interrogação, descrita na figura (5.1a), a detecção do ponto de equilíbrio é feita procurando o mínimo da tensão de saída do fotodíodo que recebe o espectro transmitido pelo filtro. A ocorrência deste mínimo de tensão significa que os FBGs, sensor e filtro, estão a reflectir o mesmo comprimento de onda. Desta forma, o sinal que é reflectido pelo sensor é, idealmente, reflectido na totalidade pelo filtro quando os respectivos comprimentos de onda de Bragg apresentarem o mesmo valor.

A figura (6.13) ilustra o modo como é determinado o ponto de equilíbrio entre o sensor e o filtro. No início, os dois FBGs têm comprimentos de onda de Bragg diferentes e, por isso, o sinal reflectido pelo sensor é transmitido, de forma parcial ou total, pelo filtro. A luz que chega ao fotodíodo, que é a luz transmitida pelo filtro, é convertida numa tensão que lhe é proporcional. À medida que se começa o varrimento das cores, ou seja, dos diferentes comprimentos de onda, o filtro passa a reflectir o sinal que chega do sensor diminuindo a luz que atinge o fotodíodo. A tensão de saída vai diminuindo à medida que

os espectros se sobrepõem. Quando o filtro e o sensor estão a reflectir a mesma cor, a tensão apresentada na saída do fotodíodo é mínima. Isto significa que o sinal reflectido pelo sensor sofre uma nova reflexão no filtro e, por isso, não chega ao fotodíodo. Idealmente, a luz que chegaria ao fotodíodo, na situação de equilíbrio, seria nula uma vez que a reflexão no filtro seria total. Como a reflectividade não é de 100%, a tensão de saída não é nula mas apresenta um valor mínimo quando os dois *gratings* estão em equilíbrio.

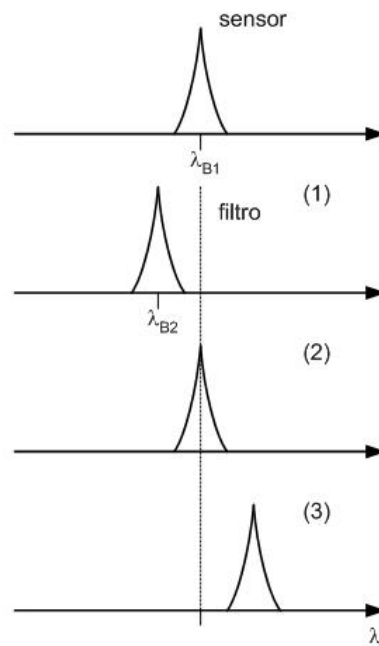


Figura 6.13 - Varrimento das cores para detecção do ponto de medida

A figura (6.14) mostra a tensão de saída do fotodíodo durante a realização de um ensaio para determinar o ponto de equilíbrio entre os dois FBGs. O filtro foi deformado, com o auxílio do actuador piezoeléctrico, de forma a varrer uma gama de comprimentos de onda suficiente para avaliar a interacção entre os dois FBGs, ou seja, para ver se a distinção do ponto de medida é clara. Os FBGs usados têm comprimentos de onda de Bragg próximos dos 810 nm sendo o do sensor ligeiramente superior ao do filtro. As figuras (6.13) e (6.14) permitem relacionar a posição relativa dos comprimentos de onda reflectidos pelos dois FBGs com a tensão de saída do fotodíodo. Podemos distinguir claramente três situações. Na situação inicial, enquanto não é aplicado qualquer esforço mecânico ao filtro, o comprimento de onda de Bragg do filtro é menor do que o do sensor. Neste caso, o sinal de luz reflectido pelo sensor atravessa o filtro

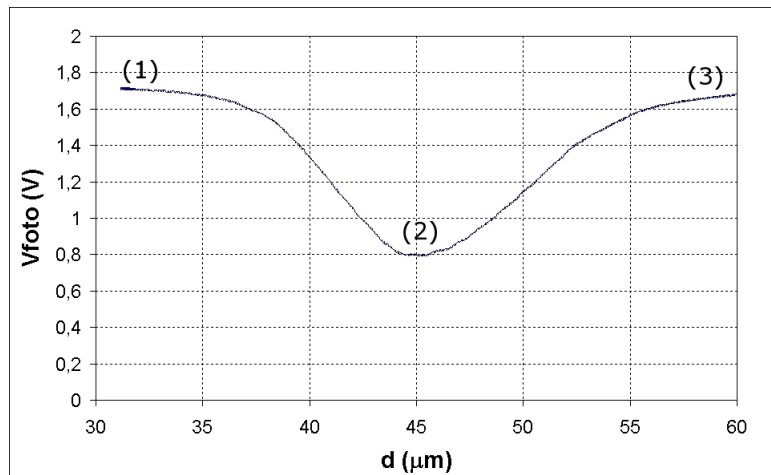


Figura 6.14 - Detecção do ponto de medida - espectro transmitido

e atinge o fotodíodo onde é convertida na tensão correspondente pelo circuito de condicionamento associado. Esta situação é identificada nos gráficos pelo número (1).

À medida que se aumenta o esforço aplicado ao filtro, o comprimento de onda reflectido aumenta aproximando-se da cor que está a ser reflectida pelo sensor. Nesta altura, a tensão de saída do fotodíodo começa a diminuir até que atinge o valor mínimo que resulta do equilíbrio, em termos do comprimento de onda reflectido, entre o sensor e o filtro. A situação de equilíbrio é descrita no gráfico pelo número (2).

Aumentando, ainda mais, o esforço aplicado ao filtro, este passa a reflectir um comprimento de onda maior do que o reflectido pelo sensor. Nesta situação, e à medida que aumenta a diferença entre os comprimentos de onda, a tensão do fotodíodo aumenta novamente até atingir o seu valor máximo que significa que os espectros dos FBGs já não se sobrepõem. Esta situação é identificada pelo número (3).

Observando a figura (6.14), podemos verificar que o nível da tensão de saída do fotodíodo não é exactamente o mesmo no início e no fim do ensaio. Esta resposta mostra que, na situação inicial, já existe uma ligeira sobreposição entre os dois espectros. Este comportamento pode ser evitado separando, um pouco mais, os comprimentos de onda de Bragg Λ_B dos FBGs usados. No entanto, é necessário garantir que a deformação máxima aplicável ao filtro permite varrer todos os comprimentos de onda que o sensor pode reflectir durante o seu

funcionamento.

Usando a implementação do esquema de interrogação, descrita na figura (5.1b), a detecção do ponto de equilíbrio é feita procurando o máximo da tensão de saída do fotodíodo que recebe o espectro reflectido pelo FBG receptor. A figura (6.15) mostra a tensão de saída do fotodíodo quando o filtro executa um varrimento em comprimento de onda.

O varrimento fez-se da seguinte forma. Como o comprimento de onda de Bragg do filtro é menor que o do sensor, aplicou-se deformação ao filtro no sentido de aumenta o comprimento de onda reflectido. Quando o espectro do filtro ultrapassou o do sensor, executou-se o movimento contrário, ou seja, diminuiu-se progressivamente a deformação aplicada até o filtro voltar à sua situação inicial.

Durante o ensaio registou-se a tensão do fotodíodo para determinar o ponto de equilíbrio entre o filtro e o sensor. Esta tensão está representada na figura (6.15) que mostra os máximos de tensão que representam a situação em que o filtro e o sensor estão a reflectir o mesmo comprimento de onda.

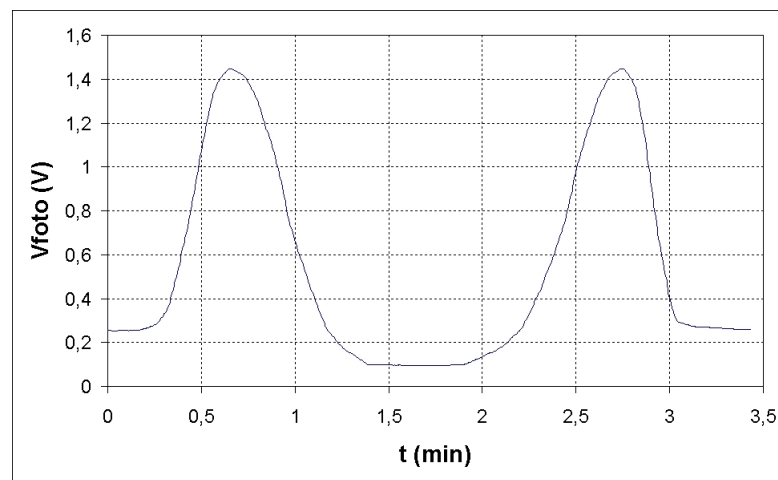


Figura 6.15 - Detecção do ponto de medida - espectro reflectido

Para avaliar a influência do sentido em que é efectuado o varrimento na medida de deformação foi construído um gráfico, apresentado na figura (6.16) com os valores da tensão do fotodíodo em função da posição medida pelo sensor capacitivo.

Observando a figura (6.16), nota-se que o sentido de varrimento não influencia, de forma clara, a detecção do ponto de equilíbrio entre os dois FBGs.

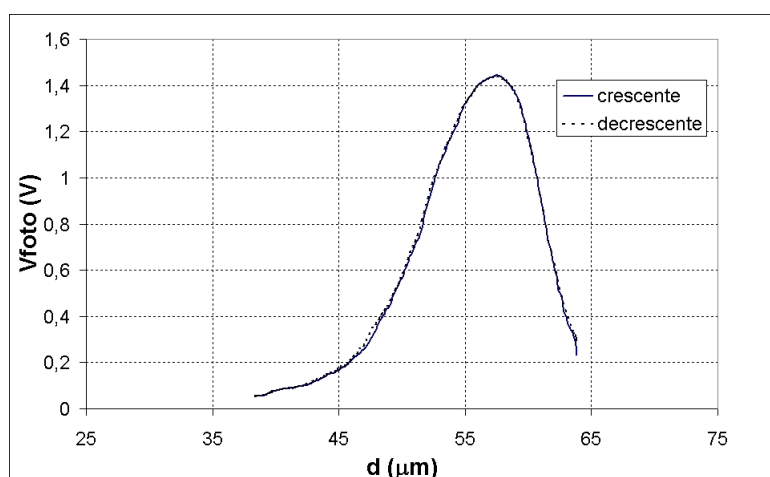


Figura 6.16 - Detecção do ponto de medida - varrimento nos dois sentidos

6.4 Fontes de erro

A curva de sensibilidade obtida para o sensor capacitivo não está de acordo com o resultado esperado que apontava para uma sensibilidade constante ao longo da gama de medida do sensor. Assim, torna-se importante identificar as possíveis fontes de erro que justifiquem o desvio entre o comportamento esperado e o medido.

6.4.1 Capacidade parasita

A capacidade do sensor usado é de 10 pF quando as placas estão colocadas à distância inicial aconselhada pelo fabricante. Dado que é um valor de capacidade bastante baixo é preciso ter cuidado com eventuais capacidades parasita que possam existir e que podem resultar numa diminuição da sensibilidade do sensor.

6.4.2 Temperatura

Para além da influência ao nível do elemento sensor, a temperatura pode provocar erros na medida devido ao coeficiente de expansão térmica dos materiais. Este aspecto é particularmente importante ao nível do sensor capacitivo uma vez que este é fabricado em alumínio.

O efeito da temperatura pode manifestar-se essencialmente em dois aspec-

tos: ao nível da variação da área do condensador e ao nível de alterações da geometria da montagem das placas provocada por diferentes coeficientes de expansão térmica do sensor e do material ao qual ele está fixado.

6.4.3 Humidade

Como o dieléctrico do sensor capacitivo é o ar, qualquer alteração nas suas características leva a uma variação na capacidade do sensor. Por isso, a humidade é um factor que pode introduzir erros na medida de capacidade.

6.5 Resumo do capítulo

Foi desenvolvida uma plataforma de micro-actuação de elevada precisão. A função de actuação é da responsabilidade de um actuador piezoeléctrico sendo a medida do deslocamento realizada através da informação obtida a partir de um sensor de deslocamento capacitivo.

Recordando o objectivo proposto para o trabalho desenvolvido conclui-se que a plataforma é adequada à realização da função proposta.

Devido à ordem de grandeza das medidas a efectuar e à precisão necessária surgiu a necessidade de calibrar o sistema de medida de deslocamento com recurso a interferometria.

A curva de calibração obtida evidenciou uma características do sistema de medida que apresenta uma sensibilidade que não é constante ao longo da gama de medida. Por isso, foram efectuados cálculos, com os valores obtidos experimentalmente, para determinar a curva de sensibilidade do sistema de medida de deslocamento.

A informação contida nas curvas de calibração e de sensibilidade não representa valores absolutos para a distância entre as placas do condensador, apenas valores relativos. Dado o arranjo mecânico e as dimensões envolvidas na plataforma de micro-actuação, não foi possível determinar a distância inicial entre as placas do condensador. No entanto, os deslocamentos efectuados, relativamente à distância inicial, são precisos dado que foram medidos recorrendo a interferometria.

Do ponto de vista da integração num sistema de interrogação para sensores de fibra óptica baseados em redes de Bragg, o conhecimento da posição absoluta não é fundamental. Como se pretende medir a deformação imposta a um

FBG, neste caso o filtro ajustável, o que necessitamos é a informação acerca da variação das dimensões do FBG. Desta forma podemos calcular o desvio do comprimento de onda reflectido face ao reflectido quando não é aplicado qualquer esforço mecânico. Isto significa que é necessária uma calibração inicial do sistema de medida.

Depois de caracterizado o sistema de micro-actuação de elevada precisão foram efectuados ensaios para avaliar a etapa de detecção da situação de equilíbrio entre os dois FBGs usados no método de medida com filtro ajustável.

Realizaram-se vários ensaios com o objectivo de ilustrar as duas possibilidades para detecção do ponto de equilíbrio entre os FBGs.

No primeiro ensaio, fez-se a detecção usando o espectro transmitido pelo filtro ajustável. Neste caso, o equilíbrio é identificado por um mínimo na tensão de saída do fotodíodo o que representa a mínima quantidade de luz que chega ao dispositivo.

De seguida, repetiu-se o ensaio de detecção do ponto de equilíbrio mas, agora, recorrendo ao espectro reflectido pelo filtro ajustável. Nesta situação, o equilíbrio é identificado por um valor máximo da saída do fotodíodo que representa a máxima quantidade de luz que chega ao fotodíodo.

O ensaio efectuado no espectro de reflexão foi mais completo dado que se pretendeu avaliar a possibilidade de outros factores influenciarem a detecção do ponto de equilíbrio entre os dois FBGs. Nomeadamente, procurou-se identificar a presença de histerese no mecanismo de detecção. Assim, efectuou-se um varrimento nos dois sentidos, ou seja, partindo de um comprimento de onda inferior ao do sensor, o filtro efectuou um varrimento aumentando o comprimento de onda reflectido até ultrapassar o do sensor. De seguida, efectuou-se o varrimento no sentido contrário até voltar à situação inicial.

O gráfico da tensão de saída do fotodíodo em função do deslocamento medido pelo sensor capacitivo, com dados dos dois sentidos de varrimento, mostra que o ponto de equilíbrio detectado não é afectado pelo sentido do varrimento. Isto significa que o fenómeno de histerese não afecta, neste caso, a detecção do ponto de equilíbrio entre os dois FBGs.

Capítulo 7

Conclusões e desenvolvimentos futuros

7.1 Conclusões

O sistema de posicionamento desenvolvido, baseado num actuador piezoeléctrico e em medidas de deslocamento com sensor capacitivo, permite efectuar posicionamentos com uma resolução melhor do que 10 μm .

Embora tenha sido desenvolvido com o objectivo específico de ser utilizado em conjunto com sensores de fibra óptica, baseados em redes de Bragg, o sistema de micro-posicionamento pode ser usado em outras aplicações que necessitem de elevada precisão de posicionamento.

O objectivo de diminuir a necessidade de elementos ópticos nos sistemas de interrogação de sensores de fibra óptica, baseados em redes de Bragg, foi conseguido recorrendo a um sensor de deslocamento capacitivo e um actuador piezoeléctrico.

O actuador permite controlar a deformação aplicada ao filtro de forma precisa através da tensão que lhe é aplicada. Uma vez que o movimento do actuador é conseguido à custa do alinhamento de domínios iónicos, ele não apresenta problemas de atritos ou folgas e pode executar movimentos de dimensão muito reduzida, ao nível do μm . Este comportamento permite variar a deformação aplicada ao filtro de forma suave de maneira a equilibrar a deformação sofrida pelo sensor. O maior ou menor controlo do movimento do actuador depende, essencialmente, da qualidade da sua tensão de alimentação e da amplitude de variação mínima que é possível impor à tensão.

O sistema de medida de deslocamento, com sensor capacitivo, utilizado permite uma precisão elevada, ao nível do μm , na medida de deslocamento da placa do sensor capacitivo que mede o movimento imposto ao filtro. A curva de calibração, obtida para o sensor, mostra que a sensibilidade do sensor capacitivo não é constante ao longo da gama de medida. Embora este não seja o funcionamento ideal, não impede a utilização deste sensor para a finalidade pretendida apenas obrigando a um maior esforço computacional para a determinação do esforço aplicado ao filtro. O ensaio destinado a avaliar a repetibilidade do sistema mostra que este é capaz de gerar resultados próximos em medidas sucessivas sendo, os desvios, resultado da variação da temperatura no ambiente de medida. Como era de esperar, quando a temperatura varia, a área sensível do condensador altera-se, o que resulta numa alteração da sensibilidade do sistema.

O método de medida implementado, baseado num filtro ajustável, mostra-se adequado à medida da variação do comprimento de onda de um sensor baseado em redes de Bragg. No entanto, a detecção do ponto de medida é feita a partir da amplitude da tensão correspondente à luz que chega ao fotodíodo. Desta forma, o mecanismo de detecção é afectado por variações na potência da fonte de luz. Esta desvantagem pode ser combatida realizando medidas relativas, ou seja, comparando a amplitude do sinal do fotodíodo com um sinal correspondente à potência da fonte de luz que percorre um caminho de referência.

As redes de Bragg usadas como sensor e como filtro devem apresentar a maior reflectividade possível de forma a melhorar o processo de determinação do ponto de medida. Para além disso, a forma do seu espectro de reflexão deve, também, ser de boa qualidade, ou seja, deve apresentar apenas um pico de reflexão e estreito.

O esquema de interrogação proposto pode ser implementado de duas formas diferentes. A diferença reside no local onde é realizada a detecção da situação de equilíbrio entre os dois FBGs. Esta pode ser feita no espectro transmitido pelo filtro ou, alternativamente, no espectro reflectido.

A utilização do espectro de reflexão do filtro requer o uso de um acoplador adicional resultando em perdas suplementares na potência do sinal e a consequente diminuição da relação sinal/ruído (SNR). Este aspecto pode tornar-se crítico quando a reflectividade dos FBGs usados é baixa.

7.2 Desenvolvimentos futuros

Para potenciar as qualidades do sistema desenvolvido são propostas algumas ideias no sentido de tratar alguns dos problemas associados ao sistema e acrescentar novas funcionalidades.

Devido à grande sensibilidade do sistema a variações de temperatura será conveniente colocar a estrutura que contém os sensores num ambiente com temperatura controlada. Desta forma, são eliminadas as variações nas leituras dependentes, apenas, da variação da temperatura no sistema de interrogação.

A estrutura metálica de suporte ao filtro ajustável pode ser melhorada de forma a permitir um ajuste fino do paralelismo entre as placas do sensor capacitivo. Assim, será possível corrigir desvios que, inevitavelmente, acontecem durante a montagem da estrutura e melhorar a linearidade do sistema de medida de deslocamentos.

O sistema desenvolvido consegue interrogar um sensor de fibra óptica baseado em redes de Bragg. No entanto, um aumento do número de sensores que podem ser interrogados é possível se, no lugar de deformar um FBG na estrutura, forem colocados vários FBGs em paralelo e ligados os espectros de transmissão de cada um a um fotodíodo diferente.

A taxa de aquisição do sistema de medida poderá ser aumentada de forma a permitir a aplicação deste método de medida a sinais com frequência superior e não apenas a sinais quase estáticos.

Para tornar a detecção do ponto de equilíbrio entre o filtro e o sensor mais fiável, esta não deve ser feita apenas à custa da intensidade da luz que chega ao fotodíodo uma vez que, desta forma, a potência da luz está dependente de flutuações na potência da fonte óptica usada.

Para que o filtro esteja constantemente em equilíbrio com o sensor, pode ser implementado um controlador que garanta que o filtro segue o sensor.

Para aumentar a fiabilidade das medidas será interessante avaliar os efeitos da polarização da luz nas medidas efectuadas.

Referências

- O. Frazão e J. L. Santos. Simultaneous measurement of strain and temperature using a bragg grating structure written in germanosilicate fibres. *Journal Of Optics A: Pure and Applied Optics*, 2004.
- R. Kashyap. *Fiber Bragg Gratings*. Academic Press, 1999.
- A. D. Kersey e M. A. Davis. Matched-filter interrogation technique for fibre bragg grating arrays. *Electronics Letters*, 1995.
- A. D. Kersey, M. A. Davis, P. J. Heather, M. LeBlanc, K. P. Koo, C. G. Askins, M. A. Putnam, e E. J. Friebele. Fiber grating sensors. *Journal Of Lightwave Technology*, 1997.
- S. Kosonocky e P. Xiao. *Digital Signal Processing Handbook*, capítulo Analog-to-Digital Conversion Architectures. CRC Press LCC, 1999.
- D. A. Krohn. *Fiber Optic Sensors - Fundamentals and Applications*. ISA, 2000.
- E. B. Loewenstein. *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*, capítulo Analog-to-Digital Converters. CRC Press LCC, 1999.
- R. M. Measures. *Structural Monitoring With Fiber Optic Technology*. Academic Press, 2001.
- M. Nezh. *Encyclopedia of Smart Materials*, capítulo Optical Fiber Sensor Technology: Introduction and Evaluation and Application. John Wiley & Sons, 2002.
- K. Ogata. *Modern Control Engineering*. Prentice-Hall, 1990.
- A. Othonos e L. Xavier. Novel and improved methods of writing bragg gratings with phase masks. *IEEE Photonics Technology Letters*, 1995.

Referências

- R. Pallàs-Areny e J. G. Webster. *Sensors and Signal Conditioning*. John Wiley & Sons, INC, 2002.
- A. Safari, V. F. Janas, A. Bandyopadhyay, e A. Kholkin. *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*, capítulo Displacement Measurement, Linear and Angular. CRC Press LCC, 1999.
- C. E. Shannon. Communication in the presence of noise. *IRE*, 1949.
- Tutorial PZTs. Piezoelectrics in positioning, Jan 2005. URL <http://www.physikinstrumente.de/products/section4/content.htm>.
- J. G. Webster. *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*. CRC Press LCC, 1999.
- Y. Zhao e Y. Liao. Discrimination methods and demodulation techniques for fiber bragg grating sensors. *Optics and Lasers in Engineering*, 2002.