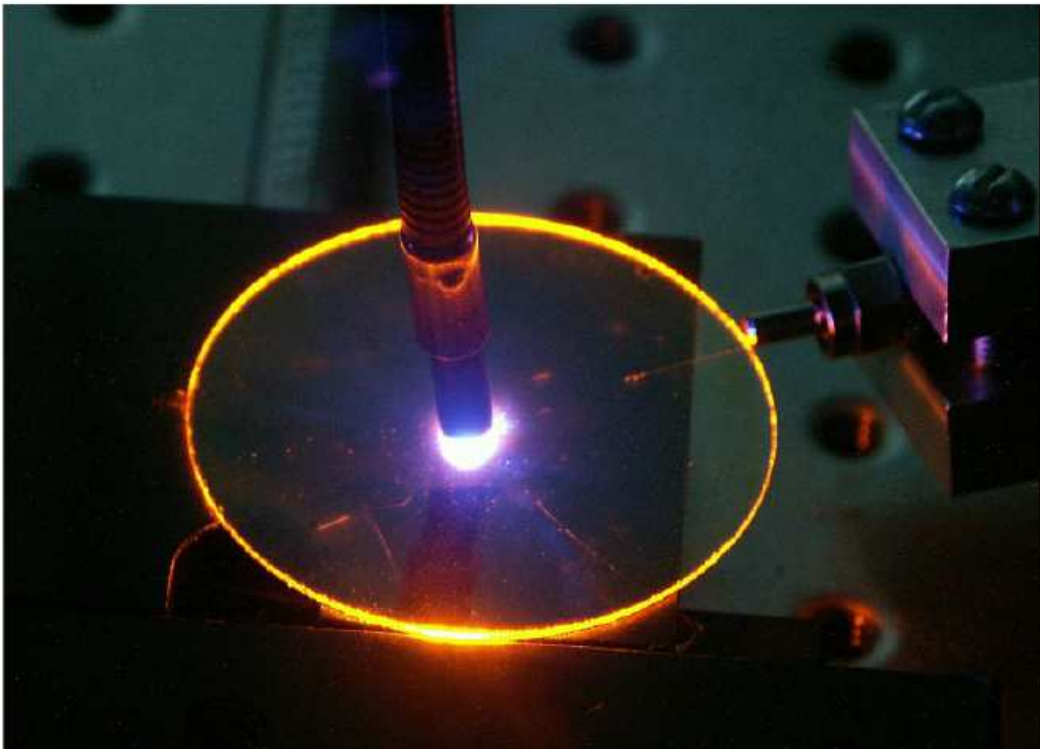




Universidade da Madeira

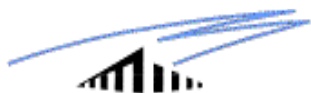
Centro de Ciências Exactas e da Engenharia

Sistema de Interrogação de Sensores Bioquímicos



Vitor Manuel Sousa Rodrigues

Novembro 2009



Universidade da Madeira

Centro de Ciências Exactas e da Engenharia

Sistema de Interrogação de Sensores Bioquímicos

Vitor Manuel Sousa Rodrigues

Relatório final do Projecto Final de Curso

Orientador: Prof. Dr. Luís Gomes

Orientador no INESC Porto: Dr. Pedro Jorge

Novembro 2009

Dissertação realizada sob a supervisão de

Professor Dr. Luís Armando de Aguiar Oliveira Gomes
Professor Auxiliar do Centro de Ciências Exactas e da Engenharia

Resumo

Este documento reporta as fases de concepção, desenvolvimento e teste de uma unidade autónoma de interrogação de sensores bioquímicos, de custo reduzido e de fácil utilização, baseado na espectroscopia no domínio das frequências. Com este protótipo, é possível efectuar medições de concentrações bioquímicas de diferentes compostos, de acordo com a cabeça sensora utilizada.

Devido ao número e à complexidade dos equipamentos de bancada necessários num esquema tradicional, este tipo de medições pode implicar um custo bastante elevado. Daí a importância deste projecto no desenvolvimento de uma alternativa que seja economicamente viável, utilizando novas técnicas de medição.

Inicialmente este projecto começou por uma pesquisa significativa dos componentes electrónicos necessários para o desenvolvimento do sistema, seguindo-se uma escolha detalhada do material, de acordo com as características desejadas para o sistema. Um dos factores mais relevantes deste trabalho foi a introdução da instrumentação virtual, utilizada para controlar por intermédio de uma placa de aquisição de dados (DAQ), as componentes electrónicas do sistema e na implementação de um “lock-in” virtual, sendo este responsável pela recuperação dos sinais “enterrados” no ruído de fundo.

O sistema desenvolvido é composto pelos seguintes módulos: O módulo de alimentação, que fornece as tensões e correntes para o funcionamento do sistema, o módulo de geração e modulação utilizado para gerar o sinal modulador e fornecer corrente ao LED, o módulo de detecção e amplificação, que recebe e eleva o nível do sinal emitido pela amostra, e por fim, o módulo de controlo e processamento, que recolhe esse sinal através da DAQ e processa-o por intermédio do “lock-in” virtual.

Para avaliar o desempenho do sistema de interrogação foi estudada a resposta de um complexo de rutênio luminescente a diferentes temperaturas. São apresentados resultados em que o sistema desenvolvido é comparado com um sistema padrão e caracterizado face aos parâmetros do “lock-in” virtual, demonstrando-se as suas possibilidades e limitações.

Palavras-chave: Instrumentação virtual, Espectroscopia no domínio das frequências, Resolução e sensibilidade, Tempo de vida luminescente.

Abstract

This report describes the design, implementation and testing stages of an autonomous unit for the interrogation of biochemical sensors, based on frequency domain spectroscopy, which is low cost and easy to use. With this prototype unit, measurements of biochemical concentrations of different compounds can be made, depending on the sensing head used.

Due to the number and complexity of equipment needed in a traditional bench-top setup, these measurements may involve a high cost. Hence, the importance of this project which aims to develop an alternative that is economically feasible, employing new measurement techniques.

Initially this project started with a significant research effort over the electronic components needed for the system design, followed by a decision process about the materials which would be used, according to the characteristics desired for the system. One of the most important aspects of this work is the introduction of virtual instrumentation, used to send control commands to the electronic components of the system, through a DAQ board, and also for the implementation of a virtual lock-in amplifier, which is responsible for recovering the signal, which is embedded in background noise.

The developed system is composed of the following modules: The power module provides the voltages and currents necessary for system operation, the signal generation and modulation module is used to generate the modulating signal and provide current to the LED, the detection and amplification module receives and raises the level of the signal emitted by the sample, and finally, the control and processing module will receive, through a DAQ board, and process this signal in the virtual lock-in.

Measurements with a luminescent ruthenium complex, at different temperatures were used to test the performance of the measurement system. Results are presented in which the developed system is compared with a standard system and is characterized according to the parameters of lock-in, demonstrating its possibilities and limitations.

Agradecimentos

Gostaria de aproveitar este excerto do relatório para agradecer todo o apoio recebido pela minha família e amigos durante o tempo de formação académica. Também gostaria de agradecer o apoio proporcionado por parte do meu orientador Prof. Dr. Luís Gomes. Visto que uma parte deste projecto decorreu nas instalações laboratoriais da UMa, gostaria de deixar um agradecimento ao responsável por esses mesmos laboratórios, o Filipe Santos, pela sua disponibilidade. Por fim mas não menos importante, não poderia deixar de agradecer à instituição “INESC Porto” por me terem disponibilizado as suas instalações para o desenvolvimento do projecto, e fundamentalmente ao meu co-orientador Dr. Pedro Jorge pela sua ajuda na minha integração nessa instituição e ao Dr. João Ferreira pelo seu apoio a nível dos conhecimentos aplicados.

Índice

1. Introdução.....	1
1.1. Visão Geral	2
1.2. Motivação	2
1.3. Estrutura do relatório	3
2. Sensores luminescentes	5
2.1. Espectroscopia da fluorescência	6
2.1.1. Espectroscopia da fluorescência no domínio dos tempos	8
2.1.2. Espectroscopia da fluorescência no domínio das frequências	9
3. Especificação do sistema.....	13
3.1. Objectivos do trabalho	13
3.2. Operação do sistema	13
3.3. Requisitos do sistema	15
3.4. Configuração do sistema	16
3.5. LabVIEW	18
3.5.1. Introdução ao LabVIEW	18
4. Concepção do protótipo.....	21
4.1. Hardware	21
4.1.1. Módulo de alimentação	21
4.1.1.1. Implementação do módulo	21
4.1.1.2. Sistema de controlo	25
4.1.2. Módulo de geração e modulação de sinal	25
4.1.2.1. Gerador de funções	26
4.1.2.1.1. Pesquisas e soluções.....	26
4.1.2.1.2. Implementação do dispositivo.....	26
4.1.2.1.2.1. Controlo da frequência e amplitude	31
4.1.2.2. Amplificador de potência.....	33
4.1.2.2.1. Pesquisas e soluções.....	33
4.1.2.2.2. Implementação da solução	34
4.1.2.2.2.1. Controlo da corrente de saída.....	37
4.1.3. Módulo de detecção e amplificação	38

4.1.3.1. Visão geral	38
4.1.3.2. Requisitos	39
4.1.3.3. Implementação do módulo	40
4.1.3.3.1. Fotodíodo	40
4.1.3.3.2. Primeiro andar (transimpedância)	42
4.1.3.3.2.1. Configuração	42
4.1.3.3.3. Segundo andar (pós-amplificação).....	44
4.1.3.3.3.1. Variação e controlo do ganho	45
4.1.4. Módulo de comunicação e processamento de sinal	48
4.1.4.1. Requisitos do módulo.....	48
4.1.4.2. Solução para aquisição e processamento de sinal	49
4.1.4.3. Implementação	50
4.1.4.3.1. Descrição da placa de aquisição de dados.....	50
4.1.5. Construção do protótipo	52
4.1.5.1. Projecção dos componentes electrónicos	52
4.1.5.2. Fabricação e montagem final	55
4.2. Software.....	59
4.2.1. Módulo de geração e modulação.....	59
4.2.1.1. Controlo de frequência e amplitude	59
4.2.1.2. Controlo de comutação entre gamas de frequências	61
4.2.1.3. Controlo da corrente de saída.....	62
4.2.2. Módulo de detecção e amplificação.....	63
4.2.3. Módulo de comunicação e processamento.....	65
4.2.3.1. Comunicação.....	65
4.2.3.2. Lock-In.....	65
4.2.3.2.1. Operação	65
5.Interface	73
5.1. Secção de instruções	73
5.2. Secção de selecção dos canais de comunicação	74
5.2.1. Canais de entrada	74
5.2.2. Canais de saída.....	75

5.3. Secção para definição dos parâmetros do módulo de geração e modulação	75
5.3.1. Subsecção de controlo do gerador de funções	76
5.3.2. Subsecção de controlo do amplificador de potência	77
5.3.3. Visualização gráfica dos sinais de entrada.....	77
5.4. Secção para definição dos parâmetros do módulo de detecção e amplificação	78
5.5. Secção de selecção e controlo dos parâmetros do lock-in virtual e registo de dados.....	79
5.5.1. Subsecção dos parâmetros do lock-in	80
5.5.1.1. Tipos de filtros	80
5.5.1.1.1. IIR (2 dígitos de precisão).....	81
5.5.1.1.2. IIR (5 dígitos de precisão).....	81
5.5.1.1.3. FIR.....	81
5.5.1.1.4. FIR (ENBW)	81
5.5.1.1.5. FIR (Sync).....	82
5.5.1.2. Controlo de roll-off do filtro	82
5.5.1.3. Tipos de multiplicador de ordem	82
5.5.1.4. Constante de tempo	83
5.5.1.5. Subsecção dos resultados de fase e amplitude	83
5.5.1.6. Subsecção de registo de resultados	84
5.5.1.7. Subsecção de representação gráfica da fase e amplitude	84
6. Actividade experimental.....	85
6.1. Sistema de referência	85
6.1.1. Procedimento.....	86
6.1.1.1. Cálculo do tempo de vida (τ) e da frequência óptima ($f_{\text{óptima}}$).....	86
6.1.1.2. Sensibilidade e resolução dos sistemas de referência em função da temperatura, para diferentes constantes de tempo do lock-in	87
6.1.2. Esquema de montagem	88
6.1.3. Resultados e discussão	88
6.1.3.1. Determinção do tempo de vida (τ) e da frequência óptima ($f_{\text{óptima}}$)	90

6.1.3.2. Sensibilidade e resolução da variação de temperatura para diferentes constantes de tempo do lock-in	93
6.2. Protótipo final	96
6.2.1. Procedimento.....	96
6.2.1.1. Cálculo do tempo de vida (τ) e da frequência óptima (fóptima).....	96
6.2.1.2. Sensibilidade e resolução dos sistemas de interrogação do protótipo final com a variação da temperatura para diferentes tipos de constante de tempo	97
6.2.1.3. Sensibilidade e resolução dos sistemas de interrogação do protótipo final com a variação da temperatura para diferentes tipos de filtro	97
6.2.1.4. Sensibilidade e resolução dos sistemas de interrogação do protótipo final com a variação da temperatura para diferentes tipos de roll-off.....	97
6.2.2. Esquema da montagem	98
6.2.3. Resultados e discussão	98
6.2.3.1. Cálculo do tempo de vida (τ) e da frequência óptima (fóptima).....	99
6.2.3.2. Sensibilidade e resolução dos sistemas de interrogação do protótipo final em função da variação da temperatura para diferentes tipos de constante de tempo.....	100
6.2.3.3. Sensibilidade e resolução dos sistemas de interrogação do protótipo final em função da variação da temperatura para diferentes tipos de filtro	102
6.2.3.4. Sensibilidade e resolução dos sistemas de interrogação do protótipo final em função da variação da temperatura para diferentes tipos de roll-off..	103
7. Conclusões e perspectivas de trabalho futuro	107
8. Bibliografia	109
Anexos	113
A. Largura de banda para diferentes tipos de constantes de tempo do lock-in	113
B. Esquemáticos eléctricos dos módulos do sistema.....	113
C. Desenho técnico.....	115
D. Configuração do dispositivo de aquisição de dados no LabVIEW.....	117
D) Criação dos blocos DAQmx.....	119
E. Implementação do lock-in virtual.....	124

i) Bloco LockinPLL.vi	124
ii) LockinDemodulatorSettings.vi	126
iii) LockinDemodulator.vi	127

Índice de figuras

Figura 2.1. Processo de absorção e emissão fluorescente.....	6
Figura 2.2. Ambiente de medição da luz emitida	7
Figura 2.3. Técnica da espectroscopia nos tempos	8
Figura 2.4. Comportamento dos sinais fluorescentes durante o tempo de excitação.....	9
Figura 2.5. Técnica da espectroscopia nas frequências.....	10
Figura 3.1. Configuração geral do sistema	16
Figura 3.2. Interfaces do software LabVIEW	19
Figura 4.1. Blocos do circuito de alimentação.....	22
Figura 4.2. Circuito de rectificação de onda completa	22
Figura 4.3. Configuração utilizada para evitar picos de tensão eléctricos na etapa de regulação	23
Figura 4.4. Configuração utilizada para o controlo do módulo de alimentação do sistema .	25
Figura 4.5. Modelo esquemático do gerador de funções	29
Figura 4.6. Circuito de varrimento de frequência	31
Figura 4.7. Esquema do dispositivo FL500	34
Figura 4.8. Configuração do funcionamento do amplificador de potência.....	34
Figura 4.9. Circuito de controlo do offset.....	35
Figura 4.10 Circuito da configuração de controlo do offset.	36
Figura 4.11. Configuração de controlo da corrente de saída	38
Figura 4.12. Configuração de transimpedância (diferencial).....	42
Figura 4.13. Configuração de detecção e amplificação	44
Figura 4.14. Configuração geral do módulo	45
Figura 4.15. Configuração de controlo do ganho.....	46
Figura 4.16. Configuração do módulo de comunicação e processamento	49
Figura 4.17. Máquina de exposições ultravioletas.....	56
Figura 4.18. Montagem do módulo de alimentação.....	56

Figura 4.19. Montagem do módulo de geração e modulação	57
Figura 4.20. Montagem do módulo de detecção e amplificação	57
Figura 4.21. Montagem geral dos módulos (vermelho - Módulo de geração e modulação, Azul - módulo de detecção e amplificação, verde – Módulo de alimentação)	58
Figura 4.22. Visão frontal da montagem final do projecto	58
Figura 4.23. Visão lateral da montagem final do projecto	59
Figura 4.24. Procedimento de controlo da frequência e amplitude do sinal modelador.....	60
Figura 4.25. Procedimento de controlo de comutação entre gamas de frequências	61
Figura 4.26. Procedimento de controlo da corrente de saída.....	62
Figura 4.27. Procedimento de controlo e comutação de ganho	64
Figura 4.28. Funcionamento do lock-in virtual.....	66
Figura 4.29. Funcionamento geral do lock-in virtual.....	68
Figura 4.30. Procedimento de detecção da banda de passagem do filtro passa-banda.....	69
Figura 4.31. Procedimento para armazenamento de dados.....	71
Figura 5.1. Janela de instruções da interface do sistema	73
Figura 5.2. Janela para selecção dos canais físicos da interface do sistema	74
Figura 5.3. Parte superior da janela de controlo do módulo de geração e modulação de sinal na interface do sistema.....	76
Figura 5.4. Parte inferior da janela de controlo do módulo de geração e modulação de sinal na interface do sistema.....	76
Figura 5.5. Janela de controlo do módulo de detecção e amplificação de sinal na interface do sistema.....	78
Figura 5.6. Parte superior da janela de controlo do lock-in virtual na interface do sistema.	79
Figura. 5.7. Parte inferior da janela de controlo do lock-in virtual na interface do sistema.	80
Figura 6.1. Variação da fase luminescente para quatro degraus de temperatura, a uma constante de tempo de 1ms.	89
Figura 6.2. Esquema de montagem de teste do protótipo de teste (configuração 1).....	90
Figura 6.3. Esquema de montagem de teste do protótipo de teste utilizando o lock-In virtual (configuração 2).	91
Figura 6.4. Relação de linearidade entre a fase luminescente e a frequência de modulação para a configuração da figura 6.2.....	92

Figura 6.5. Gráfico de $\Delta\theta$ em função da frequência de modulação para um degrau de temperatura para a configuração da figura 6.2.....	93
Figura 6.6. Relação de linearidade entre a tangente da fase luminescente e a frequência de modulação para a configuração da figura 6.3	94
Figura 6.7. Gráfico de $\Delta\theta$ em função da frequência de modulação para um degrau de temperatura para a configuração da figura 6.3.....	94
Figura 6.8. Sensibilidade das configurações de referência para diferentes frequências em relação à constante de tempo de filtragem do lock-in.....	95
Figura 6.9. Resolução normalizada das configurações de referência para diferentes frequências em relação à constante de tempo de filtragem do lock-in	96
Figura 6.10. Desvio padrão para diferentes frequências em relação à constante de tempo de filtragem do lock-in.....	97
Figura 6.11. Esquema de montagem de teste do protótipo final (configuração 3)	100
Figura 6.12 Relação de linearidade entre a fase luminescente e a frequência de modulação para a configuração da Figura 6.1	101
Figura 6.13.Gráfico de $\Delta\theta$ em função da frequência de modulação para um degrau de temperatura para a configuração da Figura 6.1	101
Figura 6.14. Sensibilidade do protótipo final para diferentes frequências em relação à constante de tempo de filtragem do lock-in.	102
Figura 6.15. Resolução do protótipo final para diferentes frequências em relação à constante de tempo de filtragem do lock-in	103
Figura 6.16. Sensibilidade do protótipo final para diferentes frequências em relação ao tipo de filtro utilizado pelo lock-in virtual	104
Figura 6.17. Resolução do protótipo final para diferentes frequências em relação ao tipo de filtro utilizado pelo lock-in virtual.....	104
Figura 6.18. Sensibilidade do protótipo final para diferentes frequências em relação ao roll-off utilizado pelo lock-in virtual	106
Figura 6.19. Resolução do protótipo final para diferentes frequências em relação ao roll-off utilizado pelo lock-in virtual	106
Figura B.1. Esquemático do módulo de alimentação.....	116
Figura B.2. Esquemático do módulo de geração e detecção.....	116
Figura B.3. Esquemático do módulo de detecção e amplificação.....	117

Figura C.1. Visão inferior da placa do módulo de alimentação.....	117
Figura C.2. Visão superior da placa do módulo de alimentação.....	118
Figura C.3. Visão inferior da placa do módulo de geração e modelação.	118
Figura C.4. Visão superior da placa do módulo de geração e modelação	118
Figura C.5. Visão inferior da placa do módulo de detecção e amplificação.....	119
Figura C.6. Visão superior da placa do módulo de detecção e amplificação	119
Figura D.1. Ícon de reconhecimento da secção de configuração da DAQ	120
Figura D.2. Janela de configuração do LabVIEW	120
Figura D.3. Opções disponibilizadas na janela de configuração	121
Figura D.4. Localização da opção de criação da DAQmx na janela de diagrama de blocos.	122
Figura D.5. Janela de caracterização do canal	123
Figura D.6. Janela de configuração dos canais físicos.....	124
Figura D.7. Processo de criação do canal físico	125
Figura D.8. Blocos de controlo dos canais físicos	126
Figura E.1. Bloco PLL do Lock-In virtual.....	127
Figura E.2. Bloco de detecção dos parâmetros de filtragem.....	130
Figura E.3. Bloco de processamento do lock-in	130

Índice de tabelas

Tabela 4.1. Estimativa das tensões e correntes necessárias	24
Tabela 4.2. Comparação das soluções consideradas.....	28
Tabela 4.3. Descrição dos pinos do XR-2206.....	30
Tabela 4.4. Tabela das características do MAX322.....	37
Tabela 4.5. Características dos Fotodíodos.....	41
Tabela 4.6. Características do comutador de ganho (MAX4677).....	47
Tabela 4.7. Projecção dos ganhos do sistema	47
Tabela 4.8. Características da placa de aquisição de dados	51
Tabela 4.9. Descrição do material utilizado.....	53
Tabela A.1. Largura de banda para cada constante de tempo de filtragem do lock-in	113

Lista de Símbolos

DAQ - Placa de aquisição

f - Frequência de modulação

θ - Ângulo da fase

τ - Tempo de vida da fluorescência

f_{óptima} - Frequência óptima

NI - National Instruments

KSV - Constante de Stern-Volme

pu - por unidade

LED - Díodo emissor de luz

FPGA - Circuito integrado de portas lógicas reprogramáveis

PCB - Placa de circuito impresso

CMRR - Ganho em modo comum

USB - Protocolo universal de comunicação série

DAQmx - Drivers do LabVIEW para aquisição de dados

UOSE - Unidade de optoelectrónica

IIR - Resposta impulsional infinita

FIR - Resposta impulsional finita

FIR (ENBW) - Resposta impulsional finita

PD - Fotodetector

PC - Processamento computacional

1. Introdução

1.1. Visão Geral

As medições das propriedades luminescentes em sensores bioquímicos são normalmente associadas a dispositivos caros, de elevada complexidade e com alta velocidade de processamento [1]. Recentemente, novas técnicas foram desenvolvidas que permitem ter bons resultados, usando equipamentos mais baratos. Uma dessas técnicas é a espectroscopia no domínio das frequências. Com esta técnica só é necessário excitar a amostra com um sinal sinusoidal e medir a diferença de fase entre o sinal de excitação e o sinal emitido pela amostra bioquímica [2].

Por outro lado, através de instrumentação virtual, pretende-se automatizar o sistema de medição, utilizando apenas um computador, criando-se assim um sistema mais portátil e compacto. A robustez deste sistema pode representar uma diminuição significativa no preço do equipamento necessário para obter resultados satisfatórios.

Aliando a instrumentação virtual com a espectroscopia no domínio das frequências, pretendia-se desenvolver um sistema sensor baseado no tempo de vida luminescente, sendo este o tempo em que a intensidade luminescente se mantém no estado excitado, usufruindo-se da capacidade de processamento digital oferecida pela utilização da instrumentação virtual. Desta forma também era possível obter-se um sistema de processamento mais rápido e preciso.

No sistema desenvolvido é possível, a partir do computador, controlar todo o sistema de interrogação, através do recurso ao software “LabVIEW”. Com o painel principal deste software é possível controlar “virtualmente” a placa de hardware do gerador de sinal, a sua amplificação, a recepção do mesmo e todo o processamento necessário para se obterem os dados pretendidos.

Para recuperar o sinal luminescente, é utilizado um amplificador “lock-in”, de forma a recuperar-se a fase e a amplitude do sinal. Este equipamento é necessário uma vez que estas são medições sensíveis, sendo que uma pequena alteração na fase, devida ao ruído, pode induzir erros significativos na análise dos resultados.

Pela avaliação da variação de fase e da amplitude, será possível obter as características (referidas no capítulo 2) da luz luminescente em função da concentração de um determinado composto químico numa determinada amostra. Além disso, a caracterização do sistema face aos factores ambientais, permitem avaliar o desempenho do sistema [3].

1.2. Motivação

Devido à necessidade de encontrar novas técnicas na interrogação de sensores bioquímicos, foi proposto pela unidade de optoelectrónica da “INESC Porto” o desenvolvimento de um sensor luminescente, de baixa complexidade, baixo custo, e adequado para várias aplicações relacionadas com o estudo do tempo de vida luminescente.

A complexidade deste tipo de sensores está normalmente associada não apenas à natureza das amostras mas também ao próprio sistema de interrogação, mais propriamente o modo como a amostra é excitada e o modo como é efectuada a análise à luz emitida por essa amostra.

Pela utilização de novas técnicas é possível minimizar esse nível de complexidade e o custo associado ao desenvolvimento deste tipo de sensores. A técnica normalmente utilizada no estudo das propriedades luminescentes, é a técnica da espectroscopia no domínio dos tempos. Com essa técnica a excitação é normalmente efectuada por intermédio de impulsos, sendo pois necessário que estes sejam mais curtos que o tempo de medição, para ser possível efectuar a desconvolução do sinal emitido pela amostra. Por este motivo, fazer medições de tempo da ordem dos nanosegundos implica a utilização de um laser de picosegundos ou mesmo femtosegundos. Lasers desse tipo geralmente necessitam de ser continuamente realinhados e apenas funcionam para alguns, poucos, comprimentos de onda. Esta dificuldade pode ser ultrapassada utilizando lasers de corantes, mas nesse caso o alinhamento do Laser é ainda mais complexo [2].

Como resposta a estes problemas será aplicada uma nova técnica onde a interrogação é efectuada no domínio das frequências. Com esta técnica tem-se logo à partida a vantagem de não ser necessário o recurso a um laser, conseguindo-se excelentes resultados com um LED. Estes componentes são de fácil manuseamento e a sua emissão estende-se a toda a zona do espectro visível, e mesmo ultra-violeta, permitindo medições de tempos de vida muito curtos e com alta exactidão.

No entanto para efectuar as medições do tempo de vida são necessários equipamentos de bancada, de custo elevado e de tamanho considerável, o que justifica a procura por um sistema mais portátil. Devido a estes factores foi inicialmente desenvolvido um estudo sobre as componentes necessárias no desenvolvimento do sistema de interrogação, com o intuito de substituir os equipamentos de bancada por algo mais compacto e portátil.

No seguimento desse estudo, optou-se por um outro aspecto fundamental para este trabalho que foi a instrumentação virtual. A instrumentação virtual possibilita por um lado a substituição de alguns equipamentos por um software com desempenho semelhante, e por outro lado fornece uma interface de controlo sobre os equipamentos de hardware, com menor dimensão e complexidade que o dos equipamentos de bancada.

1.3. Estrutura do relatório

Este relatório está dividido em sete capítulos. O primeiro capítulo apresenta uma introdução, para que o leitor tenha uma noção geral do trabalho efectuado, e ainda a motivação por detrás deste projecto.

No segundo capítulo é desenvolvido o contexto teórico dos métodos, mais precisamente da espectroscopia em ambos os domínios, sendo ainda apresentadas algumas noções da área da química.

No terceiro capítulo é especificado com detalhe o princípio de funcionamento, os objectivos e os requisitos propostos para este trabalho. Além disso é também efectuada uma pequena introdução da ferramenta de software que foi utilizada.

No quarto capítulo explica-se a forma como este projecto foi implementado. Por isso, esse capítulo foi dividido em dois subcapítulos. Um desses subcapítulos refere-se à parte de hardware implementada, incluindo todas as pesquisas necessárias e as soluções encontradas para cada módulo do sistema. O outro subcapítulo retrata as rotinas de controlo implementadas no software LabVIEW, para cada módulo, com o objectivo do sistema ser totalmente controlado pelo computador.

No quinto capítulo é apresentada a interface do sistema, responsável pela interacção entre o utilizador e o sistema. Todas as opções de controlo disponibilizadas nessa interface serão referidas no desenvolvimento desse capítulo.

No sexto capítulo são descritos os procedimentos de teste efectuados, inicialmente com os equipamentos de bancada, para se determinarem os valores de referência, e posteriormente com o novo sistema, para ser comparado com o anterior. Além disso, com base nos resultados obtidos e utilizando o novo sistema, será efectuada a sua caracterização.

Por fim, o sétimo capítulo apresenta as conclusões gerais de todo o trabalho

desenvolvido, abordando nomeadamente algumas das suas limitações e indicando possíveis trabalhos futuros, para aperfeiçoamento do actual sistema.

2. Sensores luminescentes

Existe hoje em dia uma cada vez maior consciência da importância dos sensores bioquímicos, nas mais variadas áreas de actividade, desde os sensores de gases tóxicos nos parques de estacionamento, aos sensores capazes de detectar explosivos nos aeroportos ou noutras instalações com necessidades de segurança reforçada, etc. De entre os diversos tipos de sensores, os sensores ópticos, e em particular os sensores de luminescência, têm alcançado um lugar de destaque. Esses sensores funcionam através do estudo das características da luz resultante da interacção de um sinal luminoso com compostos químicos, habitualmente designados por marcadores [3].

As vantagens desses sensores passam pela sua capacidade de sensoriamento remoto, pela sua sensibilidade e pela possibilidade de detecção em tempo real. Graças à aplicação de novas técnicas, os sensores ópticos apresentam uma maior imunidade às interferências electromagnéticas e às variações das condições ambientais (tais como a temperatura) e permitem a detecção sem a presença de componentes electrónicos no ambiente de medição [3].

Na cabeça sensora deste projecto será utilizada como marcador um complexo de rutênio que em resposta à excitação, por intermédio de uma fonte de luz, irá emitir radiação fluorescente, cuja intensidade e tempo de vida dependem da concentração do analito, isto é, da amostra utilizada como foco da análise química.

Para obter os parâmetros da luz fluorescente é normalmente utilizada uma técnica denominada por espectroscopia. Esta técnica, além das vantagens referidas anteriormente, permite o estudo das propriedades fluorescentes em função dos factores extrínsecos que afectam essas propriedades, como a temperatura e a concentração de oxigénio. A sua aplicação tem vindo a dar óptimos resultados na área da bioquímica e permitiu inclusivamente o desenvolvimento de diversas aplicações médicas [4].

Quando a cabeça sensora é sujeita a diferentes concentrações de oxigénio, ou a diferentes temperaturas, ocorre um “desvio” do rendimento quântico e do tempo de vida do componente luminescente. No caso do rutênio, a relação entre o tempo de vida luminescente e a concentração de oxigénio no ambiente de medição é dada teoricamente pela equação de *Stern-Volmer* [5]:

$$\tau_0/\tau = 1 + K_{SV}[O_2] \quad (2.1)$$

em que τ_0 e τ são os tempos de vida fluorescentes na presença e na ausência de oxigénio, K_{SV} a constante de *Stern-Volmer* e O_2 a concentração de oxigénio.

Relativamente à temperatura, normalmente o aumento da temperatura origina a diminuição da intensidade e do tempo de vida luminescente, devido ao facto dos processos não-radiativos relacionados com a agitação térmica serem mais eficientes a temperaturas mais elevadas [2].

2.1. Espectroscopia da fluorescência

A espectroscopia da fluorescência [4] é um tipo de espectroscopia que analisa a fluorescência de uma amostra em função de outros parâmetros físicos, tais como a temperatura e o oxigénio, envolvendo uma fonte de luz que irá excitar os electrões das moléculas de tal forma, que estes são elevados a um estado excitado S_1 (primeiro estado de energia) ou S_2 (segundo estado de energia), tal como está representado na Figura 2.1.

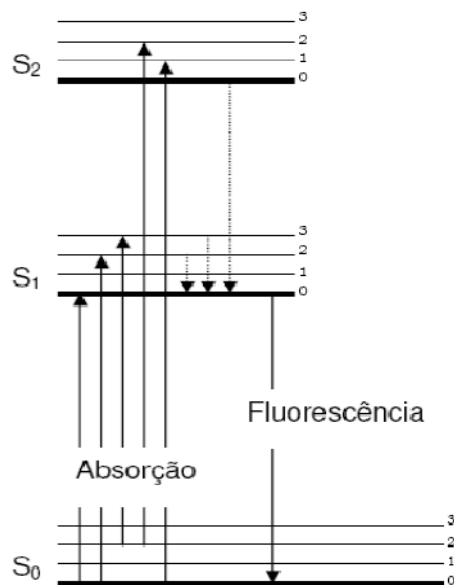


Figura 2.1. Processo de absorção e emissão fluorescente [4].

Alguns desses estados excitados são estados meta-estáveis, ou seja, permitem que os electrões permaneçam nesses níveis de energia durante algum tempo. Em seguida a maior parte das moléculas dissipam o excesso de energia acumulada sob a forma de calor, devido à colisão

com outras moléculas. No entanto, algumas dessas moléculas emitem esse excesso como luz, com um comprimento de onda diferente do correspondente à radiação absorvida, o que origina a fluorescência. Essa emissão apresenta um decaimento exponencial caracterizado por uma constante de tempo designada por tempo de vida da amostra, e representa apenas uma parte da energia fornecida à amostra, pelo que se pode caracterizar também pela chamada eficiência quântica, sendo este o nível de intensidade fluorescente que uma determinada amostra emite por quantidade de energia absorvida [2].

Note-se que essas características da luz emitida são afectadas pelo processo de interacção entre as moléculas da amostra e o ambiente em seu redor (mostrado na Figura 2.2). Pelo que a partir do estudo dos parâmetros da luz emitida é possível determinar os parâmetros da amostra sensora [6].

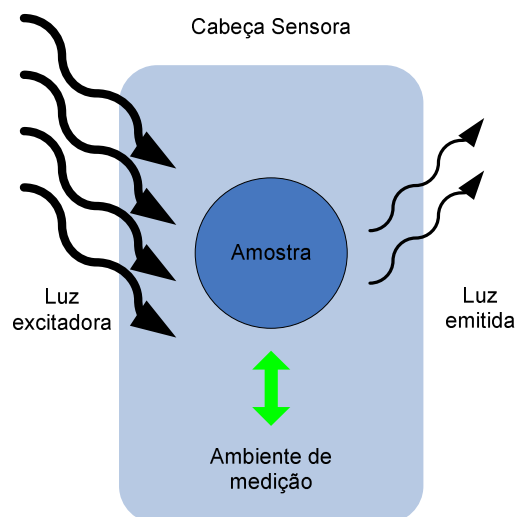


Figura 2.2. Ambiente de medição da luz emitida [6].

O sucesso da utilização da análise das características da luz fluorescente, como forma de estudo dos compostos químicos, advém exactamente da elevada sensibilidade que as moléculas emissoras de luz apresentam em relação ao micro-ambiente em que se encontram [6].

Para se obter a informação relativa ao composto químico, é normalmente necessário determinar os dois factores característicos da fluorescência que já foram referidos, a eficiência quântica e o tempo de vida da emissão. Estes factores podem ser determinados através da análise do espectro fluorescente por intermédio das técnicas da espectroscopia no domínio dos

tempos ou no domínio das frequências [6].

Nas próximas secções deste subcapítulo será descrita a aplicação da espectroscopia fluorescente em cada um desses domínios, sendo referida a escolha mais adequada para este projecto.

2.1.1. Espectroscopia da fluorescência no domínio dos tempos

Utilizando a técnica da espectroscopia no domínio dos tempos é possível obter-se o tempo de vida, e outros parâmetros que caracterizam a amostra fluorescente, através da análise da resposta a um curto impulso de luz, conforme é mostrado na Figura 2.3.

Idealmente esse impulso deveria ser um δ -dirac, o que fisicamente não é possível. Logo na realidade a resposta corresponderá à convolução da resposta impulsional com a função $E(t)$ que descreve o próprio impulso, sendo necessário processar o sinal obtido para se obter a resposta impulsional [2].

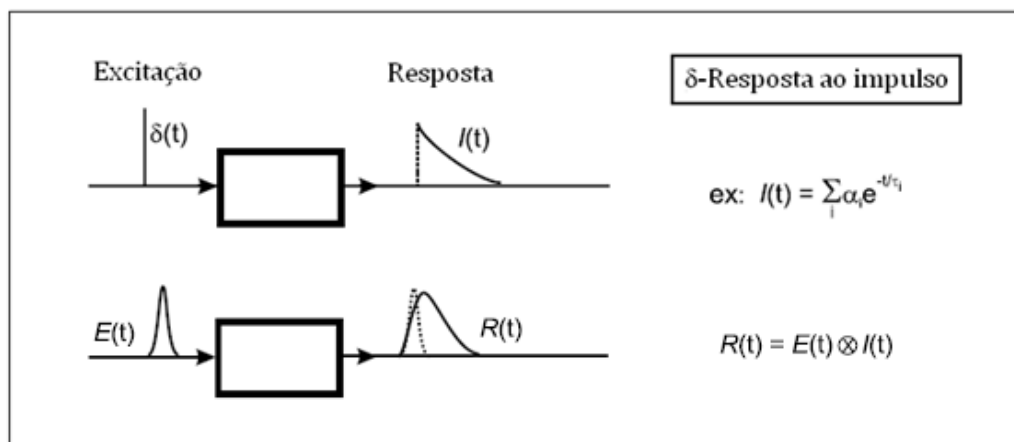


Figura 2.3. Técnica da espectroscopia nos tempos [2].

Na prática, a cabeça sensora é exposta a rápidos e precisos impulsos de luz, tipicamente de um laser, cuja duração deve ser muito inferior ao tempo de vida do composto químico.

Observando a emissão da amostra ao longo do tempo observa-se um decaimento exponencial da fluorescência, dado por $F(t) = \alpha \exp(-t/\tau)$, como se pode observar na Figura 2.4

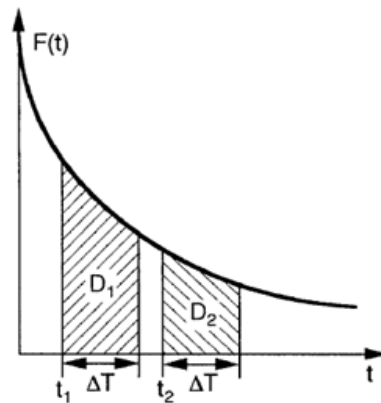


Figura 2.4. Comportamento dos sinais fluorescentes durante o tempo de excitação [7].

Então considerando dois tempos consecutivos, t_1 e t_2 , e em cada um integrando a intensidade recebida durante intervalos ΔT , representados por D_1 e D_2 , pode-se obter o tempo de vida através da expressão (2.4) [7].

$$D_1 = \int_{t_1}^{t_1+\Delta T} \alpha \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) dt \quad (2.2)$$

$$D_2 = \int_{t_2}^{t_2+\Delta T} \alpha \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) dt \quad (2.3)$$

$$\tau = \frac{t_1 - t_2}{\ln\left(\frac{D_1}{D_2}\right)} \quad (2.4)$$

Para o projecto que se pretendia desenvolver, esta técnica não era a mais adequada, pois o tempo de processamento computacional que esta técnica requer e o uso de detectores e de lasers de elevado valor monetário contraria os objectivos do desenvolvimento deste projecto. Por estes motivos foi mais vantajoso utilizar a técnica da espectroscopia no domínio das frequências.

2.1.2. Espectroscopia fluorescente no domínio da frequência

A técnica da espectroscopia no domínio das frequências é mais rápida, exigindo apenas uma fonte de excitação relativamente barata (LED), cuja intensidade poderá ser moderada. Essa fonte (modulada continuamente por um sinal sinusoidal) irá excitar a cabeça sensora por

intermédio de um amplificador de potência [8]. Em resposta à excitação, a amostra emite um sinal de luz fluorescente, sinusoidal, mas com um certo atraso entre o sinal de excitação e o de emissão, como mostra a Figura 2.5.

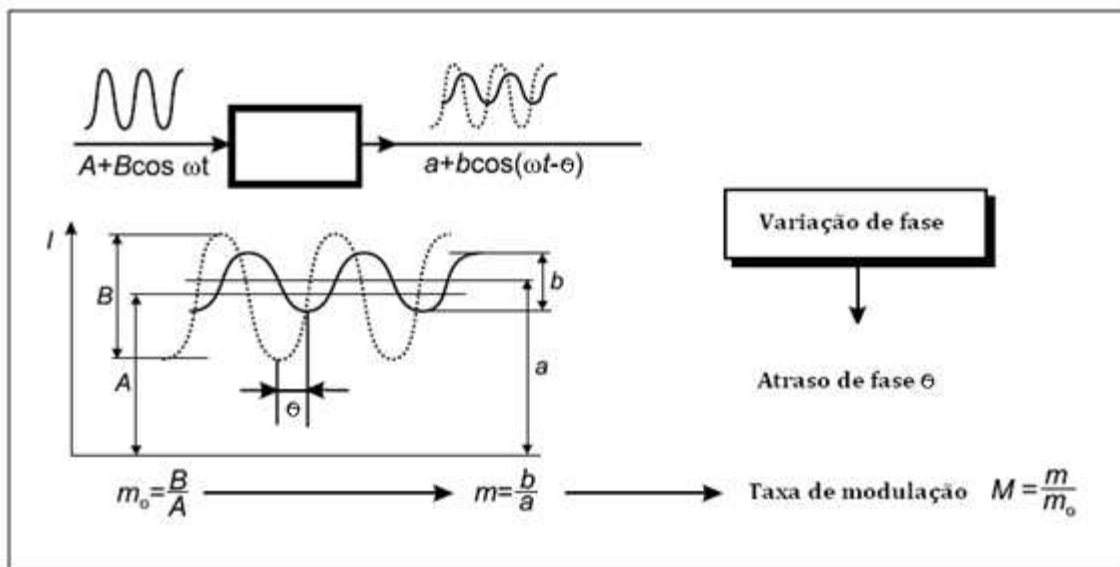


Figura 2.5. Técnica da espectroscopia nas frequências [2].

Como se pode observar na Figura 2.5, o sinal emitido pela amostra, sofre uma redução de amplitude e um desfasamento face ao sinal modulador. Quer a redução da amplitude, que é determinada pelo factor de modulação (M), quer a diferença de fase resultante da interacção com a matéria, estão directamente relacionados com o tempo de vida fluorescente, segundo as expressões (2.5) e (2.6) [2].

$$\tau = \frac{1}{\omega} \operatorname{tg} \theta \quad (2.5)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{M^2} - 1 \right)^{1/2} \quad (2.6)$$

Desta forma, verifica-se que podemos calcular o tempo de vida através do factor de modulação (M) ou através da diferença de fase (θ). Embora o sistema desenvolvido permita utilizar ambos os parâmetros, uma vez que o factor de modulação pode depender do alinhamento da fonte de luz com a cabeça sensora, o que implica uma medição mais complexa, optou-se por calcular o tempo de vida através do desfasamento entre sinal emitido pela amostra

e o sinal modulador.

O procedimento para se obter o tempo de vida através do desfasamento do sinal emitido pela amostra, implica a utilização de um dispositivo que permita recuperar o sinal fluorescente do ruído em que este está contido. Este ruído advém do ruído electrónico, e também da luminosidade quer do ambiente exterior (luz natural), quer da luz dos laboratórios onde decorreram os testes do sensor [8]. Para a redução desse ruído utilizou-se um “lock-in” que permite recuperar o sinal fluorescente e calcula os valores da diferença de fase entre o sinal modulador e o sinal fluorescente.

Com esses valores, e através da expressão (2.5), pode-se calcular o tempo de vida e assim determinar as características da amostra. Tendo em conta o marcador utilizado neste projecto, essas características permitem determinar a concentração de oxigénio, ou mantendo a concentração de oxigénio constante é possível determinar a temperatura [9].

Desta forma verifica-se que esta técnica, embora utilize um processamento mais complexo na obtenção dos parâmetros luminescentes, implica a utilização de equipamentos mais baratos, usufruindo de uma maior velocidade de processamento dos dados recolhidos, para posterior cálculo do tempo de vida [9].

3. Especificação do sistema

3.1. Objectivos do trabalho

Tendo por objectivo o desenvolvimento de um sistema de processamento e aquisição de dados de sensores bioquímicos, pretendia-se desenvolver um protótipo completamente controlado por computador, que substituísse os instrumentos electrónicos utilizados actualmente na interrogação de sensores. Além disso, através desse protótipo deverá ser possível aplicar a técnica da espectroscopia no estudo das propriedades químicas da fluorescência em detrimento dos parâmetros extrínsecos às amostras utilizadas.

Pretendia-se também obter a melhor combinação entre o elemento sensor e o sistema de medição, sendo para isso necessário encontrar o valor da frequência de modulação para o qual, o sensor tem a máxima sensibilidade. Essa frequência será denominada por frequência óptima. Para a determinação dessa frequência, é necessário calcular o tempo de vida luminescente (τ). Este tempo é o tempo necessário para a intensidade da luminescência decair do valor inicial para um valor de $1/e$ desse valor, sendo e o número de neper [2].

O desempenho deste protótipo será avaliado tendo em conta a sua sensibilidade face aos factores intrínsecos (tais como o tempo de vida da amostra) e extrínsecos (como a temperatura) e ainda a sua resolução.

3.2. Operação do sistema

Visto que a medição do tempo de vida requer normalmente um sistema electrónico de alta velocidade de processamento e uma fonte óptica pulsada, com impulsos curtos, optou-se pela utilização de uma técnica denominada por “técnica da espectroscopia no domínio das frequências ou também denominada por técnica de modulação em fase” [10].

De acordo com esta técnica, quando uma amostra é excitada por um sinal sinusoidal com uma frequência f (de frequência angular $\omega=2\pi f$), essa excitação é dada por [11]:

$$E_{excitação}(t) = A_0 \sin(\omega t + \theta_0) \quad (3.1)$$

Onde A_0 é a amplitude e θ_0 a fase inicial do sinal modulador. Embora o sinal luminescente seja modulado à mesma frequência do sinal modulador, existe sempre um atraso de fase e uma diminuição do factor de modulação (conforme descrito na Figura 2.5), descrito pela seguinte expressão [11]:

$$E_{\text{amostra}}(t) = \frac{A_0}{m_0} \sin(\omega t + \theta_0 + \Delta\theta) \quad (3.2)$$

Sendo que o tempo de vida da amostra pode ser obtido através da seguinte expressão [11]:

$$\tan(\Delta\theta) = 2\pi f\tau \quad (3.3)$$

Note-se que f pode ser sintonizado de acordo com o tempo de vida luminescente, para otimizar a sensibilidade do sensor. O valor f onde a sensibilidade do sensor é máxima, denominada por $f_{\text{ótima}}$, é dada pela seguinte expressão [10],

$$f_{\text{ótima}} = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (3.4)$$

Essa sensibilidade pode ser estimada, por exemplo, através do declive da variação da diferença fase ($\Delta\theta$) com a temperatura, como será detalhado no capítulo 6 sobre os procedimentos experimentais. Além da sensibilidade também se pode caracterizar a resolução do sistema através da expressão [10]:

$$RES = \frac{2\sigma_{\text{max}}}{\sqrt{\Delta f}} \quad (3.5)$$

Onde, $\sqrt{\Delta f}$ é a largura de banda normalizada e σ_{max} o desvio-padrão máximo estimado para um conjunto de valores de $\Delta\theta$. O valor de Δf depende da constante de tempo (TC) do filtro utilizado pelo “lock-in”. Os valores de Δf para cada constante de tempo podem ser consultados na Tabela em anexo A.

Um factor importante na precisão dos resultados obtidos na operação deste sistema é a

função do fotodetector na redução do ruído proveniente das componentes electrónicas e do ambiente exterior (como a luz natural), sendo necessária a aplicação de um filtro óptico para apenas deixar passar a luz fluorescente no comprimento de onda de 550nm. Utilizando um sinal luminescente mais “limpo”, é possível obter resultados mais precisos.

3.3. Requisitos do sistema

Em busca dos objectivos propostos foram estabelecidos alguns requisitos que serviram como orientação durante a fase de concepção do sistema. O levantamento de requisitos neste tipo de projectos funciona como um elo de ligação entre as necessidades do mundo real, dos utilizadores, e as capacidades oferecidas pela tecnologia. Além disso, os requisitos são importantes para garantir que as soluções a implementar permitem atingir os objectivos desejados [11]. Deste modo os requisitos propostos para este protótipo foram os seguintes:

- A amostra fluorescente teria de ser excitada por fontes de baixo custo (como por exemplo um LED) de forma a produzir uma luz de intensidade na forma de uma onda sinusoidal.
- O protótipo teria de determinar a diferença de fase e a redução da amplitude entre o sinal excitado e o sinal fluorescente.
- O “módulo de alimentação” deveria conter um circuito de alimentação único para todo o sistema, sendo este controlado exteriormente.
- O módulo “gerador de sinal” deveria gerar um sinal modulador com baixa distorção, visto que a distorção reflecte-se no resultado final como um factor de erro sistemático.
- O módulo de “recepção” deveria possuir um circuito de detecção e amplificação que assegure a recepção do sinal fluorescente com baixo ruído de fundo.
- O sistema deverá comunicar com um PC, sendo este responsável por todo o controlo do sistema de interrogação.
- O software de controlo deveria possuir uma interface que facilitasse a interacção com o utilizador.
- O protótipo deverá ser o mais compacto possível (por exemplo, utilizando a instrumentação virtual), de grande mobilidade e baixo custo.

3.4. Configuração do sistema

O sistema de interrogação desenvolvido encontra-se esquematizado na Figura 3.1, sendo constituído por diferentes módulos, que embora independentes, operam em simultâneo para a concretização dos objectivos propostos. No capítulo 4 serão descritos com maior detalhe esses módulos, o seu funcionamento e algumas pesquisas efectuadas na fase de concepção. Por enquanto pode-se resumir as funções de cada módulo na seguinte lista:

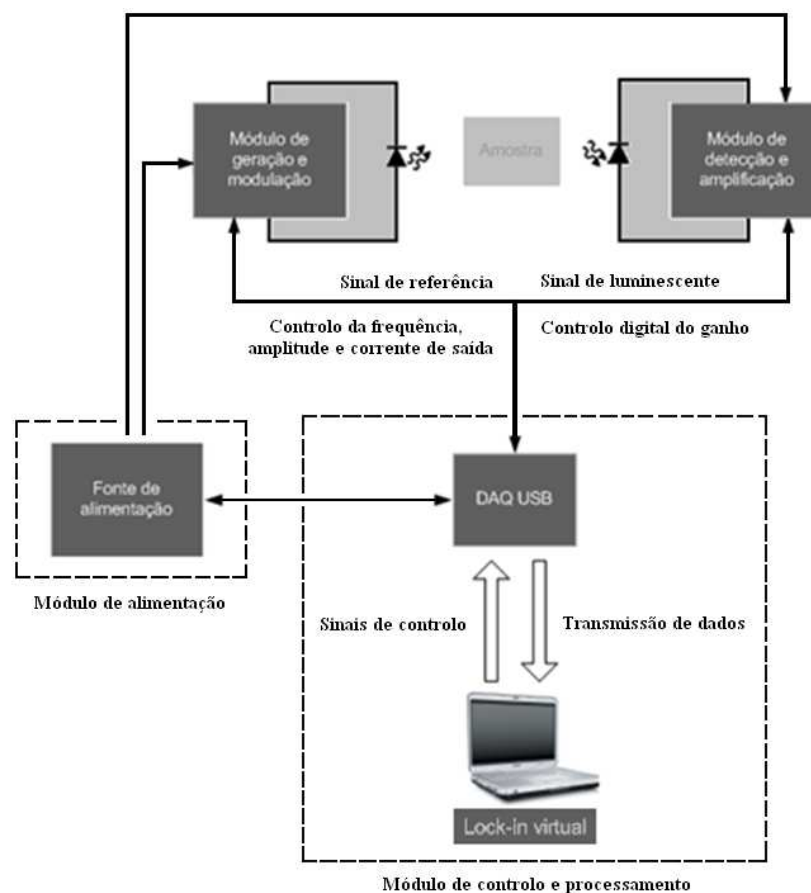


Figura 3.1. Configuração geral do sistema.

➤ Módulo de alimentação

- **Circuito de alimentação:** Converte a tensão de alimentação AC (230V) para os níveis de tensão e correntes adequados para alimentar os restantes circuitos do sistema.

➤ **Módulo de geração e modulação**

- **Gerador de funções**: Irá gerar um sinal sinusoidal para modular o LED e que servirá como referência para o “lock-in”.
- **Amplificador de potência (LED Driver)**: Amplifica e transforma o sinal de tensão gerado no andar anterior num sinal de corrente para a modulação do LED.
- **LED**: Irá excitar a amostra bioquímica.

➤ **Módulo de detecção e amplificação**

- **Fotodíodo**: Traduz o sinal óptico num sinal eléctrico.
- **Amplificador de sinal**: Amplifica o sinal do fotodíodo para níveis de tensão que são aceites pelo “lock-in”.

➤ **Módulo de controlo e processamento de sinal**

- **DAQ USB 6259**: Faz a aquisição dos sinais provenientes do módulo de detecção e amplificação, e através das suas saídas analógicas e digitais permite o controlo dos diferentes módulos.
- **PC**: Através do software LabVIEW permite controlar, monitorizar e analisar as medições, servindo de interface com o utilizador.
- **“Lock-in” virtual**: Detecta a diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal de referência, e mede a amplitude do sinal de entrada.

3.5. LabVIEW

Como já foi referido anteriormente, com recurso à instrumentação virtual, por intermédio do software LabVIEW, o sistema é controlado por intermédio de uma DAQ, tendo o software de controlo sido desenvolvido nessa linguagem, denominada por linguagem g.

Para que se possa compreender bem as vantagens e o modo de funcionamento desta linguagem, será apresentada a sua descrição na próxima secção. Em primeiro lugar será apresentada uma introdução à linguagem, seguindo-se uma descrição do seu conteúdo e das funcionalidades e por fim a enumeração das suas vantagens como ferramenta de enormes potencialidades nos projectos de engenharia.

3.5.1. Introdução ao LabVIEW

O LabVIEW, que significa Laboratory Virtual Instrument Electronic Workbench foi desenvolvido pela National Instruments (NI) e tem-se revelado uma das principais ferramentas de desenvolvimento de aplicações científicas e tecnológicas, utilizadas hoje em dia, tanto na automatização industrial, aplicações biométricas, no telescópio Hubble, entre outras. Como linguagem de programação, é uma linguagem de programação visual, sendo as suas instruções representadas por ícones, em vez de linhas de texto. Se compararmos o LabVIEW com as linguagens de texto, este utiliza uma programação fundamentada em fluxo de dados, e que a sua execução é efectuada de uma forma sequencial [12].

Neste software, o utilizador dispõe de vários objectos e ferramentas para desenvolver a sua própria interface. Essa interface é conhecida como Painel frontal. Em contraste com essa interface, temos o painel de interface de blocos, utilizada para implementação do código. Para gerar esse código, é disponibilizada nessa interface um conjunto de funções diferenciadas pela sua representação gráfica.

Cada bloco contém internamente código que efectua as funções indicadas. Na Figura 3.2, podem-se observar os dois painéis de interacção com o utilizador [12].

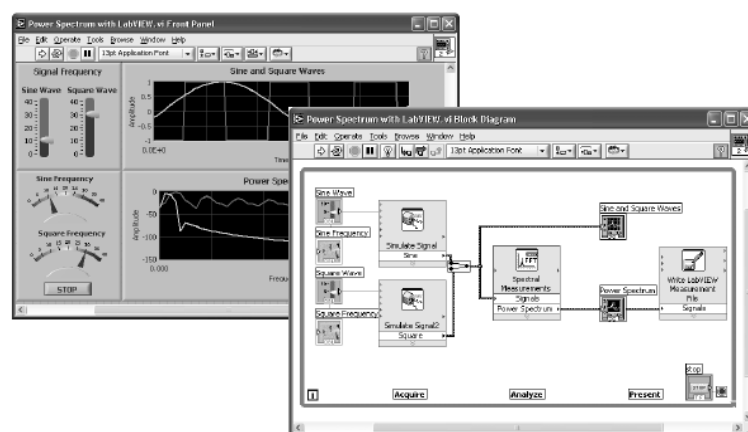


Figura 3.2. Interfaces do software LabVIEW [12].

No lado direito da Figura 3.2 está representada a janela do diagrama de blocos, no qual o utilizador cria o código, introduzindo os controlos, os blocos funcionais (blocos criados para realizar uma determinada função) e os indicadores, efectuando as ligações entre os mesmos da forma mais adequada.

No lado esquerdo da Figura 3.2 encontra-se uma interface tipo, onde são visíveis as opções de controlo gerado pelos blocos introduzidos na janela da direita. Além disso, também são visíveis na janela da esquerda os indicadores (como por exemplo os gráficos) criados pelos blocos implementados na janela da direita. Desta forma sempre que o utilizador introduzir algum parâmetro na secção de controlo da interface, esse parâmetro é imediatamente processado na janela à direita, sendo o resultado depois exibido na interface por intermédio dos indicadores [12].

Como resumo das potencialidades desta ferramenta, indicam-se certas características que a distinguem das outras plataformas [13]:

- ✓ O LabVIEW é uma linguagem versátil, permitindo que o utilizador crie subprogramas encapsulados por ícones que poderão ser chamados numa etapa de execução do código principal.
- ✓ O software suporta recursos de multiprocessamento revelando a capacidade de relegar tarefas para diferentes núcleos de processamento.
- ✓ Possui uma linguagem orientada por fluxo de dados. Ou seja, as instruções são executadas sequencialmente, os procedimentos e fundamentalmente os módulos são determinados por grafos direccionais.
- ✓ Esta ferramenta suporta programação por texto. Por intermédio dos blocos de interacção com linguagens de programação de texto, esta plataforma permite a escrita de linguagens de sintaxe C e do tipo Matlab. Estas linguagens podem ser facilmente integradas com os outros bloco e ser executada em conformidade com os mesmos.
- ✓ O LabVIEW possui um sistema de comunicação com vários tipos de hardware, tais como, GPIB, VXI, PXI, RS-232, RS-485 e alguns dispositivos DAQ da NI. Além disso, possui aplicativos de conexão às redes TCP/IP.
- ✓ O LabVIEW possui aplicações de teste, de aquisição e análise de dados e de geração de relatórios de erros que visam facilitar o uso desta ferramenta.

4. Concepção do protótipo

Neste capítulo será descrita a criação do protótipo em duas secções. Uma dessas secções refere-se ao hardware, todo o procedimento de desenvolvimento de cada módulo, incluindo as pesquisas, os problemas e as soluções implementadas. Ainda nessa secção será também explicado o processo de criação das placas de circuito impresso deste protótipo.

A outra secção visa explicitar o funcionamento do código criado, no software LabVIEW, para o controlo e processamento dos dados, e apresentar a configuração necessária para a comunicação entre os módulos.

4.1. Hardware

Esta secção descreve o processo de desenvolvimento, pesquisa e decisão, efectuado a nível de hardware para cada módulo. Desta forma pretende-se justificar de alguma forma a utilização dos dispositivos escolhidos, e explicar como é que estes funcionam e como é que são controlados. Para finalizar esta secção, é descrito o processo final de implementação do protótipo em placas de circuito impresso para posteriores testes e caracterização.

4.1.1. Módulo de alimentação

Um dos factores que viabilizam o funcionamento autónomo do sistema é o facto de todos os componentes serem alimentados por apenas uma fonte. Ter uma alimentação única torna o sistema mais compacto e de fácil utilização, tendo em conta que necessita apenas de uma ficha eléctrica. De seguida serão descritas as várias etapas que envolveram o desenvolvimento deste módulo bem como a solução encontrada para o controlo externo do mesmo.

4.1.1.1. Implementação do módulo

De entre as várias fontes de alimentação conhecidas, optou-se pelo esquema mais tradicional, envolvendo quatro blocos. Na Figura 4.1 podemos observar os quatro blocos desta fonte: transformador, rectificador, filtro e regulador.

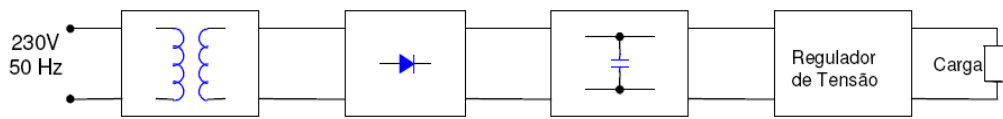


Figura 4.1. Blocos do circuito de alimentação [14].

No primeiro bloco é utilizado um transformador monofásico com 1 enrolamento primário e 3 enrolamentos secundários, de modo a ser possível obterem-se à saída 3 níveis de tensão diferentes [15].

No segundo bloco segue-se a rectificação de onda completa. Para esta etapa utilizaram-se díodos semicondutores 1N4007, formando uma ponte de díodos, idêntica a que pode ser observada na Figura 4.2.

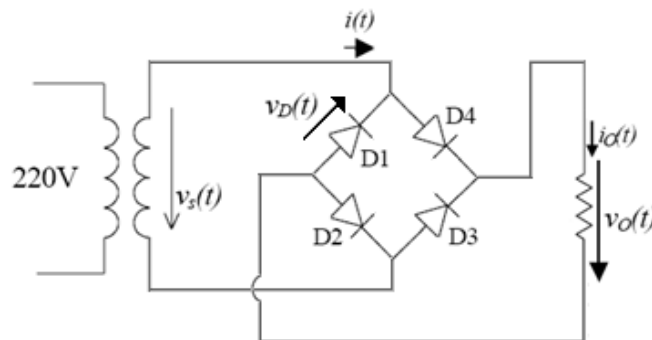


Figura 4.2. Circuito de rectificação de onda completa [14].

Após a rectificação segue-se a etapa de filtragem, sendo esta importante no contexto de eliminar a componente alternada ainda existente no sinal. Esta componente pode induzir ruído nos circuitos integrados incluídos neste sistema de alimentação, sendo este ruído normalmente denominado por ripple (V_r). Uma forma comum de eliminar este ruído passa pela utilização de um condensador em paralelo com a resistência de saída, pois este carrega a componente AC deixando passar apenas a componente DC [14].

Após esta etapa verifica-se uma diminuição da componente AC, mas no entanto continua sempre a existir uma pequena componente AC. Para reduzir essa componente, e evitar possíveis flutuações provocadas por variações de corrente na carga, existe o último bloco, o bloco de regulação [15].

Para fazer a regulação podem ser utilizados diferentes tipos de dispositivos, sendo estes

mais ou menos complexos dependendo da aplicação pretendida para o sistema de alimentação. Os dispositivos habitualmente utilizados são os bem conhecidos reguladores não variáveis 78xx [16] e 79xx [17].

Tendo em vista alimentar dispositivos com +15V, +5 e -15V, utilizou-se um dispositivo 7815 para regular tensão para 15V, um 7915 para regular tensão para -15V e um dispositivo do tipo 7805 para o fornecimento de 5V.

Um factor a ter em conta na implementação dos reguladores é o facto de que por vezes a tensão na entrada pode colapsar mais depressa do que a tensão na saída. Um exemplo de uma situação onde isso poderá acontecer ocorre quando a entrada de alimentação é corrompida devido a um pico de tensão na saída [16]. Num caso desses, em que a saída está com um potencial superior ao da entrada, o regulador pode ser danificado, pelo que se deve colocar um díodo ligado entre os pinos de entrada e saída, da forma como está representado na Figura 4.3, de acordo com o que é recomendado no “datasheet” [16] do componente.

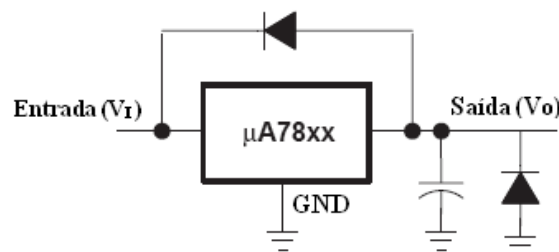


Figura 4.3. Configuração utilizada para evitar picos de tensão eléctricos na etapa de regulação [16].

Note-se que a utilização destes dispositivos implica um extremo cuidado com o modo como os componentes são seleccionados. É necessário ter em conta vários factores, tais como o aquecimento que o dispositivo sofre devido à dissipação de potência, e a corrente máxima que cada dispositivo pode fornecer.

Em particular este último ponto é crucial, pois foi necessário verificar que a soma das correntes consumidas pelos diferentes dispositivos do restante circuito não ultrapassava a corrente máxima dos reguladores de tensão. Por isso foi efectuada uma estimativa das alimentações necessárias para cada componente do sistema, de forma a verificar-se, se a corrente máxima de 100mA (corrente máxima para que este circuito foi projectado) era suficiente para alimentar todas as componentes.

A estimativa efectuada, foi baseada nos valores indicados pelo “datasheet” de cada dispositivo referenciados em [18]. Esses valores podem ser visualizados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1. Estimativa das tensões e correntes necessárias.

<i>Dispositivo</i>	<i>Tensão de alimentação</i>	<i>Corrente máxima</i>
XR2206 (<i>gerador de funções</i>)	+15V	14mA
FL500 (<i>driver do LED</i>)	+5V	2,7mA
MAX322 (<i>comutador de corrente</i>)	+5V	80 μ A
MAX4677 (<i>comutador de ganho</i>)	+5V	1 μ A
OPA602 (<i>amplificador de transimpedância</i>)	\pm 15V	4mA
AD743 (<i>amplificador de tensão</i>)	\pm 15V	8,1mA
<u>Tensões necessárias</u>	+15V, -15V, +5V	
<u>Total de corrente</u>	28,88mA	

De acordo com esta estimativa verifica-se que o módulo consegue fornecer corrente suficiente para todos os módulos que constituem este sistema sensor, o que permite que o sistema seja alimentado apenas por uma única fonte de alimentação.

4.1.1.2. Sistema de comando

Tendo em conta o objectivo da automatização do sistema, era necessário arranjar uma forma de poder controlar a alimentação do sistema. A solução encontrada foi a implementação de um relé (Relay). Na Figura 4.4, está representada a configuração utilizada.

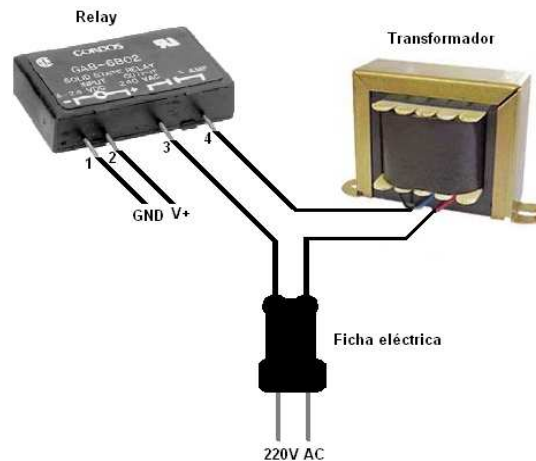


Figura 4.4. Configuração utilizada para o controlo do módulo de alimentação do sistema.

Em termos de funcionamento, o relé trabalha de uma forma muito simples. Como podemos observar na Figura 4.4, o relé possui quatro pinos, sendo que os dois primeiros (1 e 2) são utilizados para aplicação do sinal de controlo, enquanto os dois últimos (3 e 4) correspondem aos terminais do interruptor mecânico. Quando é aplicado um sinal de polaridade positiva entre os terminais 1 e 2, como por exemplo um sinal digital que varia entre 0 e 5V, o interruptor fecha e completa a ligação entre os terminais 3 e 4.

Então utilizando um sinal digital de controlo de uma das saídas digitais DAQ, por ordem do software LabVIEW, é possível controlar a alimentação do circuito.

4.1.2. Módulo de geração e modulação de sinal

Nesta subsecção irão ser abordadas as pesquisas, problemas e soluções implementadas no módulo de geração e modulação. Este módulo é responsável por gerar o sinal modulador e convertê-lo, por intermédio de um LED de luz azul, num sinal luminoso para excitar a amostra.

Em 4.1.2.1 serão mencionadas as várias soluções propostas, bem como a opção escolhida

e as alterações implementadas no circuito utilizado para a geração do sinal modulador.

De igual forma, na secção 4.1.2.2 serão descritos os procedimentos de pesquisa efectuados para a implementação do amplificador de potência (LED driver). Ainda nessa secção será relatada a solução utilizada para a implementação de um sistema de controlo da corrente de saída do amplificador.

4.1.2.1. Gerador de funções

Nesta secção irá ser abordado o dispositivo utilizado para gerar o sinal de modulação e que também irá funcionar como referência. Tendo em conta a necessidade de o gerador possuir uma gama elevada de frequências, possibilidade de controlo externo da amplitude e da frequência, e fundamentalmente ter um preço acessível, foi efectuada uma pesquisa exaustiva e uma análise precisa das potencialidades das várias soluções que serão descritos na subsecção 4.1.2.1.1.

4.1.2.1.1. Pesquisas e Soluções

De início estudou-se a possibilidade de o sinal sinusoidal ser gerado directamente pela placa de aquisição de dados (DAQ 6259) que tinha já sido adquirida. Esta DAQ já possui um cartão interno de interface com o LabVIEW que permite a comunicação com este software. Desta forma apenas seria necessário criar o código para emitir os comandos de controlo da onda a gerar na DAQ. No entanto, e mesmo tendo esta DAQ uma resolução de 16 bits com aproximadamente 1Mbits de taxa máxima de aquisição por canal, ela não seria capaz de gerar um sinal a uma frequência elevada (da ordem das dezenas de kHz) e ainda conseguir receber o sinal emitido pela amostra bioquímica. Como é importante que esse sinal seja adquirido em boas condições, e não seja um factor de distorção, teve-se de optar por procurar um dispositivo de hardware capaz de realizar as tarefas pretendidas [24].

Considerando a necessidade de existir compatibilidade entre o LabVIEW (software que iria ser utilizado para controlo do gerador) e o dispositivo de hardware, considerou-se as bem conhecidas FPGAs. A National Instruments disponibiliza várias placas de circuito impresso já desenvolvidas e implementadas, capazes de gerar ondas sinusoidais e que funcionam como uma

DAQ, utilizando um sistema de controlo de temporização baseado em FPGAs. Este tipo de dispositivos é denominado por DAQs inteligentes. Contudo o seu custo normalmente ronda os 2500 euros, havendo sempre o problema da partilha da largura de banda, se quisermos utilizar essa DAQ para efectuarmos outro tipo de processamento em simultâneo. Por isso, e tendo em conta o preço, não se justificava o uso de uma DAQ inteligente apenas para gerar o sinal [24].

Outra hipótese seria utilizar uma simples FPGA, tirando proveito do facto de estas já possuírem blocos de interface com o LabVIEW para o gerador de funções e o protocolo de comunicação USB. O seu alto desempenho e versátil configuração permitem-lhe ainda suportar outras tecnologias. No entanto o seu preço elevado e o seu nível de complexidade são factores desaconselháveis num projecto deste tipo.

Procurando soluções mais simples e de baixo custo, consideraram-se os chips geradores de sinais, tendo em conta as suas potencialidades de controlo externo. Um gerador que o permite é o MAX038. Este gerador de ondas de altas-frequências, possui uma gama de frequências entre 0.1Hz e 20MHz. Além disso é barato e necessita de poucos componentes externos. Permite gerar ondas triangulares, dente-de-serra, sinusoidais e quadradas, sendo o ajuste do duty cycle independente da frequência. Embora a linguagem mais aconselhável a utilizar na sua programação seja de baixo nível, era possível a sua compatibilidade com o LabVIEW. Apesar de todo o seu potencial, este circuito, deixou de ser fabricado por utilizar componentes nocivas à saúde humana pelo que não pode ser utilizado [25].

De entre os vários geradores de ondas monolíticos encontrados destacaram-se dois dispositivos, o ICL8038 e o XR-2206. O ICL8038 trabalha com uma gama de frequência entre 0.001Hz e 300kHz, mantendo uma alta linearidade, baixa distorção e baixo custo [26]. Além disso tem a vantagem de não necessitar de componentes externos. No entanto, quando este gera sinais a frequências mais elevadas apresenta uma distorção de 1%, que embora não pareça significativa, dada a grande sensibilidade que se pretende que o sistema tenha, poderá significar um factor de erro nos resultados obtidos [26]. Por isso foi necessário encontrar um dispositivo que produzisse uma distorção inferior.

O dispositivo que oferece todas essas garantias é o XR-2206. Embora este trabalhe numa gama de frequências mais limitada (mas suficiente, tendo em conta que não se encontram amostras com tempos de vida muito curtos que justifiquem frequências tão elevadas), fornece uma maior estabilidade a frequências altas, resultando numa distorção nunca maior que 0.5% até uma frequência de 100kHz. Outra vantagem deste dispositivo é o facto de permitir o uso de

componentes externos para fins de controlo da amplitude e frequência [18].

Um resumo da pesquisa efectuada é apresentado na seguinte tabela, com o intuito de justificar a opção tomada.

Tabela 4.2. Comparação das soluções consideradas.

<i>Componente</i>	<i>Distorção (frequências altas)</i>	<i>Complexidade</i>	<i>Compatibilidade com o software (LabVIEW)</i>	<i>Interface</i>	<i>Preço</i>
<i>Cartão de interface do LabVIEW</i>	Baixa (depende da taxa de amostragem)	Simples	Garantida, apenas é necessário instalar os drivers	Razoável	Caro, não necessita de um PCB e não necessita de componentes adicionais
<i>DAQ Inteligente</i>	Depende da resolução	Simples	Possível, têm de se instalar os drivers fornecidos pela NI	Complexo	Caro, já dispõe de PCB e algumas componentes poderão ser necessárias
<i>FPGA</i>	Baixa	Complexo	Possível, necessita de uma versão avançada do LabVIEW	Razoável	Razoável, disponível em PCB e poderá necessitar de componente extras para frequências superiores a 200KHz
<i>MAX038</i>	Baixa (0.75%)	Médio	Possível, mas precisa de uma DAQ para comunicarem	Razoável	Barato, necessita de ser colocado num PCB, indisponível comercialmente
<i>ICL8038</i>	Baixa (~1%)	Simples	Possível, mas precisa de uma DAQ para comunicarem	Simples	Barato, tem de ser implementado num PCB e não necessita de componentes extras
<i>XR-2206</i>	Baixa (Max. 0.5%)	Simples	Possível, mas precisa de uma DAQ para comunicarem	Simples	Barato, implementável em PCB

4.1.2.1.2. Implementação do dispositivo

Com base na pesquisa efectuada, a escolha recaiu sobre o chip XR-2206 porque este consegue conjugar quatro factores importantes: a simplicidade, o custo, a baixa distorção e o facto de ser passível de controlo externo. No entanto algumas alterações foram efectuadas no esquema habitual do circuito, representado na Figura 4.5, com o propósito de facilitar o controlo da frequência e da amplitude, e também para garantir uma boa estabilidade do sinal de saída. Como forma de identificação dos pinos no esquema do circuito da Figura 4.5, encontram-se na Tabela 4.3 a descrição dos pinos deste dispositivo.

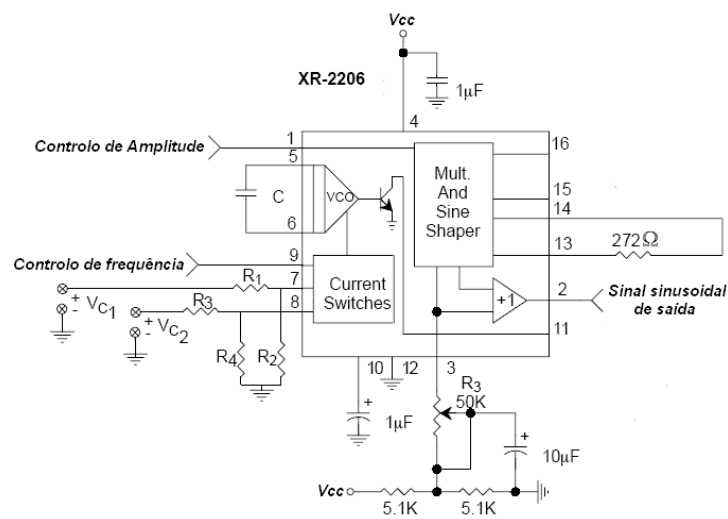


Figura 4.5. Modelo esquemático do gerador de funções [18].

Tabela 4.3. Descrição dos pinos do XR-2206 [18]

<i>Pino</i>	<i>Sigla</i>	<i>Tipo</i>	<i>Descrição</i>
1	AMSI	Entrada	Controlo de amplitude
2	STO	Saída	Sinal sinusoidal de saída
3	MO	Saída	Saída multiplicadora
4	Vcc	Entrada	Fonte de alimentação positiva
5	TC1	Entrada	Entrada de temporização capacitiva
6	TC2	Entrada	Entrada de temporização capacitiva

<i>Pino</i>	<i>Sigla</i>	<i>Tipo</i>	<i>Descrição</i>
7	TR1	Saída	Saída de temporização resistiva 1
8	TR2	Saída	Saída de temporização resistiva 2
10	BIAS	Saída	Voltagem de referência interna
11	SYNCO	Saída	Saída de sincronização
12	GND		Pino de ligação à massa
13	WAVEA1	Entrada	Ajuste de simetria 1
14	WAVEA2	Entrada	Ajuste de simetria 2

Como se pode observar na Figura 4.5, o XR-2206 é constituído por quatro blocos: o Oscilador controlado por tensão (VCO), um multiplicador analógico, uma unidade amplificadora de ganho e um conjunto de interruptores de corrente. O VCO produz uma tensão com uma frequência proporcional à tensão aplicada entre os terminais de sincronização (TR1 e TR2) e a massa [18].

Como se irá ver mais à frente, na implementação dos componentes nos terminais de sincronização (TC1, TC2, TR1 e TR2), iremos ter duas gamas de frequência discretas que podem ser produzidas independentemente. A frequência seleccionada irá depender do estado do sinal digital aplicado no pino 9, escolhendo-se assim uma das correntes dos pinos de sincronização TR1 ou TR2, sendo esta depois endereçada para o VCO.

4.1.2.1.2.1. Controlo da frequência e amplitude

A frequência do sinal de saída será determinada fundamentalmente pela razão entre a corrente I_T (dada pela soma de I_C com I_B), nos terminais TR1 e TR2, e a capacidade ligada entre TC1 e TC2, tal como demonstra a expressão (4.1) [18].

$$f = \frac{320I_T(\text{mA})}{C(\mu\text{F})} \quad (4.1)$$

A existência dos dois terminais de sincronização (TR1 e TR2) permite a definição de duas gamas de frequências, que podem ser seleccionadas através do sinal lógico aplicado ao pino 9.

Observando a Figura 4.6 verifica-se que a selecção das resistências R e R_C é fundamental na definição da gama de frequência que se pretende.

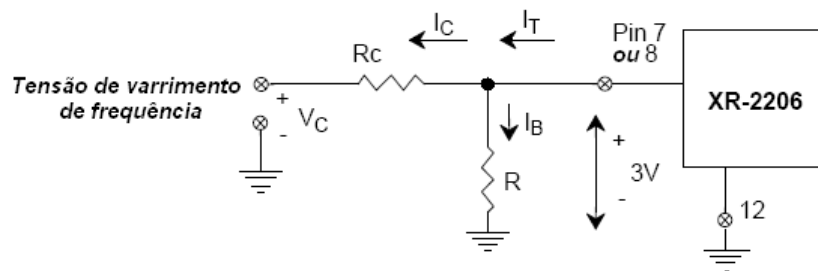


Figura 4.6. Circuito de varrimento de frequência [18].

Note-se que os pinos 7 e 8 (TR1 e TR2) são pontos de baixa impedância, onde internamente a tensão tende para o valor de 3V em relação ao pino 12 (massa). Obtém-se assim uma variação linear da frequência em relação à corrente I_T apenas entre os valores de $1\mu\text{A}$ e 3 mA [18].

Para se conseguir ter um controlo externo sobre a frequência decidiu-se utilizar a entrada de modulação do sinal (à esquerda da Figura 4.6). Desta forma é possível variar a frequência aplicando uma tensão V_C , gerada pela DAQ, e que se relaciona com a frequência pela seguinte expressão [18]:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_C} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz} \quad (4.2)$$

Sendo a razão de conversão de tensão para frequência definida pela expressão:

$$k = \frac{\delta f}{\delta V_C} = -\frac{0.32}{CR_C} \quad (4.3)$$

Com base nestas expressões, elaborou-se uma projecção de duas gamas distintas de

frequência, sendo o valor do condensador definido para ambas de 10nF. Assim, para uma gama de poucos Hz até 1kHz optou-se por resistências $R=2M\Omega$ e $R_C=100k\Omega$ e para a gama até 100kHz optou-se por $R=100k\Omega$ e $R_C=1k\Omega$.

A gama de frequência será seleccionada por um sinal digital do tipo “verdadeiro” ou “falso” aplicado no pino 9. Posteriormente, pela aplicação de uma tensão por intermédio da porta de saída da DAQ, entre 0V (correspondendo ao maior valor de frequência) e os 3V (correspondendo ao menor valor de frequência), a gama obtida varia entre os 0 e 1kHz para a gama mais baixa, e entre 1kHz e os 100kHz para a gama mais alta.

É importante referir que os valores escolhidos foram determinados e analisados cuidadosamente, de forma a atingirem-se dois objectivos propostos para esta fase. Em primeiro era importante obter duas gamas de frequência que possibilitassem a interrogação de amostras com tempos de vida curtos, o que só é possível com sinais de referência com uma frequência na ordem entre dos kHz. Em segundo lugar pretendia-se também reduzir ao máximo a distorção do sinal, tendo sempre em atenção os valores recomendados pelo fabricante do dispositivo.

Em relação à amplitude, o XR-2206 possui um pino (pino 1) de impedância interna de 100k Ω , sendo que a amplitude do sinal de saída varia linearmente com a tensão DC aplicada nesse pino. Esta tensão pode ser gerada através da DAQ, o que permite o controlo da amplitude através do software LabVIEW.

4.1.2.2. Amplificador de potência

O amplificador de potência (LED Driver), como parte importante deste sistema deverá possuir uma alta linearidade, a possibilidade de controlo externo da corrente de saída, uma largura de banda adequada, e ser capaz de fornecer uma corrente que possa alimentar o LED. Foi efectuada uma pesquisa focada nos factores já referidos, sem esquecer a questão monetária.

4.1.2.2.1. Pesquisa e soluções

Os diodos emissores de luz (LEDs) emitem uma potência luminosa que é directamente proporcional à corrente que os percorre, mas que não é directamente proporcional à tensão aplicada. Por esse motivo a alimentação desses dispositivos, quando se pretende obter uma

modulação da luz emitida, deve ser feita controlando a corrente e não a tensão. Esse papel é normalmente desempenhado pelos chamados amplificadores de potência.

Nesses dispositivos, variações na tensão de entrada provocam uma alteração proporcional da corrente fornecida, que induz por sua vez a modulação da luminosidade do LED. Os amplificadores de potência devem sempre conter uma protecção contra flutuações de tensão durante a operação [27].

Em busca de uma solução comercialmente viável, foi encontrado um dispositivo que reunia todas as características necessárias para o sistema. Este dispositivo, denominado por FL500 fabricado pela Wavelength Electronics, possibilita o controlo externo da corrente de saída, podendo operar como dois amplificadores de potência totalmente independentes. Embora necessite de ser montado num PCB, este possui uma pequena dimensão e é capaz de fornecer até 500mA a um LED [18].

4.1.2.2.2. Implementação da solução

O dispositivo FL500, como se pode observar na Figura 4.7, possui dois circuitos independentes que permitem alimentar com até 250mA cada um dos emissores de luz, ou com até 500mA caso seja alimentado apenas um dispositivo.

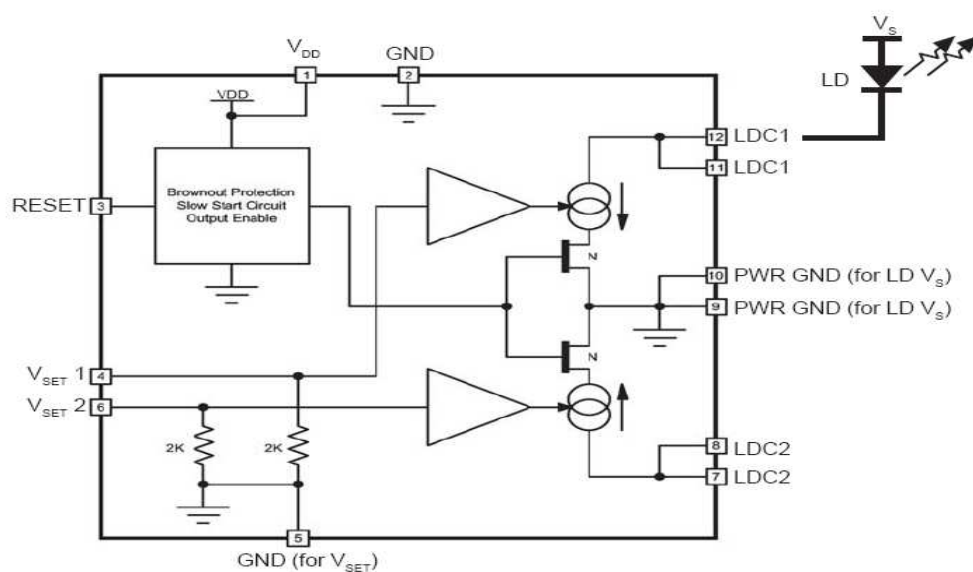


Figura 4.7. Esquema do dispositivo FL500 [18].

A taxa de conversão da tensão aplicada nas entradas (V_{set1} e V_{set2}) em corrente nas saídas (LDC1 e LDC2) depende da configuração implementada. O datasheet [18] do FL500 exemplifica diferentes tipos de configurações, dependendo do propósito. A configuração que foi utilizada neste projecto baseia-se apenas na utilização de uma das entradas, recorrendo à utilização de uma tensão de polarização no mesmo ramo.

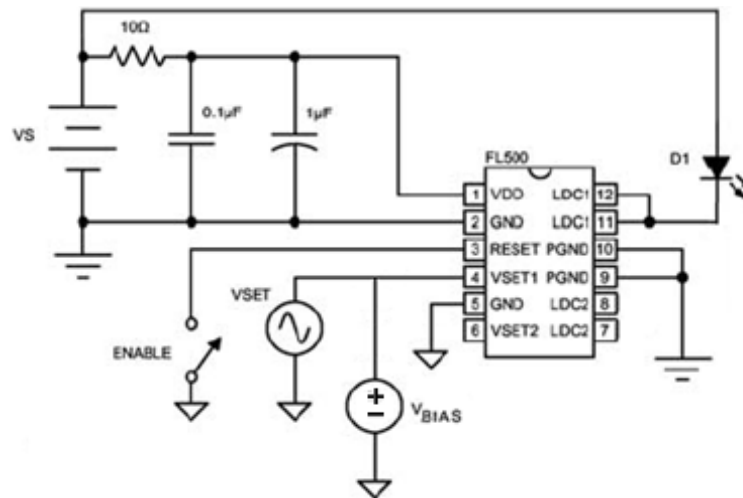


Figura 4.8. Configuração do funcionamento do amplificador de potência [18].

Para a implementação da configuração da Figura 4.8, foi necessário resolver alguns problemas e questões cruciais que tiveram de ser estudados e analisados. Este problemas tinham origem no facto do sinal proveniente do módulo de geração e modulação apresentar um offset muito elevado (devido ao facto de o gerador ser alimentado apenas por uma tensão positiva de 15V). A presença desse offset fazia com que a corrente à saída fosse demasiado elevada, podendo mesmo provocar a destruição do LED. No entanto a remoção total desse offset impediria o FL500 de funcionar correctamente, uma vez que este dispositivo apenas aceita nas entradas sinais positivos.

Como solução para este problema resolveu-se eliminar a componente contínua do sinal proveniente do gerador, por intermédio de um condensador, e pela posterior introdução de uma tensão de polarização (Bias), tal como se pode observar na Figura 4.9. Desta forma era possível alterar o offset do sinal, para que este fosse sempre positivo, e ao mesmo tempo garantir que a corrente máxima suportada pelo LED não fosse ultrapassada.

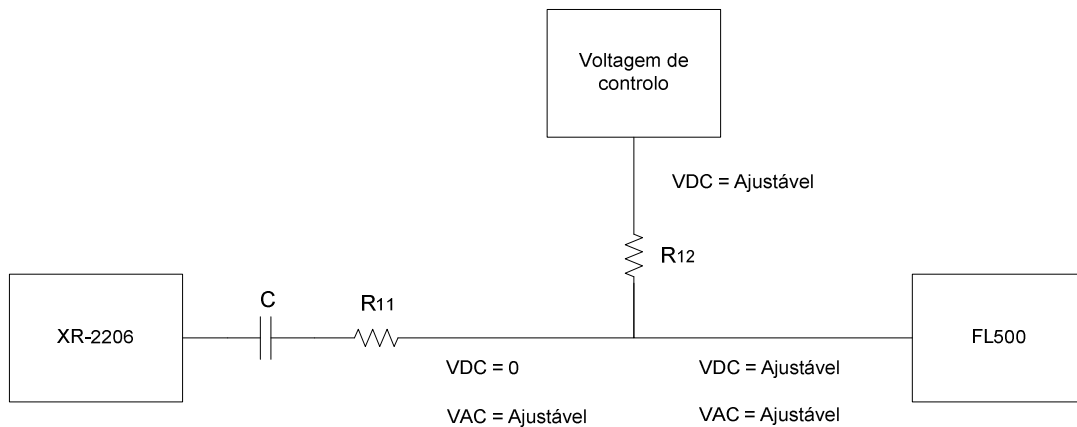


Figura 4.9. Circuito de controlo do offset.

Essa tensão DC de polarização foi dimensionada para operar numa gama restrita, correspondendo ao valor mínimo de corrente à saída do driver (cerca de 6mA). Para uma melhor compreensão observe-se na Figura 4.10 o circuito equivalente do esquema da Figura 4.9, tendo em conta as resistências internas dos dispositivos (600Ω de resistência de saída no XR-2206 e 2kΩ de resistência de entrada no amplificador de potência).

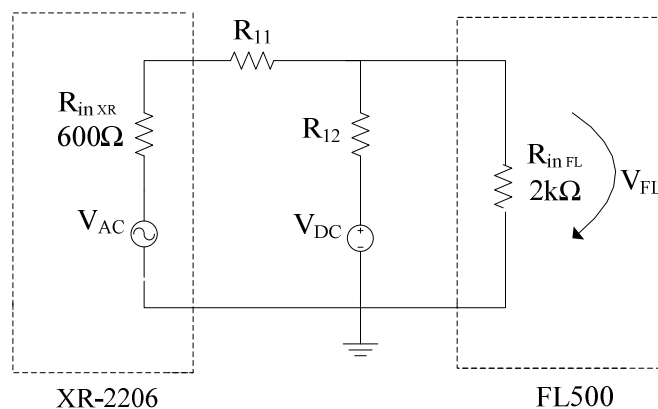


Figura 4.10 Circuito da configuração de controlo do offset.

Analisando este circuito, chega-se ao valor de tensão V_{FL} :

$$V_{FL} = \frac{(R_{inXR} R_{inFL} + R_{11} R_{inFL}) V_{DC} + (R_{12} R_{inFL}) V_{AC}}{R_{inXR} R_{inFL} + R_{11} R_{inFL} + R_{12} (R_{inFL} + R_{inXR}) + R_{12} R_{11}} \quad (4.4)$$

Tendo conta que a função de transferência que relaciona a corrente de saída (I) do amplificador de potência e a tensão V_{FL} é dada por $I=0,25V_{FL}$, temos a seguinte expressão que determina a influência de V_{DC} e V_{AC} bem como R_{11} e R_{12} na corrente de saída:

$$I = \frac{0.25(R_{inXR} R_{inFL} + R_{11} R_{inFL}) V_{DC} + 0.25(R_{12} R_{inFL}) V_{AC}}{R_{inXR} R_{inFL} + R_{11} R_{inFL} + R_{12} (R_{inFL} + R_{inXR}) + R_{12} R_{11}} \quad (4.5)$$

Como podemos verificar na expressão (4.5), as tensões V_{DC} e V_{AC} são directamente proporcionais à corrente de saída, sendo esta limitada pelos factores R_{11} e R_{12} . Os valores escolhidos para esses dois parâmetros foram $R_{11}=350k\Omega$ e $R_{12}=25k\Omega$, pelo que substituindo todos os valores na expressão (4.5) se obteve a relação:

$$I = \frac{1753V_{DC}+125V_{AC}}{95162} \quad (4.6)$$

estando este resultado em mA se as tensões forem introduzidas em volts.

4.1.2.2.2.1. Controlo da corrente de saída

Para protecção contra picos de corrente o FL500 possui um pino (pino 3) cuja função é efectuar a comutação da corrente quando esse terminal está ligado à massa. Quando assim é, diz-se que o interruptor de comutação está em modo activo. Estando em modo activo, a amplitude da corrente de saída é atenuada para um valor mínimo ($\sim 10\mu A$). Para que o circuito de protecção esteja desactivado (e se tenha a corrente pretendida na saída) o pino 3 deve ser deixado flutuante. Com esse objectivo, e como se pretendia ter um controlo externo sobre esta função, optou-se por utilizar um circuito integrado (o MAX322) como interruptor analógico.

Além da sua precisão, este dispositivo tem um consumo baixo de energia (1,25mW) oferecendo uma corrente de fuga máxima de 100pA. Além disso, permite uma troca rápida de posição do interruptor (no máximo 65ns) [20]. Quando os interruptores operam a partir de uma fonte de +5V, estes são caracterizados por uma resistência (R_{ON}) máxima de 35 Ω . As características mais importantes deste dispositivo estão resumidas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4. Tabela das características do MAX322 [20].

	<i>Símbolo</i>	<i>Mín</i>	<i>Máx</i>	<i>Unidades</i>
<i>Gama de alimentação</i>	V ₊	2.7	8	V
<i>Intervalo de tensão de entrada</i>	V _{com}	0	V ₊	V
<i>Intervalo permitido para V_{in}</i>	ΔV _{in}	0	V ₊	V
<i>Estado do interruptor para Vin_{on} (nível 0)</i>	V _{in_{on}}	Fechado (Porta No1), Aberto (Porta No2)		
<i>Estado do interruptor para Vin_{off} (nível 1)</i>	V _{in_{off}}	Aberto (Porta No1), Fechado (Porta No2)		
<i>Tempo de abertura do interruptor</i>	T _{on}	65	150	ns
<i>Tempo de fecho do interruptor</i>	T _{off}	35	100	ns

A implementação do MAX322 está demonstrada na Figura 4.11.

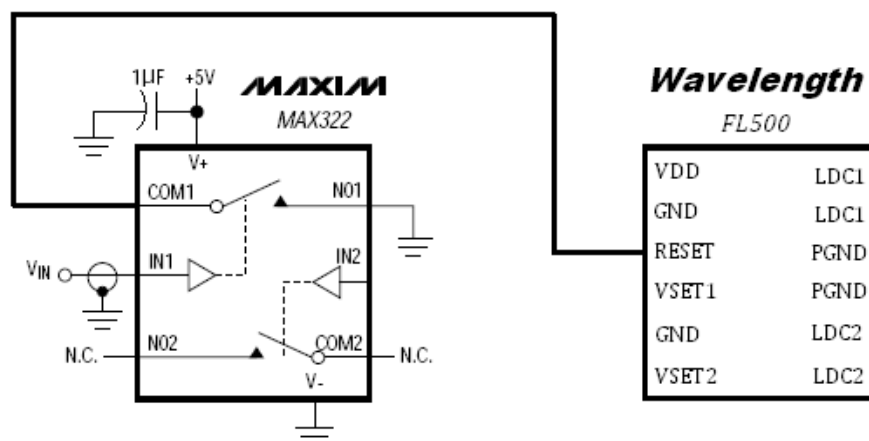


Figura 4.11. Configuração de controlo da corrente de saída [19][20].

A configuração implementada é muito simples, sendo apenas utilizado um dos interruptores disponibilizados pelo dispositivo. Um dos terminais do interruptor é conectado ao pino 3 (RESET) do FL500. Desta forma esse pino só será ligado ao pino de saída (e assim ligado à terra) quando o sinal digital de controlo do tipo booleano gerado pela DAQ for de nível lógico 0. Quando assim for, a corrente é comutada para o valor mínimo. No caso de esse sinal ser de nível lógico 1, o nível de corrente na saída será o imposto pela tensão na entrada V_{SET1} .

4.1.3. Módulo de detecção e amplificação

4.1.3.1. Visão geral

Após o sinal ter sido emitido pelo LED sobre a amostra, é necessário recuperar o sinal afectado pela amostra. Este sinal, que por natureza é fraco, tem uma componente elevada de ruído. Esse ruído deve-se principalmente ao facto do detector estar exposto a outras fontes de luz e aos próprios componentes electrónicos. Desta forma, este módulo é responsável pela recuperação da informação contida na portadora óptica do sinal emitido, convertendo o sinal óptico em sinal eléctrico, e permitindo a eliminação do máximo de ruído, para posterior amplificação do sinal, para que este seja recebido pelo último módulo com uma qualidade razoável.

Em termos da configuração, optou-se por desenvolver um sistema que consistia num fotodíodo e num sistema de pré-amplificação (transimpedância) para converter o sinal de corrente gerado no fotodíodo num sinal de tensão, eliminando parcialmente o ruído pela utilização de elementos capacitivos que determinam a largura de banda do amplificador. No entanto a largura banda do amplificador inibe o uso de resistências muito elevadas, limitando o ganho de modo que é necessário obter-se um compromisso entre a largura de banda e o ruído. Esse compromisso poderá ser obtido utilizando uma das seguintes alternativas:

- a) Adicionando um amplificador de tensão após o conversor de corrente-tensão.
- b) Adicionando um ganho de tensão ao próprio conversor.
- c) Adicionando um ganho de corrente em vez de tensão para semelhante melhoria da largura de banda.

Após uma análise às alternativas, optou-se por implementar a primeira alternativa, devido ao facto de esta oferecer uma melhoria significativa da largura de banda.

Optimizando o valor da resistência de realimentação do segundo andar e os valores dos componentes do primeiro andar (capacidades e resistências), juntamente com um fotodíodo com boas características, conseguiu-se realizar um sistema de detecção e amplificação capaz de recuperar sinais com potências na ordem dos nanowatts.

4.1.3.2. Requisitos

A função deste módulo exige uma detecção e amplificação eficaz do sinal fluorescente. Para tal, é importante que os componentes utilizados (fotodiodos, amplificadores operacionais, etc...) possuam certas características. Além disso, a configuração a utilizar deve permitir um bom compromisso entre os vários parâmetros que caracterizam este módulo (largura de banda, ruído, ganho, etc...). Concluiu-se por isso que este módulo de detecção e amplificação de pequenos sinais deveria possuir as seguintes características [28]:

- A capacidade do fotodíodo deve ser a mais baixa possível. Além desta capacidade ser um factor limitativo da largura de banda, também afecta o ruído.
- A sua área activa deve ser a mais pequena possível, para permitir um incremento da relação sinal-ruído.
- Deve-se utilizar uma resistência de realimentação para minimizar o ruído (sendo este um valor que estabelece um compromisso com a largura de banda).
- A corrente de referência (ou corrente de polarização (“BIAS”)) do amplificador operacional deve ser baixa, de modo a aumentar a sensibilidade. Essa corrente causa erros de offset de “voltagem” quando são utilizadas resistências de realimentação de valor elevado.
- É vantajoso que o fotodíodo opere no modo fotovoltaico (no qual o fotodíodo é conectado directamente à configuração de transimpedância, sem a necessidade uma fonte de voltagem adicional) visto que desta forma é possível conseguir uma maior largura de banda, logo uma resposta também mais rápida. Uma pequena desvantagem deste tipo de operação será a introdução de um pequeno factor de ruído (corrente escura).
- Um pequeno condensador deve ser utilizado no ramo de realimentação, em paralelo com

a resistência de realimentação, para evitar oscilações e definir o ganho. Isso irá afectar a largura de banda mas irá assegurar uma maior estabilidade nesse ramo.

4.1.3.3. Implementação do módulo

No âmbito da procura por um sistema com um bom desempenho, este depende não apenas do próprio funcionamento das componentes activas, mas também do dimensionamento dos componentes passivos. Nesta secção, serão explicitados os componentes escolhidos bem como as configurações implementadas para um bom desempenho. A explicação será organizada de acordo com a ordem com que o módulo foi implementado, desde a escolha do fotodíodo, passando pelo pré-amplificador (transimpedância) e complementando com o pós-amplificador. Para cada estágio serão descritas as opções tomadas.

4.1.3.3.1. Fotodíodo

O fotodíodo tem uma importante função na recepção do sinal luminoso. A sua função passa pela conversão da luz incidente em um sinal eléctrico para posterior análise das informações transportadas pela portadora óptica. A escolha de um fotodíodo para aplicações sensíveis envolve um conjunto de factores que irão ditar o seu desempenho. Alguns desses factores são a responsividade, a eficiência quântica, o ganho, a detectividade, o tempo de resposta e por fim, mas não menos importante, a corrente escura.

Como já vimos anteriormente, no que diz respeito ao fotodíodo, é importante que este tenha uma capacidade pequena e uma área activa também pequena. No entanto, dependendo da largura de banda necessária essa área poderá ser maior, o que permitirá obter sinais eléctricos mais elevados [28].

Tendo por objectivo encontrar um fotodíodo capaz de satisfazer os requisitos acima referidos, encontraram-se dois componentes que vale a pena serem referidos. Um é o BPX65RT, que tem como maior referência o facto de possuir uma área activa muito pequena, logo uma pequena capacidade. Por outro lado o FDS100 possui uma maior detectividade e uma boa eficiência quântica.

Para fim de comparação das suas características, estas encontram-se resumidas na seguinte tabela:

Tabela 4.5. Características dos Fotodíodos [30][31].

<i>Fotodíodos</i>	<i>Características</i>					
	Responsividade (A/W)	Capacidade (pF)	Área activa (mm ²)	Detectividade (W ⁻¹)	Eficiência Quântica (%)	Tempo de resposta (ns)
				$D = \frac{\sqrt{A}}{NEP}$	$\eta = \frac{\Re hc}{q\lambda}$	$t_r = 2,19R_L \frac{\epsilon A}{l}$
FDS100	0,24	20	13	3*10 ¹⁴	78,58	10
BPX65RT	0,17	15	1	1*10 ¹²	62	3,5

Como se pode observar na Tabela 4.5, os dois fotodíodos têm características singulares. No entanto como já foi abordado na secção anterior, é necessário escolher aquele que reúne um bom compromisso entre os vários parâmetros. O BPX65RT era à partida aquele que detinha as características que se aproximavam mais aos requisitos referidos anteriormente, mas também é necessário ter em conta que a sua eficiência quântica para o comprimento de 600nm (luz fluorescente) é baixa. O facto de possuir uma menor detectividade significa que, em relação ao FDS100, o nível de ruído no fotodetector é maior, independentemente da área activa do detector. No entanto, o BPX65RT tem três grandes vantagens face ao FDS100. Uma dessas vantagens é o facto da sua área activa ser 13 vezes menor que a do FDS100. Isso significa que a sua capacidade (C_i) também é menor, o que é relevante face à limitação que este impõe na largura de banda. Visto isto, optou-se pelo fotodíodo BPX65RT que dava uma maior garantia de baixo ruído. A razão desta opção baseia-se no facto de que o uso de um filtro óptico irá concentrar a luz numa área de pequena dimensão. Desta forma não se justificava um fotodíodo de grande área activa, sendo os 1mm² de área do BPX65 suficiente para o propósito. Além disso, a diferença entre a eficiência quântica dos dois fotodíodos é bem menor do que a diferença do tempo de resposta, sendo que é preferível um tempo de resposta menor.

4.1.3.3.2. Primeiro Andar (transimpedância)

Quer o fotodíodo quer o amplificador operacional têm características que contribuem para a rejeição de alguns efeitos de ruído. Note-se que o fotodiodo origina um sinal sob a forma de uma corrente. Quando esse sinal é aplicado no amplificador, as suas entradas constituem uma entrada diferencial que converte a corrente em tensão, sendo que a capacidade de rejeição em modo comum (CMRR) desse amplificador irá ditar a sensibilidade do sistema em relação ao ruído. O uso de uma configuração de transimpedância, que permita maximizar o CMR do amplificador, é necessária para garantir uma maior imunidade aos efeitos de ruído externos (como os efeitos de acoplamento) [28]. Na próxima subsecção será estudada a configuração escolhida.

4.1.3.3.2.1. Configuração

Para o andar de transimpedância, optou-se por uma configuração, denominada por configuração diferencial, conforme mostra a Figura 4.12.

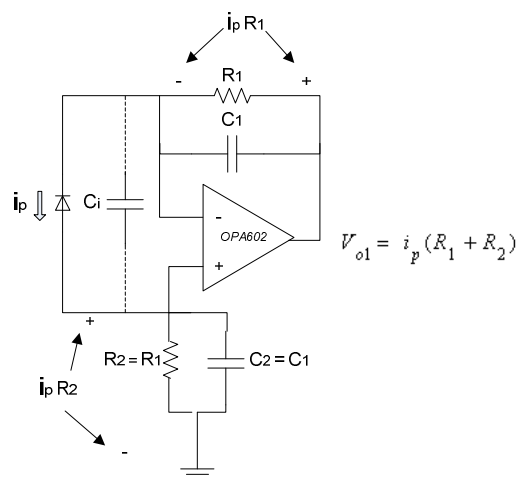


Figura 4.12. Configuração de transimpedância (diferencial).

O principal objectivo desta configuração passa por evitar os efeitos de ruído externos causados pelo acoplamento electrostático e pela eliminação do offset DC gerado pelo fotodíodo. O acoplamento electrostático é um efeito de ruído, a uma dada frequência e invariável no tempo,

que advém da corrente eléctrica de alimentação do sistema, acoplando-se de igual forma em vários pontos do circuito (incluindo nas entradas do amplificador operacional). Este ruído poderá ser eliminado pela capacidade de rejeição dos sinais em modo comum da entrada (CMRR) por parte do amplificador, se o ruído contido nos sinais em cada entrada do amplificador for idêntico ou muito próximo. Esta condição só é garantida quando as resistências vistas em cada entrada do amplificador forem iguais, dizendo-se que o circuito está balanceado [28].

No entanto a capacidade de eliminar com precisão o ruído irá depender da relação entre as resistências e as capacidades, visto que queremos eliminar o ruído numa dada gama de frequências.

De referir que as configurações básicas de transimpedância normalmente não são balanceadas, por que não possuem R_2 e C_2 , o que significa que as impedâncias em cada entrada do amplificador são diferentes. Isto faz com que o ruído acoplado não seja igual nas duas entradas, reduzindo a aplicação da CMRR no contexto da redução da sensibilidade ao ruído e do erro de offset.

Como podemos observar na Figura 4.12, a tensão gerada nos terminais de R_2 ($i_p \cdot R_2$) é adicionada à tensão originada nos terminais de R_1 ($i_p \cdot R_1$), resultando num aumento do nível de sinal de saída, dado pela soma das tensões ($i_p \cdot (R_1 + R_2)$). Isto é vantajoso, pois se $R_1 = R_2$ a tensão de saída é dada por $V_0 = 2R_1 i_p$, o que viabiliza a diminuição do valor das resistências para metade, garantindo o mesmo ganho que numa configuração sem R_2 e C_2 .

Sabendo-se o valor do ganho pretendido é possível determinar-se o valor das resistências R_1 e R_2 . Em seguida é possível dimensionar os valores de C_1 e C_2 de forma a obter-se a largura de banda desejada. Como o sinal nesta configuração percorre dois caminhos distintos, a largura de banda é limitada por C_1 e por C_2 , sendo importante definir um equilíbrio entre essas capacidades. Esse equilíbrio é conseguido quando $C_1 = C_2$, sendo a largura nesse caso dada por [28]:

$$BW = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} \quad (4.7)$$

Tendo em conta que $C_1 = 15\text{pF}$, $C_2 = 1\text{pF}$ e $R_2 = 1\text{M}\Omega$ (ver o esquemático no Anexo B), logo a largura de banda é de 159kHz.

Quanto ao ganho, este será apresentado na subsecção 4.1.3.3.1 referente ao controlo do ganho do sistema, visto que o ganho depende da implementação das resistências em ambos os andares.

4.1.3.3.3. Segundo Andar (pós-amplificação)

Neste segundo andar de amplificação foi utilizada uma configuração não inversora, para maximizar o nível do sinal de saída do primeiro andar, conforme é mostrado na Figura 4.13.

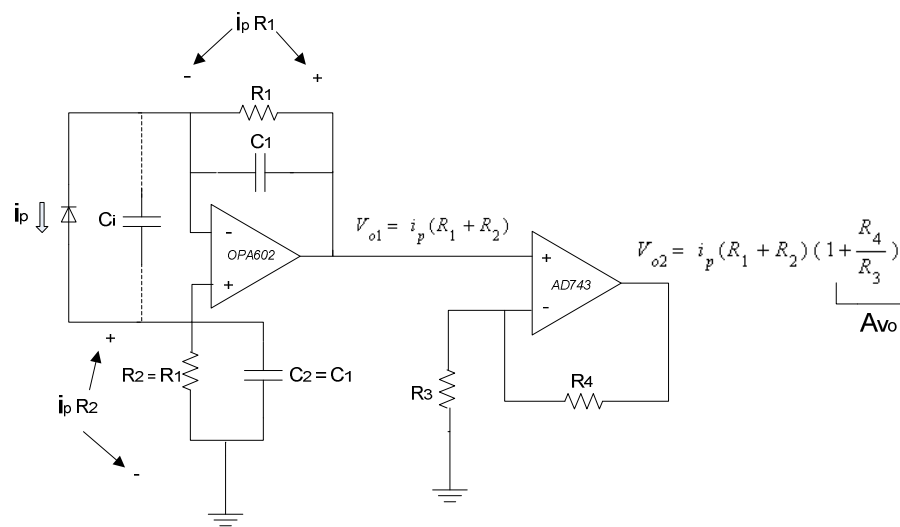


Figura 4.13. Configuração de detecção e amplificação.

A aplicação deste segundo andar de amplificação permite diminuir o ganho do 1º andar, o que por sua vez permite aumentar a largura de banda do sistema, garantindo ainda assim um nível de ganho que realce o sinal face ao ruído. Desta forma, o ganho total, resultante do produto dos ganhos dos dois andares, dependerá da largura de banda, sendo que no primeiro andar o ganho será escolhido em função da largura de banda pretendida, e no segundo andar em função do valor de tensão pretendido na saída.

Note-se no entanto que a diminuição do ganho de transimpedância (1º andar) implica uma degradação do ruído. Devido a este facto, é fundamental estabelecer-se um compromisso que visa otimizar a relação entre o produto ganho-largura de banda e o ruído, como já foi discutido anteriormente. Como resposta a esse compromisso, foram definidos quatro valores de ganho, determinados pela implementação das resistências mostradas na Tabela 4.7 (subsecção

4.1.3.3.3.1). Através dos ganhos implementados, juntamente com a largura de banda mostrada na secção anterior, foi possível obter um sistema de detecção e amplificação com as características desejadas.

4.1.3.3.3.1. Variação e controlo do ganho

Observando o esquema da Figura 4.13, verifica-se que o ganho do segundo andar é fixo, ou seja, é definido apenas por R_3 e R_4 . No entanto para permitir que a amplificação fosse automatizada, era necessário variar R_3 ou R_4 com recurso a um dispositivo que pudesse ser controlado pelo computador.

A primeira solução equacionada passava por implementar um potenciómetro digital de $100\text{k}\Omega$ do tipo “up/down” no lugar de R_4 . Esse potenciómetro seria controlado por intermédio de três sinais digitais sincronizados pelos seus estados lógicos descritos no datasheet deste dispositivo. No entanto o potenciómetro digital disponível, mais propriamente o dispositivo MAX5455, apenas funciona para tensões até $5,5\text{V}$ o que inviabilizou o uso desse componente.

Visto que variar R_4 era complicado, então uma segunda solução seria variar R_3 . Para tal utilizou-se um dispositivo de comutação digital controlado exteriormente, sendo a comutação efectuada entre as várias resistências que constituíam R_3 e o plano de massa, conforme se encontra representado na Figura 4.14.

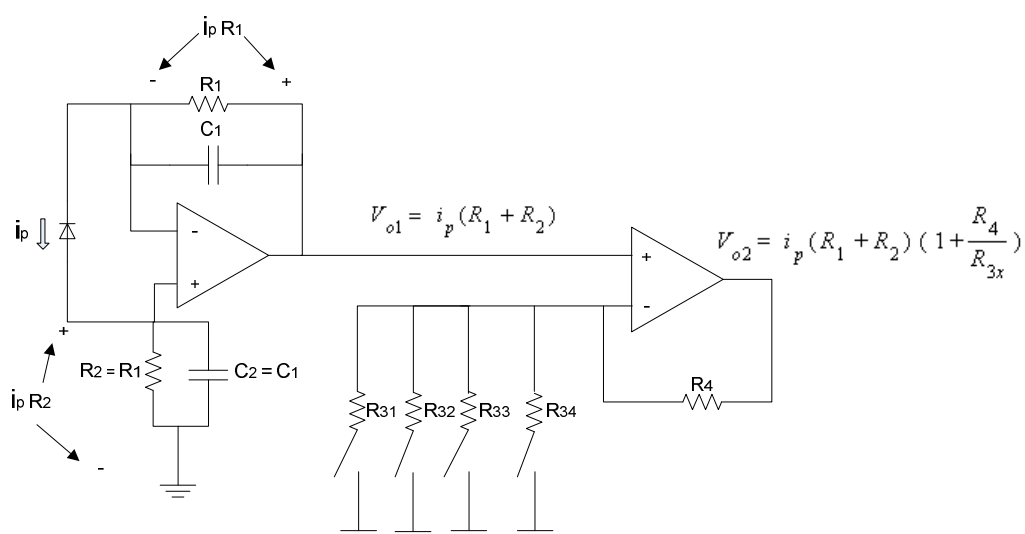


Figura 4.14. Configuração geral do módulo.

Como se pode observar, agora R_3 poderia tomar quatro valores diferentes. Após alguma pesquisa resolveu-se utilizar como comutador o MAX4677. Com este dispositivo era possível implementar vários tipos de configurações, conforme ilustrado no datasheet [21]. Na Figura 4.15 podemos observar a sua implementação no esquema da figura anterior.

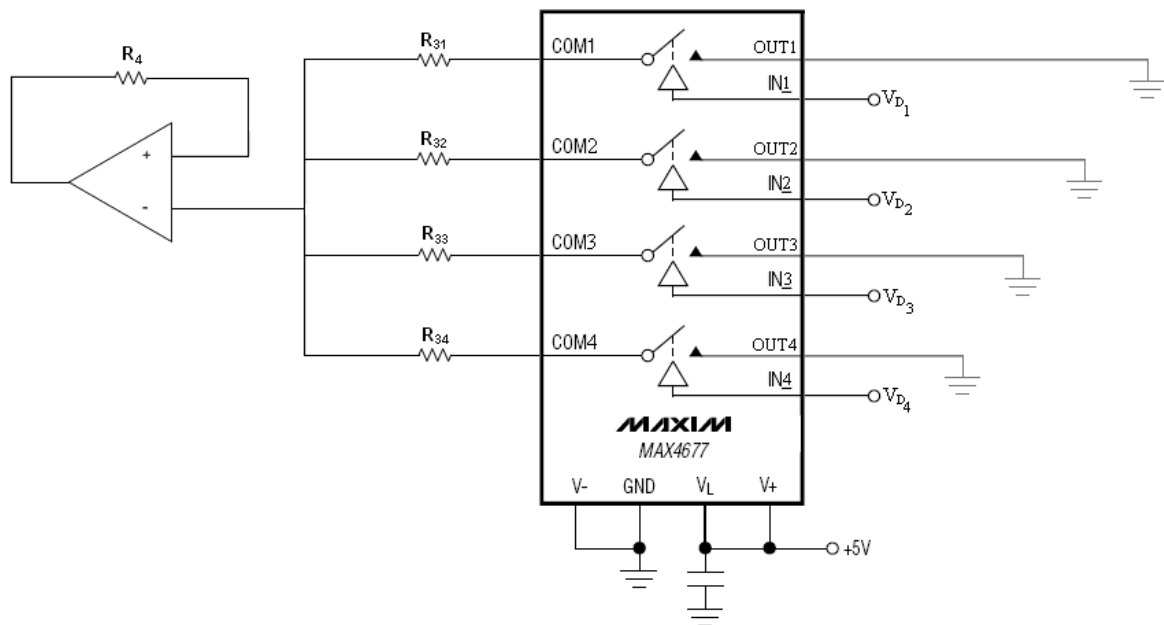


Figura 4.15. Configuração de controlo do ganho [21].

Este dispositivo possui quatro entradas de comutação independentes (COM 1-4) sendo o controlo de cada interruptor analógico realizado por um sinal digital (V_D) aplicado em cada de entrada (IN 1-4) do dispositivo. Os interruptores são caracterizados por uma resistência (R_{ON}) máxima de 1.6Ω quando operam a partir de uma fonte de $\pm 5V$. O MAX4677 é ideal para esta aplicação devido à sua baixa distorção, contrariando o ruído que normalmente caracteriza os relés mecânicos. Além disso, consome pouca potência, é mais fiável e a sua pequena dimensão e formato permitem ser facilmente integrados numa placa de circuito impresso [21].

A configuração escolhida e mostrada na Figura 4.15 foi projectada para diminuir ao mínimo o ruído que se propaga do pino de alimentação (V_+) para os outros componentes. Este é minimizado pela utilização de um condensador de pequeno valor ($1\mu F$) conectado entre o plano de massa e os pinos V_L e V_+ . Observe-se então na seguinte tabela algumas das características mais importantes deste dispositivo.

Tabela 4.6. Características do comutador de ganho (MAX4677 [21]).

	<i>Símbolo</i>	<i>Mín</i>	<i>Máx</i>	<i>Unidades</i>
<i>Gama de alimentação</i>	V+	-2,7	5,5	V
<i>Intervalo de tensão de entrada</i>	Vcom	0	V+	V
<i>Corrente (qualquer terminal)</i>	I _T	-50	50	mA
<i>Corrente Contínua (terminal de entrada e saída)</i>	Icom, Iout	-100	100	mA
<i>Intervalo permitido para VD</i>	ΔVD	0	V+	V
<i>Estado Inicial dos interruptores</i>	I _{IN}	Aberto		
<i>Estado do interruptor para VD ON (nível 1)</i>	V _{d_{on}}	Aberto		
<i>Estado do interruptor para VD OFF (Nível 0)</i>	V _{d_{off}}	Fechado		
<i>Tempo de abertura do interruptor</i>	T _{on}	600		ns
<i>Tempo de fecho do interruptor</i>	T _{off}	1200		ns

Desta forma, com o auxílio do MAX4677 é possível variar o ganho entre quatro valores de R₃ controlados no módulo de aquisição e processamento de sinal que será descrito mais à frente. Os valores definidos para cada componente implementada na configuração da Figura 4.15 poderão ser consultados no esquemático do protótipo, mostrado na Figura 9.3 do anexo B. Com base nesses valores obtiveram-se os valores de ganho representados na Tabela 4.7 através da seguinte expressão:

$$G = (R_1 + R_2) \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (4.7)$$

Tabela 4.7. Projecção dos ganhos do sistema.

R₁	R₂	R₃	R₄	Ganho
1MΩ	1MΩ	17kΩ	70kΩ	70dB
1MΩ	1MΩ	1,4kΩ	70kΩ	80dB
1MΩ	1MΩ	400Ω	70kΩ	85dB
1MΩ	1MΩ	140Ω	70kΩ	90dB

Note-se que a gama de ganhos possíveis permite aumentar consideravelmente o nível de sinal.

4.1.4. Módulo de controlo e processamento de sinal

Tendo em conta que os sistemas sensores necessitam de um sistema que permita adquirir os dados e processá-los de uma forma cada vez mais rápida e precisa, torna-se fundamental a utilização de uma placa de aquisição de dados (DAQ) que acompanhe o funcionamento das outras componentes e desta forma evite atrasos que poderão ter consequências significativas na precisão dos mesmos. Além disso, a DAQ a utilizar tem de ter uma boa interoperabilidade com o software LabVIEW e deverá permitir a comunicação com as outras componentes para fins de controlo.

4.1.4.1. Requisitos do módulo

Devido à importância deste módulo no funcionamento do sistema sensor, é importante estabelecer um conjunto de requisitos fundamentais no contexto da automatização do sistema e processamento de dados. De seguida serão descritos quatro requisitos importantes como objectivos a atingir neste módulo.

1º Requisito: A placa de aquisição de dados (DAQ) amostra os sinais provenientes dos outros módulos, disponibilizando uma taxa de amostragem ajustável, a escolha do número de amostras a adquirir, pré-processamento, etc.... Mas fundamentalmente deve funcionar em simultâneo com diferentes taxas de aquisição para cada porta de comunicação (entrada ou saída).

2º Requisito: Deve possuir várias portas de entrada e saída, com uma interface de ligação conhecida.

3º Requisito: Sabendo que os dispositivos de aquisição de dados não são por natureza muito baratos, estes devem compensar o investimento efectuado permitindo uma fácil interacção, e reduzindo o tempo de aprendizagem.

4º Requisito: O software que será utilizado para controlo e análise das informações recolhidas no dispositivo de aquisição de dados deverá facilitar o seu uso e evitar qualquer tipo de incompatibilidade com esse dispositivo.

4.1.4.2. Solução para aquisição e processamento de sinal

Neste módulo, a aquisição dos dados é uma peça fundamental de todo o procedimento de controlo. Uma vez que o objectivo é a recuperação da fase e da amplitude do sinal fluorescente, torna-se indispensável a utilização de um “lock-in” neste módulo. Neste projecto, e com o objectivo da automatização do sistema, optou-se pela implementação de um sistema de aquisição de sinal para que posteriormente um “lock-in” virtual pudesse processá-lo. Além disso, era necessário implementar uma solução que permitisse comunicar com os outros módulos, beneficiando o utilizador com uma interface de controlo comum sobre esses módulos.

A implementação do sistema de aquisição de dados passou pela conexão da placa de aquisição de dados com o computador através de uma interface USB, sendo então as funções desse dispositivo reconhecidas pelo software através dos blocos DAQmx que serão explicados no subcapítulo referente à comunicação.

Para além da função de aquisição, a utilização da capacidade de comunicação bidireccional da DAQ permite enviar sinais analógicos e digitais aos restantes módulos de forma a controlar os parâmetros de saída do gerador de funções, da corrente do “driver”, do controlo de ganho do sistema de detecção e amplificação e o próprio controlo do sistema de alimentação de todo o sistema. Tirando ainda partido do facto de a DAQ ter taxas de amostragem independentes para tipos de entradas diferentes, foi possível utilizar toda a capacidade da DAQ para receber simultaneamente o sinal fluorescente e o sinal de referência.



Figura 4.16. Configuração do módulo de comunicação e processamento.

Além disso, o LabVIEW fornece uma interface com os parâmetros de controlo no qual o utilizador poderá geri-los da melhor forma.

O “lock-in”, encarregue do processamento de sinal, irá analisar as informações provenientes dos sinais de entrada, permitindo analisar a amplitude e a fase dos sinais [1]. Na

subsecção 4.2.3.1.1 na parte referente ao software, será explicitado o seu funcionamento para um melhor entendimento da sua utilização e importância no processamento dos dados experimentais.

4.1.4.3. Implementação

Com base nos requisitos descritos anteriormente, as placas de aquisição de dados da National Instruments ocupam um lugar de relevo, destacando-se em relação a outras opções, e constituindo em conjunto com o software LabVIEW uma referência no contexto da automação e instrumentação. A fácil utilização desta tecnologia, em conjunto com um dispositivo computacional, permite uma maior versatilidade para fins de uso industrial. Estes dispositivos de aquisição de dados também têm a vantagem de utilizar portas de comunicação universais (nomeadamente USB) presentes em praticamente todos os computadores existentes hoje em dia [32].

De referir que outra possibilidade seria a utilização uma placa FPGA, tirando partido da alta performance que esta tecnologia fornece, e que permite um avanço significativo no contexto da velocidade de processamento. Além disso, o LabVIEW já possui módulos de comunicação, desenvolvidos pela NI, para trabalhar em conjunto com FPGA's. No entanto o seu preço e complexidade não justificavam o investimento que seria necessário. Por isso utilizou-se a DAQ 6259 USB disponibilizada pela UOSE do “INESC Porto”, que cumpre com os requisitos acima referidos.

4.1.4.3.1. Descrição da placa de aquisição de dados

Como já foi referido anteriormente a DAQ utilizada têm uma boa interoperabilidade com o software LabVIEW. Além disso o facto de possuir Entradas/Saídas de tensão e de níveis lógicos, suficientes para os diversos requisitos do restante sistema, a exactidão e velocidade de transmissão, o elevado desempenho na aquisição de dados de alta resolução e fundamentalmente a simplicidade de comunicação com o computador, tiveram uma grande importância na sua escolha.

Resumindo observe-se na Tabela 4.8 as características deste dispositivo:

Tabela 4.8. Características da placa de aquisição de dados [32].

	<i>Conector</i>	<i>USB</i>
<i>Características</i>	Sistema operativo aplicado	Windows
	Família de produção	M series
<i>Entradas analógicas</i>	Número de canais	16 diferenciais
	Taxa de amostragem	1.25MS/s
	Resolução	16 bits
	Gama de tensão permitida	(-10...10)V
	Sensibilidade	112V
	Memória interna	4096 amostras
<i>Saída analógica</i>	Taxa de actualização	2.86 MS/s
	Resolução	16bits
	Gama de tensão permitida	(-10 ... 10)V
	Corrente (Canal/Total)	5mA/20mA
<i>Entradas/Saídas digitais</i>	Número de canais	48 E/S digitais
	Temporizador	Hardware, software
	Taxa de sincronização máxima	1MHz
	Níveis lógicos	TTL
	Gama de tensão permitidas	(0 ... 5)V
	Corrente (Canal/Total)	24mA/448mA

Observe-se na Tabela 4.8 que as taxas disponibilizadas por tipo de canal são independentes. No que diz respeito a taxas para o mesmo tipo de canal, visto que se vão receber

dois sinais analógicos (sinal fluorescente e sinal de referência) de n amostras, e um de uma amostra (que será utilizado para ler a corrente do driver), estarão disponíveis para cada um desses canais analógicos de entrada aproximadamente 500 kS/s. Este valor limita a recepção para altas frequências. Por isso foi utilizado um filtro passa-banda digital numa etapa de pré-processamento para minimizar essa limitação. Em relação aos canais de saída, quer analógicos quer digitais, não há qualquer problema visto que os sinais de controlo emitidos nessas saídas são sinais com uma amostra por segundo. Uma limitação que este sistema apresenta é o facto de ser notória uma diminuição da velocidade de processamento quando são utilizadas um grande número de entradas e saídas. No entanto, o temporizador interno permite alguma flexibilidade de agendamento de tarefas quando existe um congestionamento, sendo o tempo de espera muito reduzido, e muitas vezes desprezável.

4.1.5. Construção do protótipo

Neste subcapítulo irá ser explicado todo o processo efectuado na construção do protótipo. O processo de fabrico do protótipo envolveu as seguintes etapas [33]:

1. Projecção dos componentes electrónicos;
2. Desenho técnico (esboço da disposição das componentes através do processo de matriz (layout) com recurso a software);
3. Fabricação das placas de circuito impresso;
4. Montagem, soldadura dos componentes;
5. Montagem de todo o sistema;
6. Testes.

4.1.5.1. Projecção dos componentes electrónicos

Esta etapa envolveu o primeiro contacto com os componentes, mais propriamente foi efectuado o levantamento de todas as componentes e estabelecido com base nesse processo o orçamento geral do projecto. Além disso, foi nesta etapa que foram efectuados todos os testes utilizando as placas laboratoriais, com o objectivo de definir o enquadramento de cada componente e o desenho que serviria melhor o sistema (servindo de apoio para a etapa de

desenho). Após se terem realizado todos os procedimentos (pesquisa, compra e teste), projectou-se o seguinte orçamento para este sistema:

Tabela 4.9. Descrição do material utilizado.

Material					
----------	--	--	--	--	--

<i>Sensor de interrogação de sistemas bioquímicos - Módulo de alimentação</i>					
Item	Qtd	Referência	PartNumer	Descrição	Preço (pu) (€)
1	3	CP1/CP2/CP3	CPV_1uF_25V	Condensador electrolítico	2,81
3	2	C1	C_100nF_C2	Condensador de cerâmica	0,008
4	1	P1	POWER_7_V	Conector	0,15
5	1	TR1	TRA220/15-0-15/30VA	Transformador	65
6	10	D1 ... D10	1N4001	Díodo	0,53
7	1	U3	7805_TO220H	Regulador	0,33
8	1	U1	7815_TO220H	Regulador	0,89
9	1	U2	7915_TO220H	Regulador	0,89
Total					70,6

<i>Sensor de interrogação de sistemas bioquímicos - Módulo de geração e modulação do sinal</i>					
Item	Qtd	Referência	PartNumer	Descrição	Preço (pu) (€)
1	7	BNC	BNC_H	Conector	4,87
2	5	CP1 ... CP5	CPV_1uF_25V	Condensador electrolítico	2,81
3	1	C2	C_10nF_C2	Condensador de cerâmica	0,006
4	3	C1/C4/C5	C_100nF_C2	Condensador de cerâmica	0,008
5	1	C3	C_220nF_C2	Condensador de cerâmica	0,01
6	1	U3	FL500	Amplificador de potência	55
7	2	X1/X2	JUMP_2P	Jumper	0,018
8	1	U2	MAX322CPA	Comutador Analógico	2
9	1	P2	POWER_2_V	Conector	0,15
10	1	P1	POWER_3_V	Conector	0,15
11	1	RV1	RV_50K_Type23	Temporizador	1,4
12	1	R10	R_1R5_1W	Resistência	0,36
13	1	R2	R_2M_W25	Resistência	
14	2	R5/R6	R_5K1_W25	Resistência	

Concepção do protótipo

<i>Item</i>	<i>Qtd</i>	<i>Referência</i>	<i>PartNumer</i>	<i>Descrição</i>	<i>Preço (pu) (€)</i>
15	1	R8	R_10R_W25	Resistência	0,36
16	1	R9	R_10R_1W	Resistência	
17	2	R1/R4	R_100K_W25	Resistência	
18	1	R7	R_242R_W25	Resistência	
19	1	R3	R_500R_W25	Resistência	
20	1	R11	R_375k_W25	Resistência	
21	1	R12	R_750k_W25	Resistência	
22	1	U1	XR2206CP	Gerador de funções	3,5
Total					110,76

<i>Sensor de interrogação de sistemas bioquímicos - Módulo de detecção e amplificação do sinal</i>					
<i>Item</i>	<i>Qtd</i>	<i>Referência</i>	<i>PartNumer</i>	<i>Descrição</i>	<i>Preço (pu) (€)</i>
1	6	BNC	BNC_H	Conector	4,87
2	5	CP1	CPV_1uF_25V	Condensador de cerâmica	2,81
3	1	C1	C_2p7F_C2	Condensador de cerâmica	0,009
4	1	C2	C_3pF_C2	Condensador de cerâmica	0,009
5	5	C3 ... C7	C_100nF_C2	Condensador de cerâmica	0,008
6	1	U3	MAX4677EPE	Comutador Analógico	4,3
7	1	U1	OPA602	Op. Amp.	3,8
8	1	U2	AD743	Op. Amp.	5,85
9	1	P1	POWER_5_V	Conector	0,15
10	1	R5	R_1K6_W25	Resistência	0,216
11	2	R1/R2	R_1M_W25	Resistência	
12	1	R4	R_1M1_W25	Resistência	
13	1	R3	R_10K_W25	Resistência	
14	1	R7	R_14R_W25	Resistência	
15	1	R6	R_142R_W25	Resistência	
16	1	PD1	SFH202	Dispositivo óptico	7,28
Total					53,68

<i>Sensor de interrogação de sistemas bioquímicos - Módulo de controlo e processamento de sinal</i>					
<i>Item</i>	<i>Qty</i>	<i>Referência</i>	<i>PartNumer</i>	<i>Descrição</i>	<i>Preço (pu) (€)</i>
1	1	DAQ	USB 6259	Placa de aquisição de dados	2098
2	1	LabVIEW	Versão 8.6	Software (com licença)	4299
Total					6397

Com base na Tabela 4.9, pode-se verificar que o orçamento é elevado, devido em grande parte ao dispositivo de aquisição de dados e ao software utilizado. No entanto, é importante referir que o projecto foi criado com o principal objectivo de explorar a instrumentação virtual. Por isso esses dois itens eram fundamentais para o desenvolvimento deste projecto. Se calcularmos o custo apenas dos outros módulos, verifica-se que o preço não ultrapassa os 250 euros. Isto reflecte o baixo custo deste sistema quando comparado com os sistemas de espectroscopia no domínio dos tempos, em que são utilizados lasers para excitar a amostra, sendo que só essas componentes têm preços na ordem dos milhares de euros, e sem esquecer que essas configurações também utilizam DAQ`s e o mesmo software. Por isso pode-se afirmar que o objectivo de desenvolver um sistema de baixo custo foi conseguido.

4.1.5.2. Fabricação e montagem final

No processo de fabricação, foram inicialmente impressos os desenhos técnicos, mostrados no anexo B, efectuado em papel de acetato. Para isso, é importante o uso de uma impressora laser devido à existência de grandes áreas de tinta no desenho, como o plano de massa e o plano de alimentação. Depois utilizando-se uma guilhotina, cortou-se a placa pelas medidas estipuladas no desenho técnico, sendo importante garantir uma pequena margem de erro de aproximadamente 2cm.

Visto que as placas fabricadas eram de dupla face, foi essencial efectuar o alinhamento entre a camada inferior e a cama superior. Este procedimento é fundamental para o sucesso da fabricação, pois um pequeno desalinhamento poderá significar uma alteração significativa do esquemático. A técnica utilizada para garantir o alinhamento é denominada por técnica do envelope. Basicamente consiste em prender as extremidades com fita-cola deixando uma das extremidades em aberto para introduzir a placa.

Após os acetatos estarem alinhados foi retirado o papel de protecção da placa, sendo os acetatos fixados em cada face logo que a placa foi introduzida entre os acetatos. Este processo foi efectuado sem a presença da luz, para assegurar que não se perdeu a sensibilidade à luz. Este procedimento é chamado processo de foto-sensibilização e envolve o uso de uma máquina de exposição ultravioleta durante o tempo recomendado (normalmente 40s), dependendo também do tipo de material da placa, sendo o desenho do esquemático transferido para a placa.



Figura 4.17. Máquina de exposição a ultravioleta.

Posteriormente a placa foi banhada numa solução aquosa de soda cáustica, para dar início ao processo de revelação. Este processo basicamente consiste na extracção do verniz em excesso permitindo que as pistas se destaquem. Para o sucesso deste processo, é necessário lavar algumas vezes a placa durante a revelação e verificar quando é que o desenho está bem visível na extremidade da placa. Quando assim é, a placa é novamente banhada por uma solução com percloreto de ferro, sendo este responsável pela corrosão do cobre contido no exterior das pistas.

Para finalizar a operação de fabricação da placa, esta foi limpa utilizando-se álcool isopropílico, de forma a retirar-se o verniz ainda existente na placa, pois o verniz dificulta o processo de soldadura.

Após o processo de fabricação, efectuou-se o processo de soldadura dos componentes. Para efectuar-se este processo, utilizou-se o desenho esquemático do posicionamento das componentes. Depois de concluída a montagem dos componentes, obtiveram-se as montagens mostradas nas Figura 4.18, Figura 4.19 e Figura 4.20.

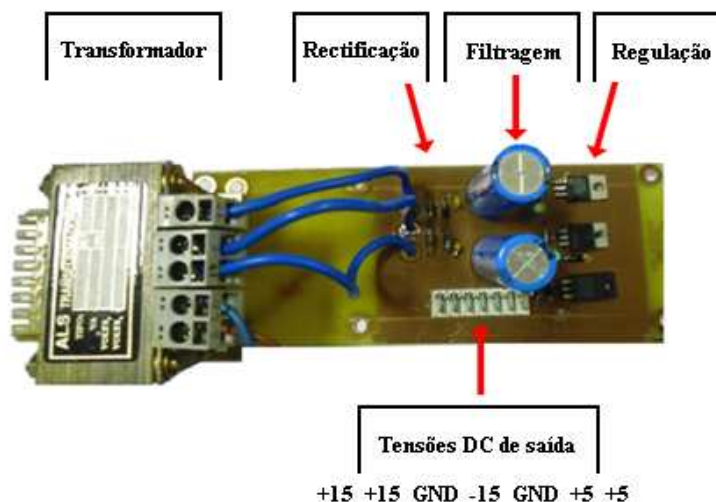


Figura 4.18. Montagem do módulo de alimentação.



Figura 4.19. Montagem do módulo de geração e modulação.

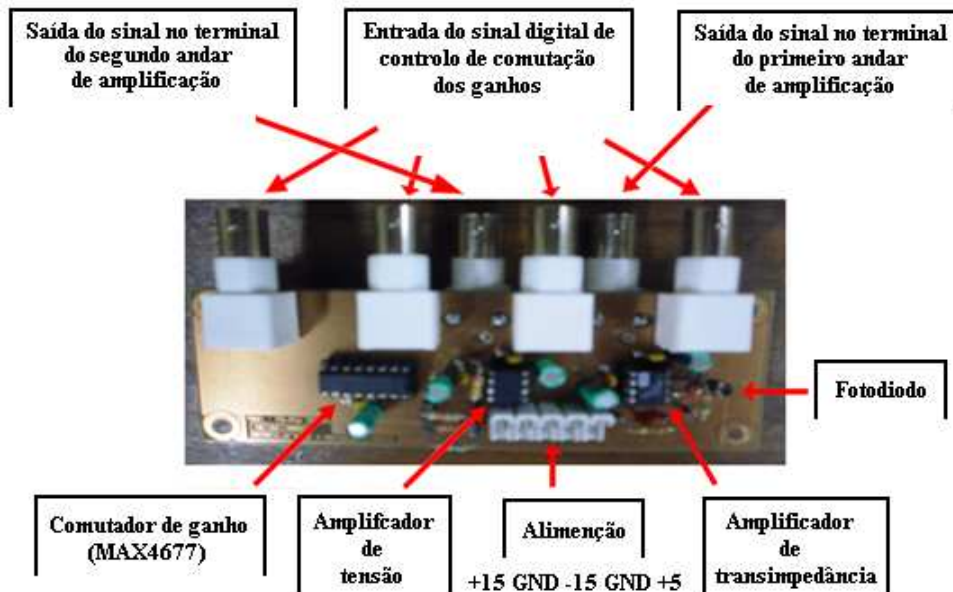


Figura 4.20. Montagem do módulo de detecção e amplificação

Observe-se que os pinos de alimentação foram posicionados numa das extremidades das placas com o objectivo de facilitar a decisão de posicionamento das mesmas na caixa que as iria acolher. É importante referir que no módulo de alimentação, houve o cuidado de se utilizar dissipadores por baixo dos reguladores como modo de protecção térmica.

Para finalizar todo o processo de construção do protótipo, as placas foram montadas dentro de uma caixa metálica como se pode observar na Figura 4.21.

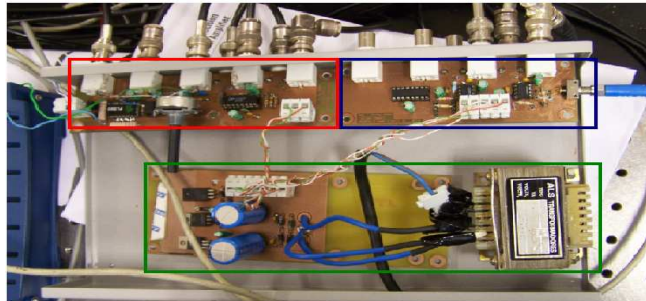


Figura 4.21. Montagem geral dos módulos (vermelho - Módulo de geração e modulação, Azul - módulo de detecção e amplificação, verde – Módulo de alimentação)

Como se pode verificar na figura anterior, a placa de detecção e amplificação foi posicionada numa das extremidades da caixa, de forma que a fibra óptica possa entrar e ser acoplada directamente ao fotodiodo.

Além disso observe-se que os fios de alimentação passam todos pelo meio da caixa visando facilitar a organização dentro da mesma. Além das entradas e saídas das placas já referidas, e posicionadas na parte frontal da caixa, existem também conexões nas partes laterais importantes para a operação do sistema. Na Figura 4.22 tem-se uma visão da parte frontal e de uma das partes superiores do protótipo. Através dessa figura pode-se identificar, como indicado pelas setas vermelhas, duas conexões. A primeira é uma entrada digital na qual é aplicado o sinal booleano para fazer-se a comutação de corrente por intermédio do relé. Ao seu lado, temos uma saída de tensão, correspondente à tensão dos terminais da resistência de saída do amplificador de potência, para que pudesse ser processado o valor da sua corrente.



Figura 4.22. Visão frontal da montagem final do projecto.

Para identificar-se a conexão existente na outra extremidade, observe-se na Figura 4.23, a visão lateral do protótipo. Verifica-se a existência de um conector do tipo FC-PC. Estes conectores permitem acoplar a fibra ao fotodiodo. Dentro desse conector está também posicionado o filtro óptico para transmissão do comprimento de onda fluorescente.

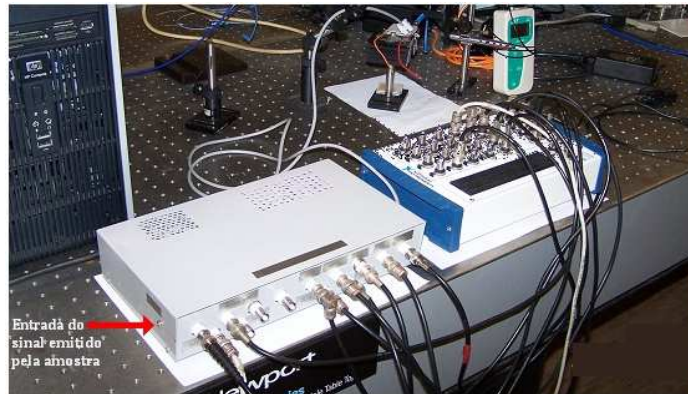


Figura 4.23. Visão lateral da montagem final do projecto.

4.2. Software

4.2.1. Módulo de geração e modulação

Para este módulo foi desenvolvida uma parte do programa que permite não só variar dinamicamente a frequência e a amplitude do sinal de referência, mas também permite que o utilizador possa ser informado em tempo real do valor da corrente de saída do amplificador de potência e que possa controlá-la utilizando as opções disponibilizadas na interface.

Além disso, visto que o sistema possui duas gamas de frequência distintas, foi desenvolvida a comutação externa entre as gamas de frequência.

4.2.1.1. Controlo de frequência e amplitude

Tendo por objectivo a automatização, pretendeu-se que o sistema fosse capaz de variar a frequência e a amplitude sempre que o utilizador assim indicasse no painel frontal (interface) do sistema. Como já tínhamos visto no capítulo de hardware, quer a frequência quer a amplitude, variam de acordo com as tensões geradas por intermédio da DAQ, comandada pelo software

LabVIEW. No entanto para se atingir esse objectivo com sucesso, foi necessário organizar um procedimento de controlo sobre essa tensão, de forma a garantir que a frequência e a amplitude correspondentes às tensões aplicadas fossem as desejadas pelo utilizador. Por isso, foi elaborada uma rotina no programa para esse fim, que efectua o procedimento descrito na Figura 4.24.

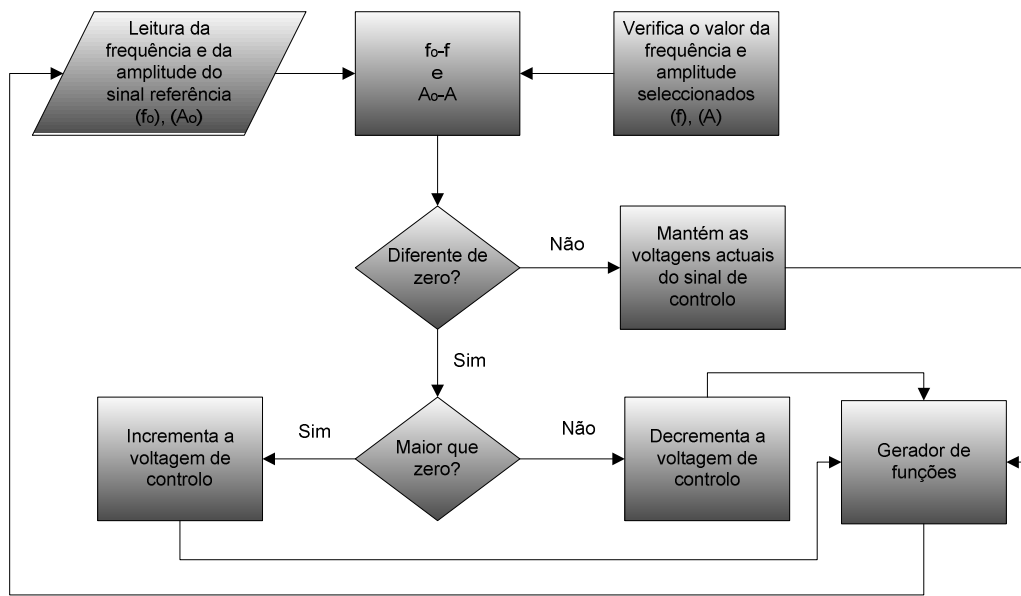


Figura 4.24. Procedimento de controlo da frequência e amplitude do sinal modelador.

Inicialmente o programa calcula a diferença resultante entre a frequência do sinal de referência (f_o) e a frequência introduzida pelo utilizador (f), sendo o resultado interpretado de forma a saber se a frequência do sinal de referência deve ser incrementada ou decrementada. Então se essa diferença for positiva isso significa que $f_o > f$, logo deve-se diminuir f_o até atingir-se o valor de f . Quando a diferença é negativa deve-se realizar o procedimento contrário. O procedimento é idêntico quando é processada a amplitude do sinal de referência.

Sabendo que um incremento da tensão de controlo significa uma diminuição da frequência e da amplitude do sinal, o programa emite um comando à DAQ para que o valor de tensão de controlo do gerador aumente ou diminua. Desta forma a frequência e a amplitude vão sendo incrementadas ou decrementadas de acordo com o procedimento mostrado na Figura 4.24 até que a diferença entre as frequências e as amplitudes sejam nulas. Quando isso acontece, o programa emite um controlo de manutenção do nível de sinal à DAQ de forma a manter os valores das tensões geradas.

É importante referir que embora os procedimentos de controlo da amplitude e da frequência sejam idênticos, as tensões de controlo utilizadas em cada um dos casos são completamente independentes. Ou seja, este procedimento de controlo será efectuado para os dois parâmetros em simultâneo visto que são utilizados sinais de controlo distintos e gerados por diferentes portas da DAQ.

4.2.1.2. Controlo da comutação entre gamas de frequências

Devido à existência de duas gamas distintas, elaborou-se uma parte do programa que permitisse garantir que a frequência do sinal de referência estivesse dentro do intervalo de frequências correcto de modo a permitir que o utilizador possa utilizar de forma indistinta ambas as gamas. Pensando nesse facto, criou-se um programa que efectua o procedimento da Figura 4.25.

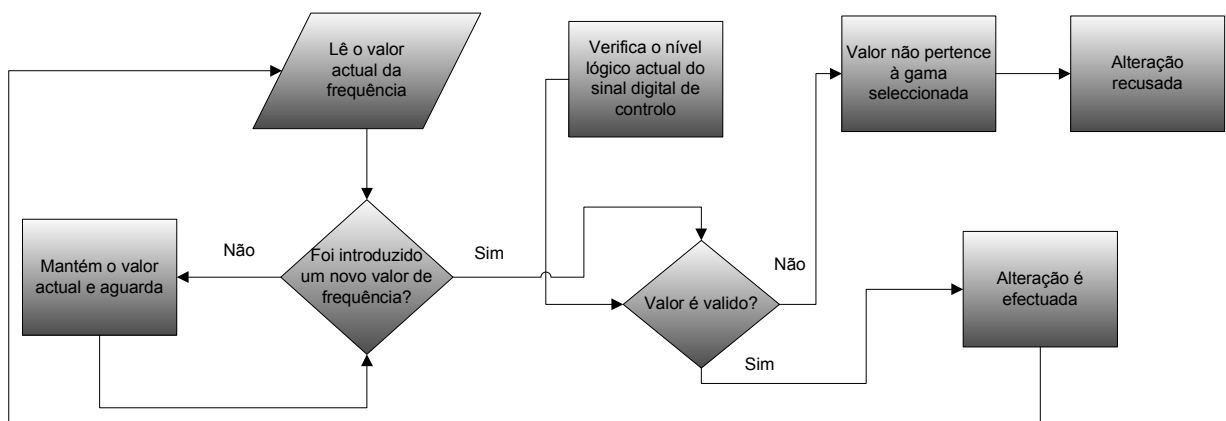


Figura 4.25. Procedimento de controlo de comutação entre gamas de frequências.

Como vimos no capítulo de hardware, o controlo de comutação entre as duas gamas de frequência é obtido através da aplicação de um sinal digital do tipo booleano, no pino 9 do dispositivo XR2206 (gerador de funções). O programa efectua constantemente uma actualização do estado desse sinal, de forma a identificar-se a gama seleccionada.

Sempre que o utilizador desejar introduzir um valor de frequência da outra gama de frequências deverá começar por enviar esse comando de alteração. Em seguida o programa aguarda até que seja introduzido pelo utilizador o novo valor da frequência, ficando momentaneamente em estado de espera, para evitar que o dispositivo gerador de sinal assumira o valor antigo como o novo valor.

Após o programa confirmar que o novo valor introduzido é um valor válido, ou seja, que pertencente à nova gama seleccionada, o programa procede à alteração. Caso não se verifique a validade anterior, a alteração é recusada, mantendo-se o mesmo valor de frequência.

4.2.1.3. Controlo da corrente de saída

Um dos controlos mais importantes deste módulo é o controlo da corrente de saída do amplificador de potência. A sua importância reside no facto de que se a corrente exceder a capacidade resistiva do LED, este é danificado. Além disso o descontrolo da corrente introduz variações no comportamento linear que caracteriza o funcionamento deste dispositivo e contribui para a redução do tempo de vida do próprio amplificador de potência. Assim, a pensar no controlo da corrente de saída, foi implementada uma rotina no programa que realiza as seguintes funcionalidades:

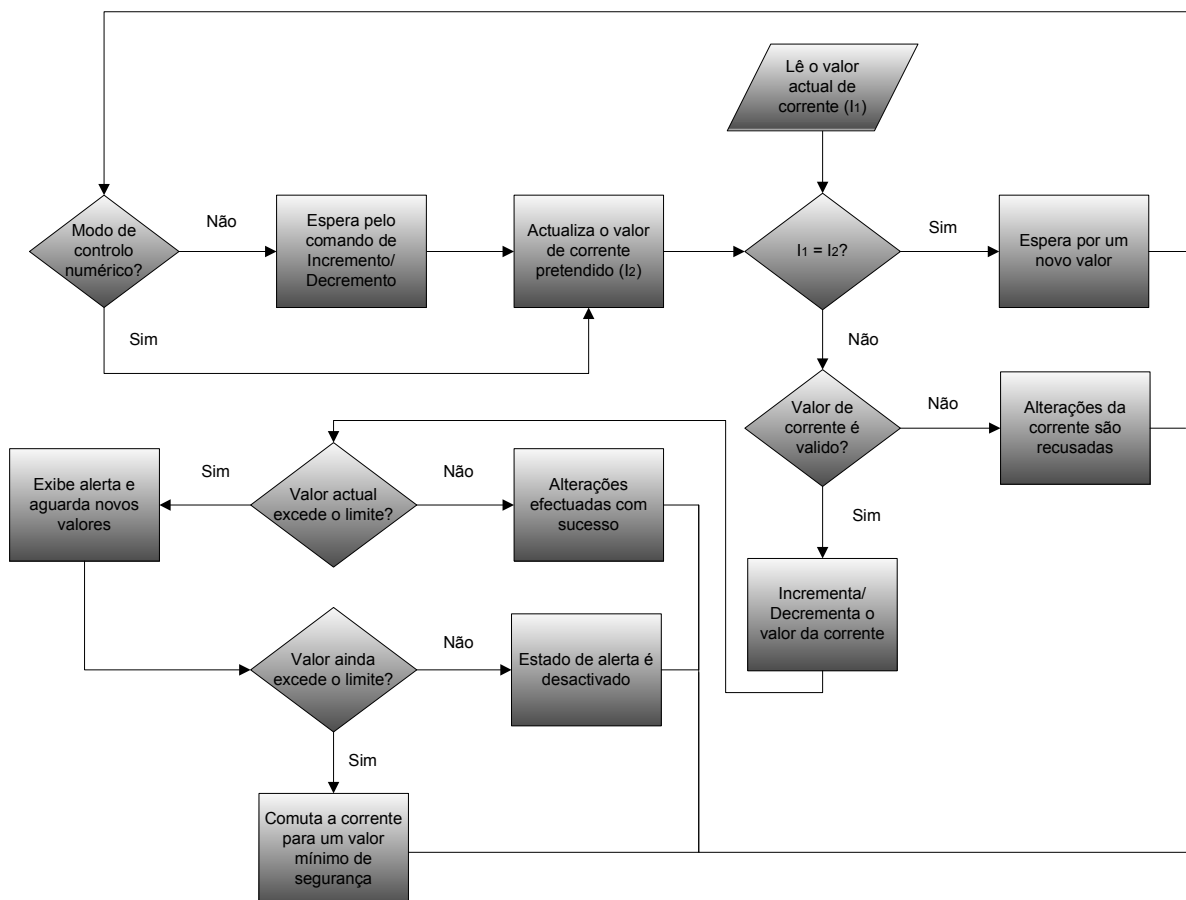


Figura 4.26. Procedimento de controlo da corrente de saída.

Como se pode verificar na Figura 4.26, de início o programa identifica o modo de controlo seleccionado pelo utilizador, pois o programa disponibiliza por intermédio do painel frontal, duas formas de o utilizador escolher a corrente pretendida. Essa escolha, como será explicado no capítulo da interface, é determinada por um botão de duas posições em que uma delas corresponde ao que foi chamado de modo de controlo manual, no qual o utilizador introduz directamente o valor que pretende, sendo que na outra posição o utilizador poderá comandar a variação do valor da corrente por intermédio de dois botões, sendo um de incremento e o outro de decremento.

Sempre que o utilizador alterar o valor de corrente pretendida, independentemente do método de controlo seleccionado, o programa detecta essa alteração por comparação com o valor actual da corrente de saída. Esta comparação é possível através da extracção de um sinal de tensão nos terminais da resistência existente na saída do amplificador de potência, sendo esse valor recebido e processado pelo software.

Conhecido o valor de corrente pretendido pelo utilizador, o programa efectua a validação desse valor de corrente, de forma a verificar se esse valor está dentro do intervalo de segurança permitido. Se for permitido então é inicializado o processo de incremento ou decremento do valor de corrente. À medida que este se vai realizando, o programa verifica constantemente se o valor actual de corrente pretendido não ultrapassa o valor limite. Quando assim acontece, o programa exhibe na janela de interface um aviso para que o utilizador reduza esse valor, sendo que se o utilizador não o fizer dentro de um pequeno período de tempo, denominado por período de tempo de segurança, o programa emite um comando de controlo à DAQ para que esta altere o nível lógico do sinal digital de controlo que comuta a corrente para um valor mínimo pré-definido. Desta forma é garantido que a corrente não ultrapassa o limite durante um período de tempo prolongado, resguardando a capacidade linear do amplificador de potência e a condição de funcionamento do LED.

4.2.2. Módulo de detecção e amplificação

A nível de software para controlo deste módulo foi implementada uma forma de controlo do ganho, através do controlo da conexão com as diferentes resistências implementadas em R_3 . Como já foi visto anteriormente, esse procedimento a nível de hardware é realizado por um dispositivo de comutação (MAX4677). Visto que a comutação de cada uma das quatro ligações

que este dispositivo é capaz de fazer é controlada por um sinal do tipo TTL nas entradas correspondentes, optou-se por utilizar quatro sinais digitais. Quando o utilizador selecciona um dos quatro valores de ganho disponíveis na interface, por intermédio de botões de controlo, o programa identifica o sinal digital a enviar e activa-o. Para um melhor entendimento observe-se o procedimento implementado que se encontra demonstrado na Figura 4.27.

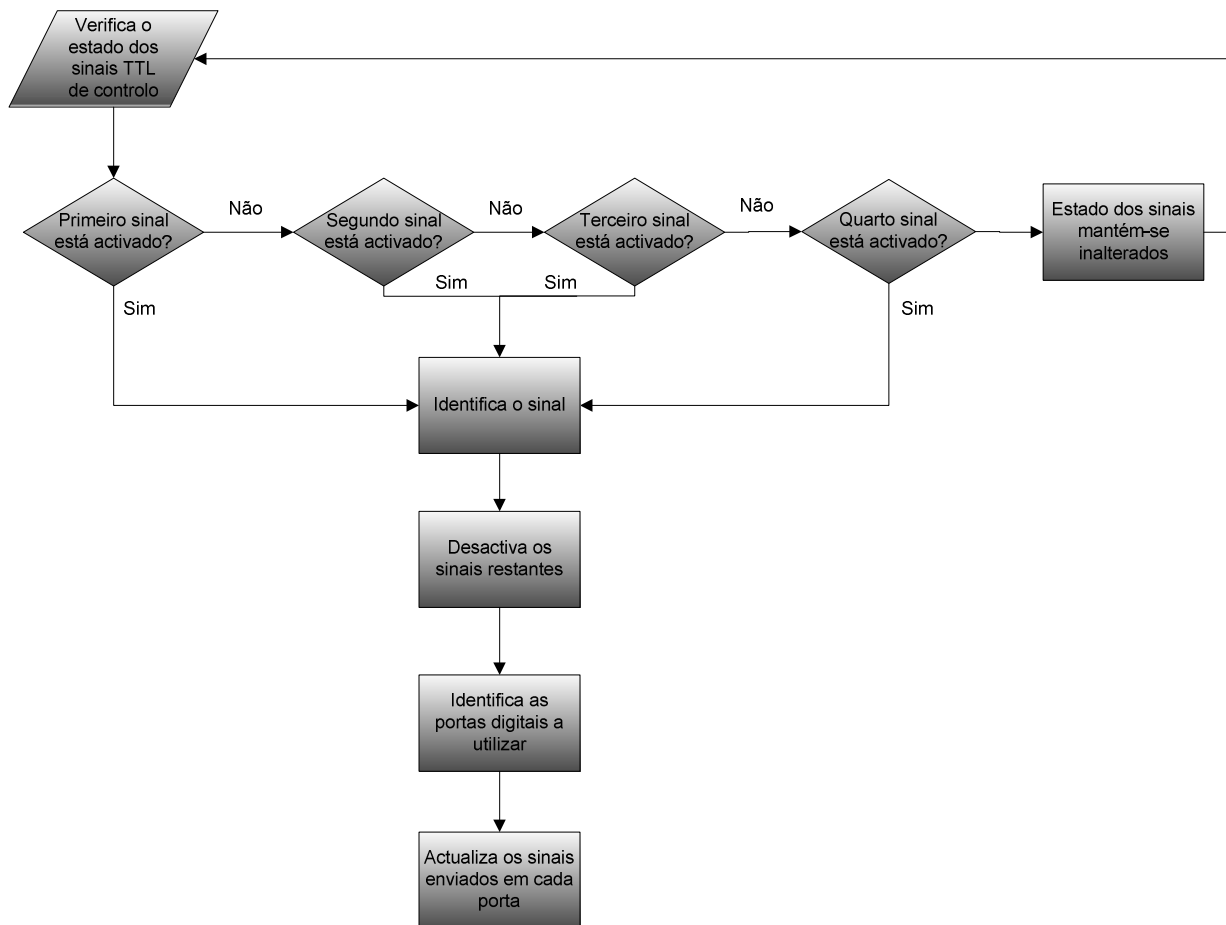


Figura 4.27. Procedimento de controlo e comutação de ganho.

Como se pode observar, o programa começa por fazer uma verificação do estado actual de cada um dos sinais. Visto que apenas um pode estar activado, ou seja no estado verdadeiro, o programa apenas permite activar um dos sinais de cada vez, evitando que estes estejam activados no mesmo período de tempo. Isso é possível pela aplicação do bloco, denominado por “Radio Button”, que disponibiliza no painel frontal na qual se dá a interacção com o utilizador, a opção de activar apenas um dos sinais.

Após a verificação do estado dos sinais, é efectuada a identificação do sinal activado e a desactivação dos restantes. Em seguida os sinais são enviados ao dispositivo de comutação por intermédio da DAQ.

4.2.3. Módulo de comunicação e processamento

4.2.3.1. Comunicação

Como foi referido anteriormente, a comunicação entre a DAQ e o computador é realizada através da interface USB, sendo necessária a instalação dos drivers da DAQ, para que o software possa reconhecer o dispositivo. O LabVIEW já possui uma secção de configuração que permite procurar dispositivos da NI conectados ao computador via USB. Após o reconhecimento o utilizador poderá então usufruir dos blocos gerados internamente pelo LabVIEW para configurar os parâmetros de recepção e envio do sinal analógico ou digital. Os procedimentos de configuração dos canais da DAQ estão descritos no Anexo C.

4.2.3.2. Lock-in

No contexto do processamento de sinal é importante a utilização de um dispositivo que permita analisar os dados fornecidos pelo sinal fluorescente com uma margem de erro mínima, tendo em conta o ruído em que o sinal está envolvido. Desta forma o “lock-in” assume um papel fundamental neste sistema.

A sua principal função é recuperar sinais fracos “enterrados” em ruído e analisar a sua fase e amplitude. Com esse objectivo a “National Instruments” criou um “lock-in” virtual, utilizando a instrumentação virtual, para medições precisas de pequenos sinais AC embutidos em níveis de ruído até 100dB. Para um melhor entendimento irá ser explicado na próxima subsecção o seu funcionamento bem como o contexto matemático que envolve o processamento de sinal.

4.2.3.2.1. Operação

Este “lock-in” funciona de uma forma muito semelhante a um “lock-in” de bancada.

Como se pode observar na Figura 4.28, o sinal de referência é gerado a partir de um sintetizador de referência interno que irá extrair as informações de frequência e fase do sinal modulador, gerando posteriormente duas ondas sinusoidais puras em quadratura ($2\cos\omega_R t$ e $2\sin\omega_R t$). Essas ondas são depois multiplicadas com o sinal luminescente já amplificado, misturando os dois sinais e permitindo obter na saída duas componentes distintas.

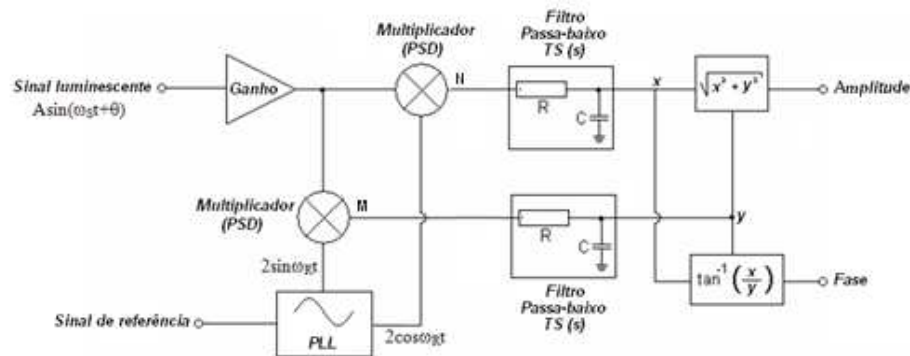


Figura 4.28. Funcionamento do “lock-in” virtual.

Como se pode observar no esquema da Figura 4.28, uma das componentes tem uma frequência que corresponde à diferença entre as frequências do sinal de referência e o sinal luminescente (componente N), enquanto a outra componente corresponde à soma as mesmas parcelas (componente M).

Assumindo que o sinal de referência tem a mesma frequência que o sinal luminescente $\omega_S = \omega_R$, obtêm-se nas saídas dos multiplicadores as seguintes componentes:

$$N = A \cos(\omega_S t + \theta - \omega_R t) - \frac{1}{2} A \cos(\omega_S t + \theta + \omega_R t) = A \cos(\theta) - \frac{1}{2} A \cos(2\omega_S t + \theta) \quad (4.8)$$

$$M = A \sin(\omega_S t + \theta - \omega_R t) + \frac{1}{2} A \sin(\omega_S t + \theta + \omega_R t) = A \sin(\theta) + \frac{1}{2} A \sin(2\omega_S t + \theta) \quad (4.9)$$

Verifica-se então que na saída do multiplicador, as componentes passam a ser a soma de duas novas componentes sendo a primeira de frequência nula (sinal DC) e a segunda com o dobro da frequência. Posteriormente, pela aplicação de filtros passa-baixo (do tipo IIR cuja resposta impulsional é infinita ou FIR cuja resposta impulsional é finita), a componente de dupla frequência é rejeitada e apenas as componentes de frequência nula X e Y ($A \cos\theta$ e $A \sin\theta$) são

permitidas.

A partir dessas componentes poderá ser determinada a amplitude (A) e a fase relativa (θ), através das seguintes expressões:

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (4.9)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\sin\theta}{\cos\theta} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{X}{Y} \right) \quad (4.10)$$

A nível do comportamento do “lock-in” virtual, os filtros passa-baixo referidos anteriormente, irão filtrar apenas a gama de frequências que estiverem fora da frequência de corte. Isto significa que o ruído contido nessa gama (na banda entre $\omega_R \pm$ a frequência de corte do filtro) não será eliminado, sendo a medição afectada. Desta forma, é importante ter em conta as características do filtro a utilizar.

Outro factor a ter em conta, é que num “lock-in”, quer seja virtual ou de bancada, a largura de banda do filtro é expressa por uma constante de tempo proporcional ao tempo necessário para estabilização do filtro.

Logo quanto maior essa constante, menor será o valor de ripple do sinal, na medida em que a largura de banda do sinal transmitido é menor. Note-se ainda que a relação entre a frequência de corte e a constante de tempo do filtro irá depender do tipo de filtro.

Embora num “lock-in” de bancada essa relação varie para os diferentes tipos de filtros disponibilizados, o “lock-in” virtual possui a vantagem de essa relação pode ser generalizada para quase todos os filtros. Então, considerando a frequência de corte como a frequência na qual o sinal é atenuado 3dB, essa frequência é dada por:

$$f_{Corte} = \frac{1}{2\pi TC(s)} \text{ (Hz)} \quad (4.11)$$

No caso do filtro IIR, segundo a NI, esta relação pode ser especificada da seguinte forma,

$$f_{Corte} = \frac{0.35}{TC(s)} \text{ (Hz)} \quad (4.12)$$

De forma a exemplificar o funcionamento do código implementado no âmbito do processamento de sinal, observe-se o seguinte diagrama mostrado na Figura 4.29.

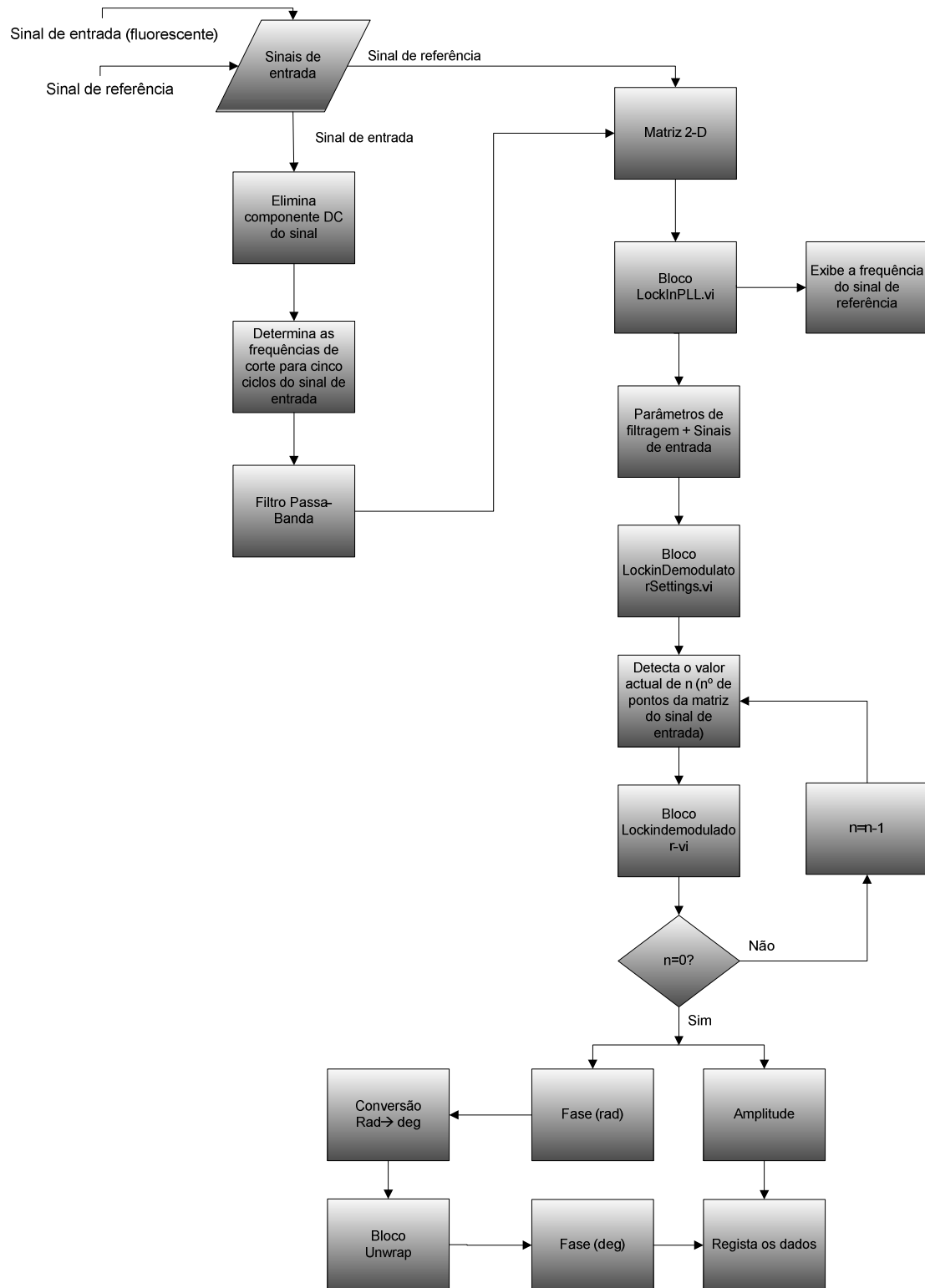


Figura 4.29. Funcionamento geral do “lock-in” virtual

Após a recepção dos sinais de entrada, o sinal fluorescente e o sinal de referência seguem caminhos diferentes. Para que o “lock-in” efectue uma boa comparação, a componente DC deve ser nula (é necessário recordar que o sinal de referência é um sinal sem offset) na medida em que esta pode provocar erros de medição. Por isso, o sinal fluorescente é processado inicialmente por um bloco que determina o valor DC desse sinal, sendo esse valor subtraído ao sinal. Posteriormente, para melhorar a qualidade do sinal, principalmente para frequências mais altas, é utilizado um filtro passa-banda fixado entre f_l e f_h . O uso deste filtro é justificado pelo facto do sinal para frequências superiores sofrer uma maior degradação devido à limitação da taxa de amostragem por canal. A implementação desse filtro é determinada pelo procedimento mostrado na Figura 4.30.

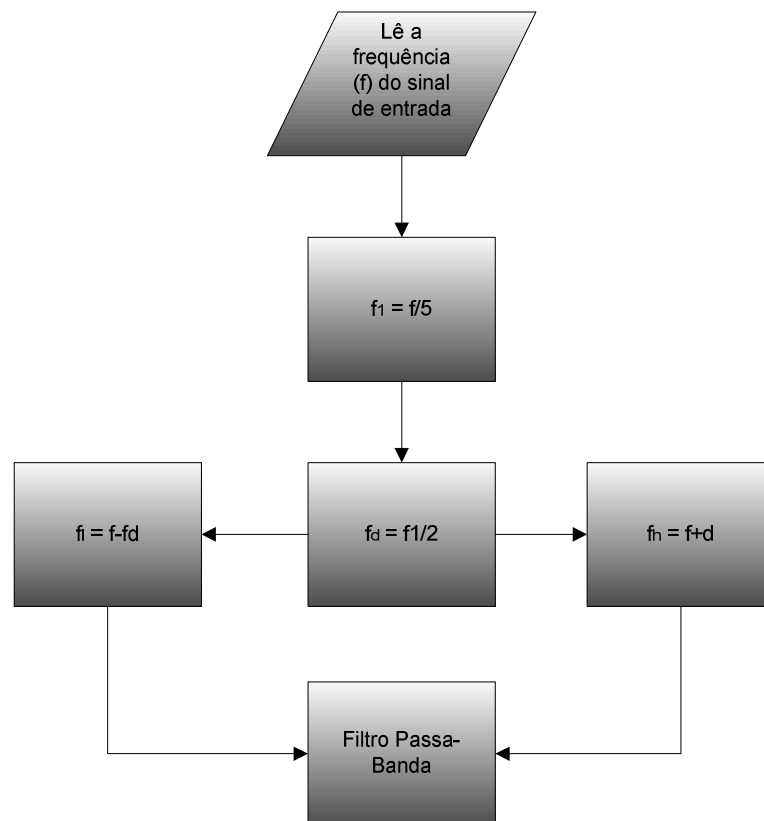


Figura 4.30. Procedimento de detecção da banda de passagem do filtro passa-banda.

Como o “lock-in” virtual apenas necessita de 4 a 5 ciclos do sinal para obter uma boa precisão, o programa consoante a frequência do sinal, determina a frequência inferior e superior de corte. Como se pode observar na Figura 4.30, inicialmente o programa lê o valor actual da

frequência do sinal de entrada, sem offset, sendo que posteriormente determina qual é a frequência que corresponde a ter 5 vezes o período actual. Essa frequência irá então definir os limites de filtragem.

Os pontos (amostras) referentes ao sinal de entrada e de referência são posteriormente organizados nas duas colunas de uma matriz 2D (explicadas na secção de implementação do “lock-in” no Anexo E) sendo identificados pela coluna correspondente. Esses dados são depois processados pelo primeiro dos três blocos do “lock-in” (LockinPLL.vi), juntamente com os parâmetros do “lock-in” determinados pelo utilizador na interface. Este bloco irá então interpretar as escolhas dos parâmetros definidos pelo utilizador para serem enviados ao próximo bloco e irá gerar os sinais puros (seno e cosseno) para o procedimento de multiplicação, tal como já foi explicado anteriormente. No que diz respeito aos dados dos sinais de entrada, este bloco apenas identifica a frequência e a fase do sinal de referência, sendo esses mesmos dados, juntamente com os dados do sinal de entrada, enviados para o bloco que se segue.

De seguida entra em acção o segundo bloco do “lock-in”, identificado por “LockinDemodulatorSettings.vi”. Nesta etapa são introduzidos novos parâmetros que são analisados juntamente com os parâmetros definidos anteriormente por este bloco, de forma a especificar na saída os dados necessários para que o próximo e último bloco possa fazer esse processamento. Alguns desses dados são por exemplo, tipo de filtro, a constante de tempo, o tempo de filtragem, etc...

Para finalizar o procedimento do “lock-in”, os dados são processados no último bloco (LockinDemodulator.vi) n vezes, sendo n o número de pontos recolhidos do sinal. Para que o programa reconheça o valor de n , o programa determina o tamanho do vector coluna correspondente ao sinal de entrada sendo esse tamanho proporcional ao número de pontos “amostrados” do sinal durante o processo de digitalização. Uma vez concluído o processamento no último bloco, obtêm-se os dados referentes ao desfasamento e à amplitude do sinal de entrada.

Tendo em conta que a diferença de fase é obtida em radianos, este valor é convertido para graus através do bloco “Unwrap”. Este bloco tem uma dupla funcionalidade. A primeira é permitir a conversão automatizada dos valores lidos. A segunda é garantir que todos os múltiplos ajustados de 2π estejam contidos dentro da gama de valores possíveis de fase (pois a resposta de fase para um filtro real cuja função é contínua na frequência varia entre $-\pi$ e π).

Por fim, os dados obtidos são registados através de um procedimento baseado em

parâmetros de registo determinados pelo utilizador. Alguns desses parâmetros são por exemplo o tempo de medição, que corresponde ao tempo durante o qual o sistema regista dados até dar por encerrada a medição. Também é definido o directório do ficheiro Excel no qual os dados são armazenados. Na Figura 4.31 é mostrado o procedimento efectuado para a gravação dos dados.

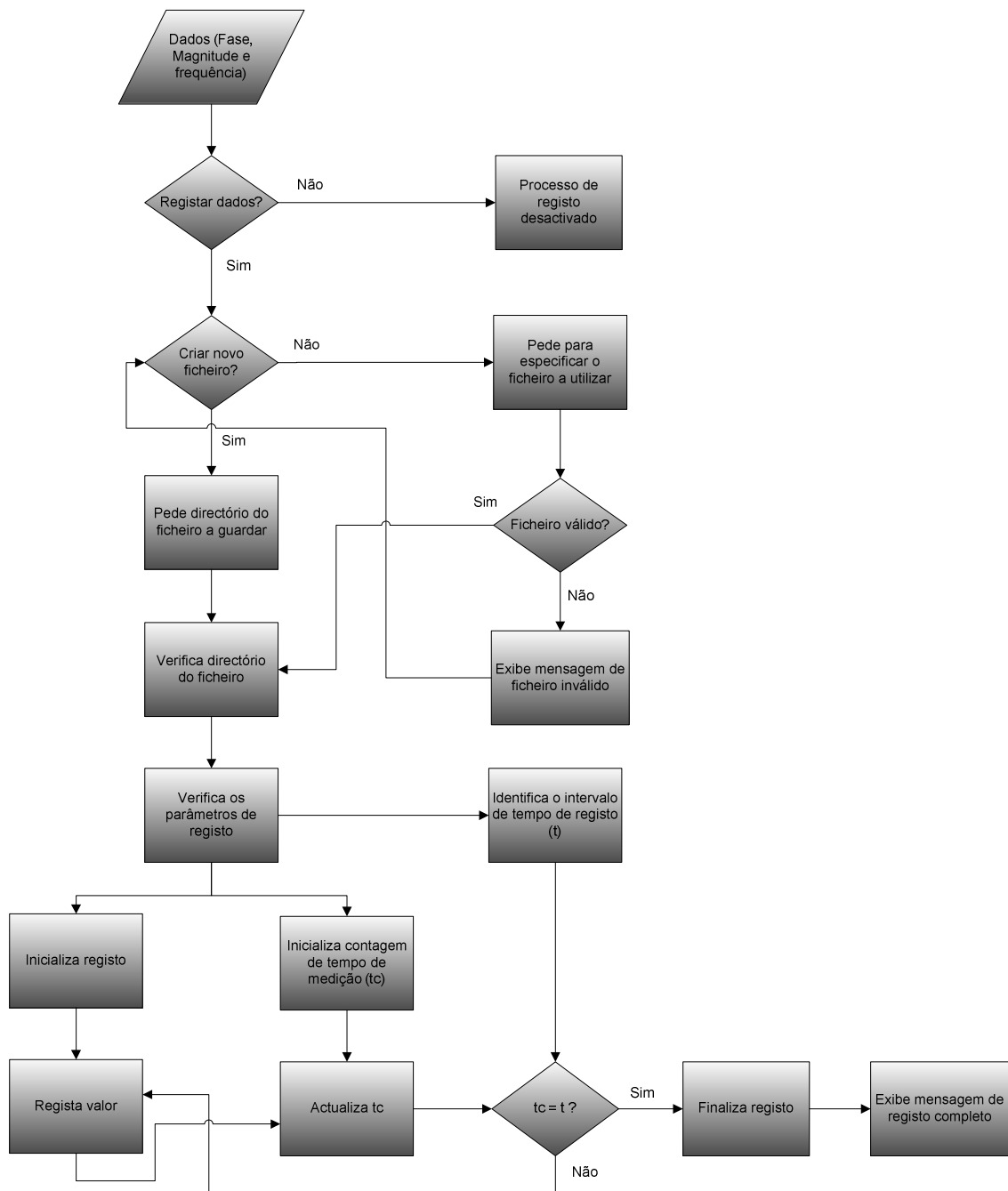


Figura 4.31. Procedimento para o armazenamento de dados.

Como se pode observar na figura anterior, após ter calculado os dados, o programa procede ao armazenamento desses dados, caso seja esse o desejo do utilizador. Caso assim seja, inicialmente o programa exhibe a janela na qual o utilizar poderá especificar o ficheiro onde irá guardar os dados. Caso este não deseje criar um novo ficheiro mas sim utilizar um ficheiro já criado, o programa verifica se o ficheiro especificado é válido. O facto de ser válido significa que é de extensão .xls (Excel) ou .txt (ficheiro de texto). Se não for confirmado como uma destas duas extensões, é emitido prontamente um aviso ao utilizador. Posteriormente, é efectuada uma verificação dos parâmetros de registo definidos pelo utilizador. Estes parâmetros, que serão descritos na interface, definem o tempo de medição e o número de conjuntos de pontos (sendo um conjunto constituído por um valor de fase, amplitude e frequência) armazenados nesse mesmo instante. À medida que os dados são guardados no ficheiro, o programa começa a contagem de tempo de medição a partir de zero e actualiza o valor de tempo decorrido, sendo o procedimento considerado como finalizado quando este valor corresponde ao valor do tempo de medição determinado anteriormente. Para finalizar, o programa emite um aviso de que os dados estão guardados, sendo o procedimento de registo de dados desactivado até novas ordens do utilizador.

5. Interface

Neste capítulo será apresentada a interface com a qual o utilizador irá interagir com o sistema. Serão também explicadas as opções disponibilizadas.

A interface do sistema foi implementada em cinco secções sendo que cada secção poderá ser seleccionada a partir de um menu disponibilizado no lado esquerdo da interface. As secções que constituem esta interface são as seguintes:

- Secção de instruções;
- Secção de selecção dos canais de comunicação;
- Secção para definição dos parâmetros do módulo de geração e modulação;
- Secção para definição dos parâmetros do módulo de detecção e amplificação;
- Secção de escolha dos parâmetros do “lock-in” virtual e registo de dados.

5.1. Secção de instruções

A secção de instruções permite ao utilizador obter ajuda durante a utilização do sistema. Nessa secção são referidos os procedimentos a efectuar em cada uma das secções e são apresentadas algumas recomendações em função dos testes já efectuados. Na Figura 5.1 pode-se visualizar o painel frontal do programa no qual esta secção é mostrada.

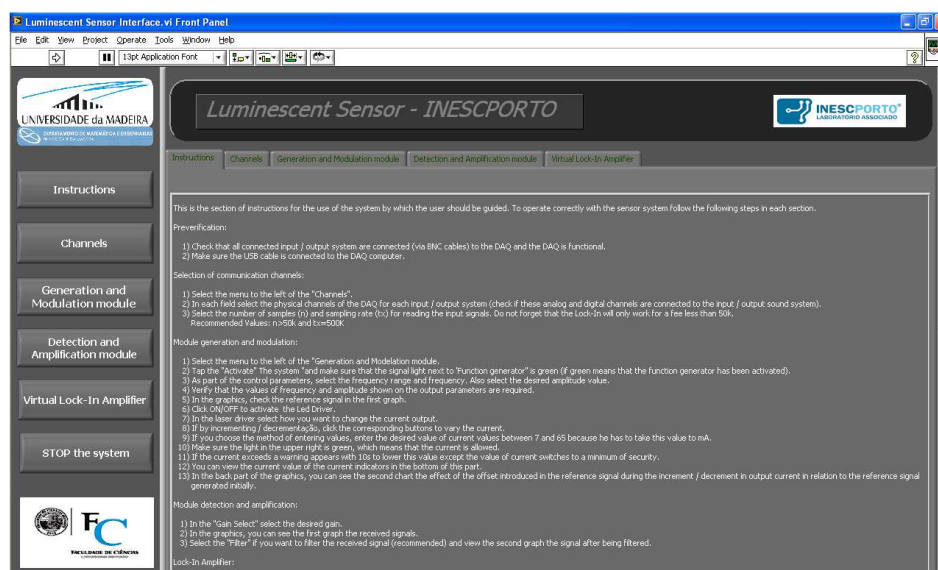


Figura 5.1. Janela de instruções da interface do sistema.

5.2. Secção de selecção dos canais de comunicação

Nesta secção, representada na Figura 5.2, o utilizador poderá seleccionar os canais físicos da DAQ que irão comunicar com o sistema sensor. Este procedimento exige a certificação local da ligação física entre o sensor e a DAQ, de forma a confirmar se a entrada/saída do sensor está mesmo ligada aos canais seleccionados. Esta secção está dividida nas duas seguintes subsecções:

- a) Canais de entrada;
- b) Canais de saída.

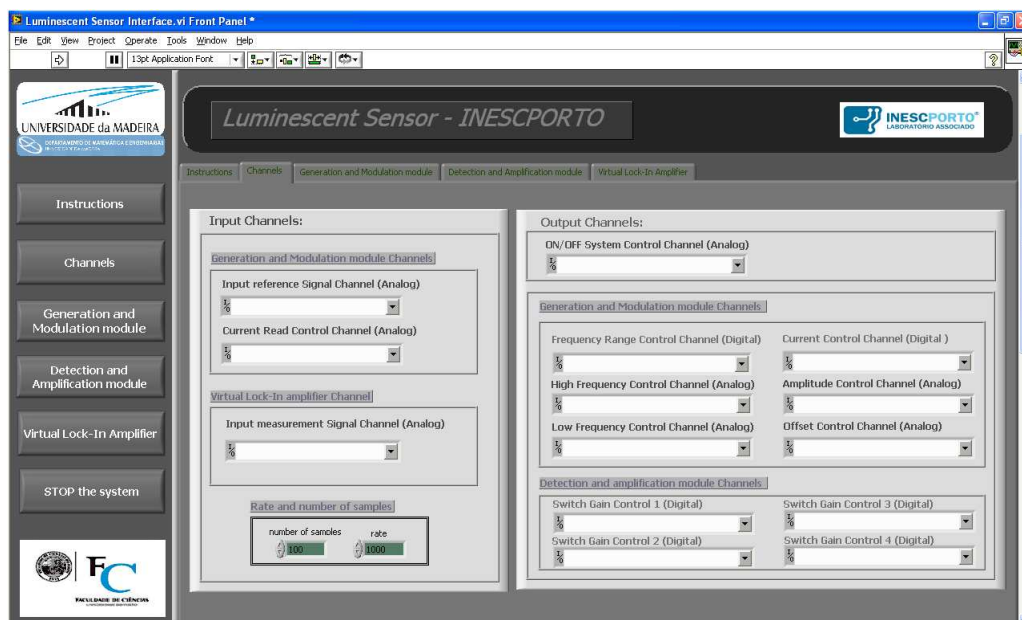


Figura 5.2. Janela para selecção dos canais físicos da interface do sistema.

5.2.1. Canais de entrada

Os canais de entrada irão definir as portas físicas da DAQ pelas quais irão ser recebidos sinais do exterior. Neste sistema tem-se três canais de entrada, sendo dois desses sinais emitidos pelo módulo de geração e modulação, e um pelo módulo de detecção e amplificação. Os dois primeiros são o sinal de referência, gerado pelo gerador de sinais, e o outro a tensão nos terminais da resistência de saída do amplificador de potência (para posterior cálculo da corrente). Além destes, tem-se ainda o canal para a recepção do sinal emitido pela amostra fluorescente, que juntamente com o sinal de referência será processada no “lock-in” virtual.

Além disso, na parte inferior desta subsecção, também é possível definir o número de amostras (n) e a taxa de amostragem (tx) de leitura dos sinais sinusoidais de entrada (sinal de referência e o sinal emitido). Com base nos testes efectuados, recomenda-se que $n > 50k$ e $tx = 500kS/s$.

No entanto convém recordar que a DAQ apenas permite no máximo 1,25MS/s no total. Visto que é necessário o sinal de referência ser recebido em simultâneo com o sinal emitido pela amostra (para que não se introduza indirectamente um atraso), o canal utilizado para a recepção do sinal de tensão utilizado no cálculo da corrente não opera em simultâneo com os outros dois canais. Isto permite que quando esses dois canais estão em funcionamento, a taxa máxima seja apenas repartida de igual forma por esses dois canais. Desta forma a taxa máxima para cada um desses canais é de 625kS/s.

5.2.2. Canais de saída

Como se pode visualizar na Figura 5.2, existem seis canais digitais de saída e cinco analógicos. Na parte superior e inferior desta subsecção estão os canais digitais referentes aos sinais digitais emitidos para controlo do ganho e alimentação do sistema sensor. Este último é importante porque permite ligar e desligar todo o sistema. No centro desta subsecção, estão os canais digitais de controlo da gama de frequência e da corrente de saída. Além desses, temos também os canais analógicos para emitir as tensões necessárias para o incremento e decréscimo da frequência, e para o controlo da amplitude e “offset” do sinal de referência.

5.3. Secção para definição dos parâmetros do módulo de geração e modulação

Nesta secção são disponibilizados todos os parâmetros de controlo do gerador de funções e da corrente de saída do amplificador de potência. Desta forma o utilizador terá o controlo desses dois dispositivos. Como se pode observar na Figura 5.3 e na Figura 5.4, esta secção está dividida em três partes.

- a) Secção de controlo do gerador de funções;
- b) Secção de controlo do amplificador de potência;
- c) Visualização gráfica dos sinais de entrada.

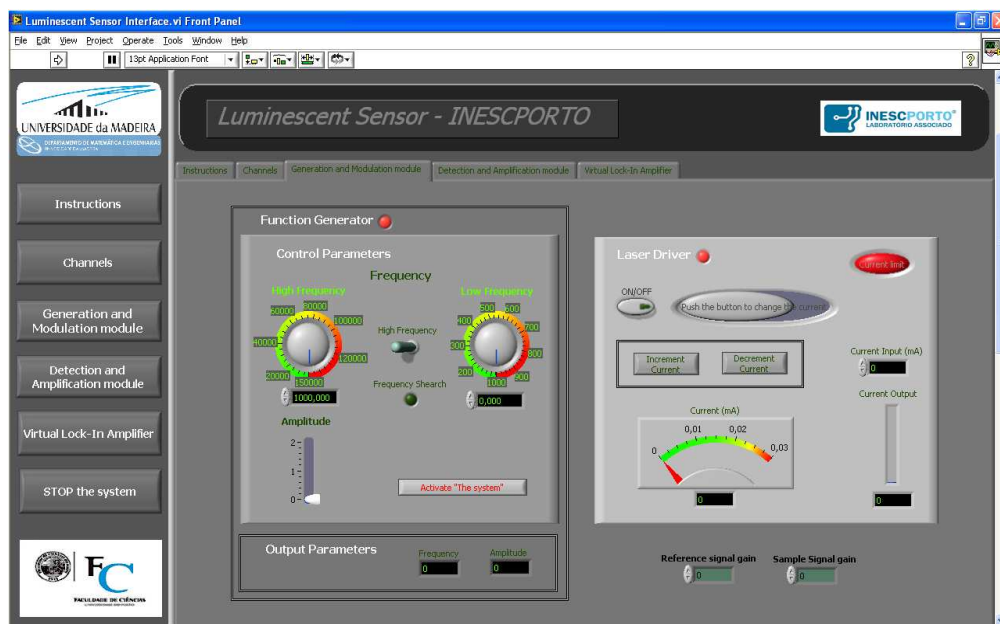


Figura 5.3. Parte superior da janela de controlo do módulo de geração e modulação de sinal na interface do sistema.

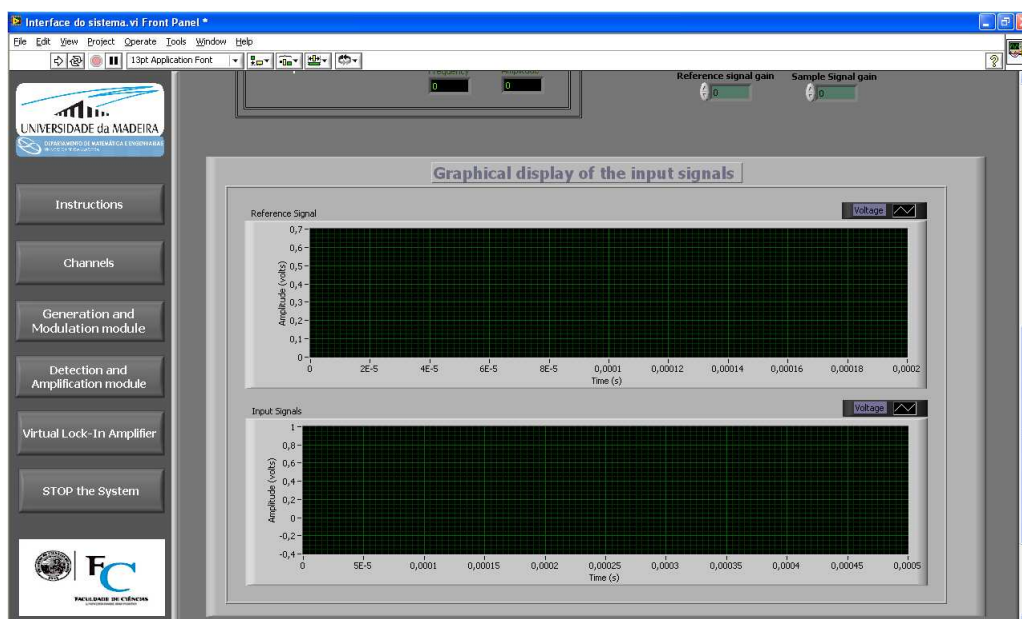


Figura 5.4. Parte inferior da janela de controlo do módulo de geração e modulação de sinal na interface do sistema.

5.3.1. Subsecção de controlo do gerador de funções

Para o controlo do gerador de funções, o utilizador poderá seleccionar a gama e a frequência pretendida, bem como a amplitude do sinal de referência, sendo esses valores mostrados na parte dos parâmetros de saída. Dependendo da gama seleccionada, é activado um

dos controlos (“high frequency” ou “low frequency”) do valor de frequência. Sempre que for digitado um novo valor de frequência, a luz de sinalização do indicador “frequency search” altera-se para verde, significando que está em modo de procura de frequência, mantendo-se assim até o valor da frequência lida coincidir com o valor digitado. Quando isto acontece o indicador altera-se para vermelho.

Além disso nessa subsecção o utilizador, poderá activar o sistema de alimentação clicando em “*Activate The System*”.

5.3.2. Subsecção de controlo do amplificador de potência

Em relação ao amplificador de potência (LED Driver), estão disponíveis as opções para seleccionar a forma como será determinada a corrente de saída. Para o seu funcionamento, este deverá ser inicialmente activado na opção “ON/OFF”, visualizando-se a alteração da cor do indicador para verde. Após este procedimento, o utilizador poderá escolher a forma como quer variar a corrente de saída. Caso opte por utilizar o modo numérico, este apenas tem de introduzir o valor de corrente desejado, no controlo “Current Input”. No caso da escolha do sistema de botões, poderá utilizar os dois botões disponibilizados para o incremento/decremento da corrente de saída, sendo o valor de corrente alterado por aproximadamente 1mA sempre que um dos botões é pressionado.

Na parte inferior desta secção, é possível observar de uma forma interactiva a variação da corrente à medida que esta é incrementada ou decrementada. Quando o nível de corrente entra na zona vermelha do indicador de corrente, o indicador de sinalização presente na parte superior direita desta secção passa para o estado intermitente sendo posteriormente exibido um aviso ao utilizador para proceder à diminuição desse valor. Se o utilizador não reagir, o valor de corrente baixa para um valor mínimo da zona verde do indicador de corrente.

5.3.3. Visualização gráfica dos sinais de entrada

Esta subsecção tem como objectivo oferecer uma visualização gráfica do sinal inicialmente gerado pelo gerador de funções e pelo sinal de entrada do amplificador de potência. No primeiro gráfico é representado apenas o sinal de referência sem componente DC, sendo no

segundo gráfico representado esse sinal com o “offset” introduzido para o aumento de corrente na saída do amplificador de potência.

5.4. Secção para definição dos parâmetros do módulo de detecção e amplificação

Na secção do módulo de detecção e amplificação é possível visualizar os sinais adquiridos e seleccionar o ganho a aplicar ao sinal emitido pela amostra. Além disso, o utilizador poderá proceder à activação da opção de filtragem do sinal com vista a melhorar as condições do sinal. Na Figura 5.5 pode-se observar esta secção.

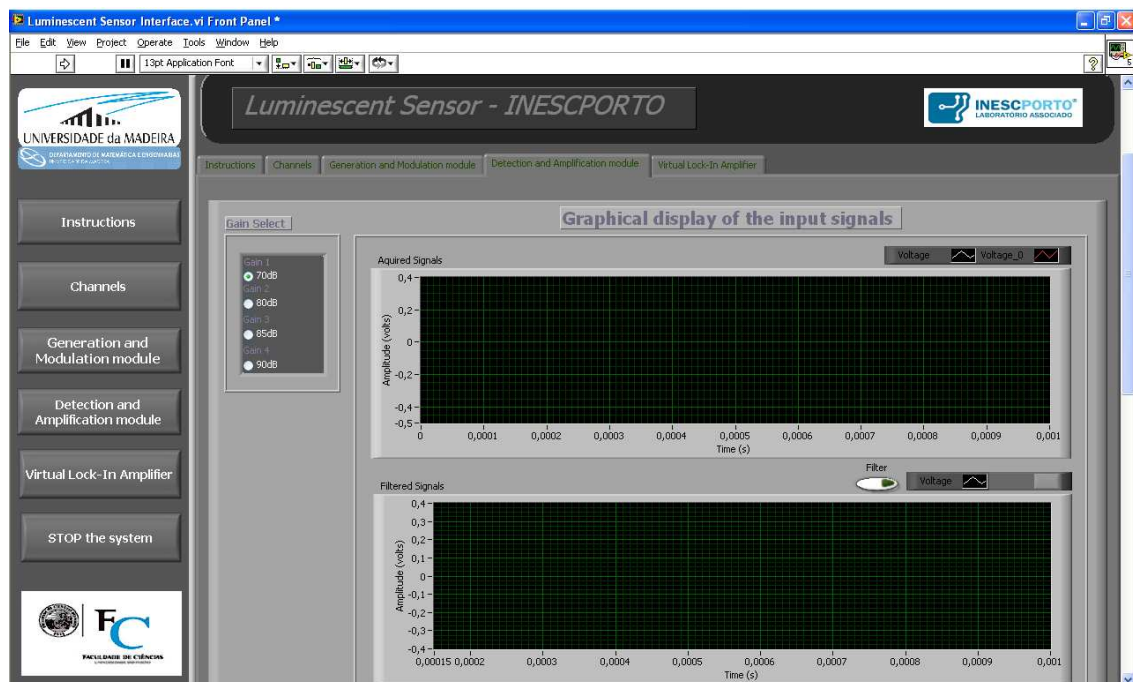


Figura 5.5. Janela de controlo do módulo de detecção e amplificação de sinal na interface do sistema.

No lado esquerdo o utilizador poderá seleccionar o ganho desejado e visualizar à direita, no primeiro gráfico, o efeito que isso provoca ao sinal. Desta forma, pode utilizar esta representação gráfica para escolher o valor do ganho que satisfaz os requisitos. No entanto o utilizador poderá utilizar um filtro digital para melhorar as condições do sinal recebido. Para aplicar esse filtro, basta pressionar o botão “filter” e poderá visualizar no segundo gráfico o melhoramento introduzido nesse sinal. Não é necessário introduzir quaisquer tipos de

parâmetros de filtragem visto que a frequência superior e inferior de corte são automaticamente calculadas, como já foi explicado anterior no capítulo de software referente a este módulo.

5.5. Secção de selecção e controlo dos parâmetros do “lock-in” virtual e registo de dados

Esta secção destina-se à definição dos parâmetros de funcionamento do “lock-in” virtual e do registo e visualização dos resultados obtidos para posterior análise. Esta secção é constituída por quatro subsecções.

- Subsecção dos parâmetros do “lock-in”;
- Subsecção dos resultados de fase e amplitude;
- Subsecção de registo de resultados;
- Subsecção de representação gráfica da fase e amplitude.

Estas subsecções podem ser visualizadas nas seguintes figuras:

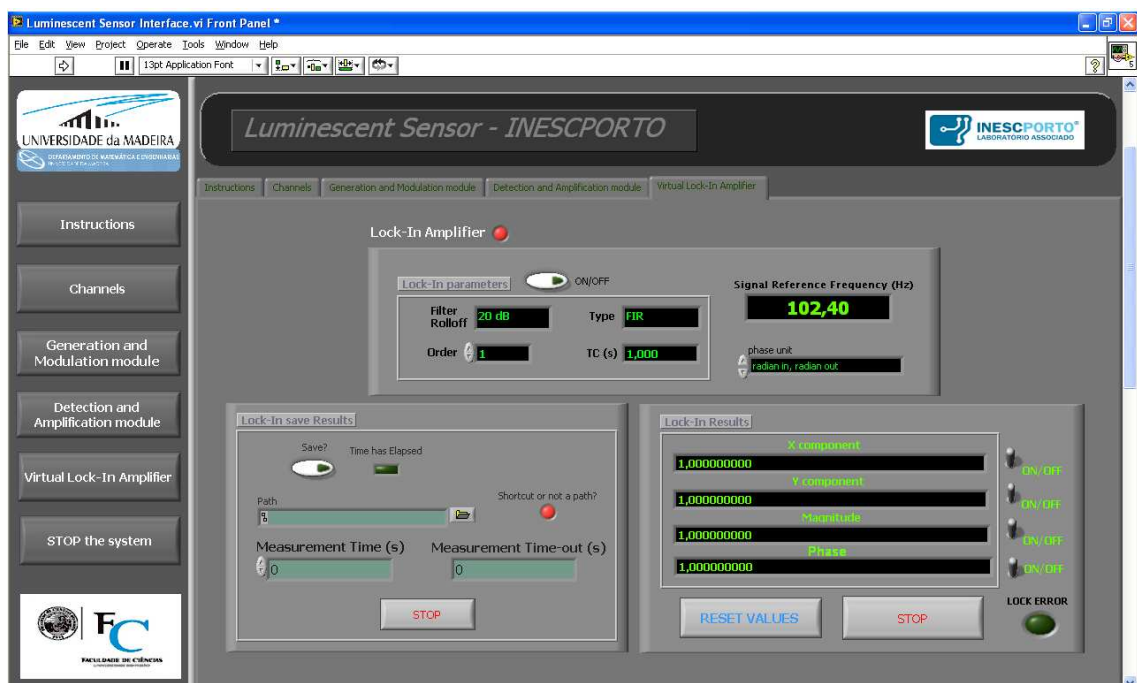


Figura 5.6. Parte superior da janela de controlo do “lock-in” virtual na interface do sistema.

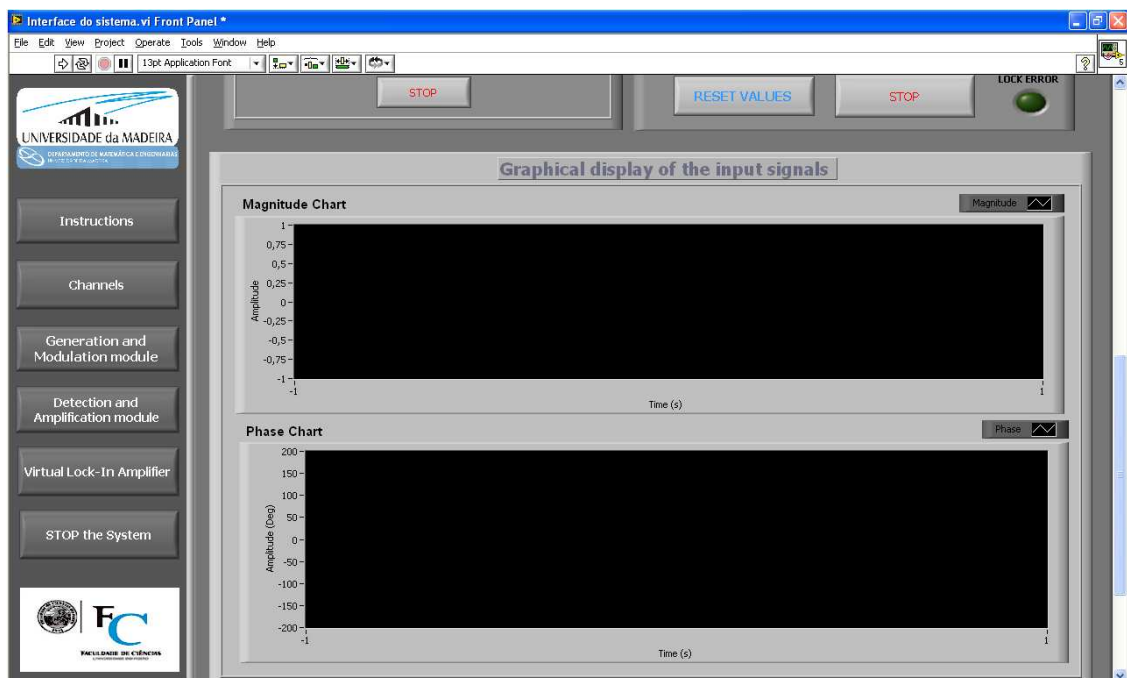


Figura. 5.7. Parte inferior da janela de controlo do “lock-in” virtual na interface do sistema.

5.5.1. Subsecção dos parâmetros do “lock-in”

Nesta subsecção são determinados os parâmetros associados com o filtro passa-baixo necessário para que o “lock-in” possa filtrar os sinais de entrada, como foi referido no capítulo sobre o software. Esses parâmetros são os seguintes:

- a) Tipo de filtro (Type);
- b) Controlo do Roll-off do filtro (Filter rolloff);
- c) Controlo do multiplicador de ordem (Order);
- d) Constante de tempo (TC).

5.5.1.1. Tipos de filtros

Vários tipos de filtros podem ser seleccionados neste controlo, tais como o filtro IIR ou o FIR de décima ordem, sendo que o “roll-off” para estes filtros varia entre 20 a 200dB, como será discutido na parte do controlo de “roll-off” do filtro. Os filtros digitais são geralmente classificados como sistemas de resposta impulsiva finita (FIR) ou infinita (IIR). Dentro destas

duas categorias, temos algumas ramificações na procura de outras soluções de filtragem. Em suma, os vários filtros disponíveis nesse controlo são os seguintes:

5.5.1.1.1. IIR (2 dígitos de precisão)

Se for escolhida esta opção, é seleccionado um filtro de décima ordem. Os filtros funcionam de uma forma semelhante aos filtros analógicos, sendo implementados por estruturas recursivas. Desta forma, estes filtros são mais propícios a erros. No entanto estes filtros têm a vantagem de serem mais rápidos do que o FIR, filtrando 99% do resultado da multiplicação em pouco tempo quando a constante de tempo TC é 10.000 vezes mais reduzida que o inverso da frequência do sinal de referência. Desta forma, este filtro pode ser utilizado para reduzir a carga de filtragem quando a taxa de amostragem é aumentada.

5.5.1.1.2. IIR (5 dígitos de precisão)

Este filtro é análogo ao anterior, excepto que a sua capacidade de filtrar é de 99,999% do resultado da multiplicação num intervalo de tempo superior ao filtro anterior.

5.5.1.1.3. FIR

Este filtro de décima ordem tem a particularidade de demorar mais tempo no processamento de filtragem que o IIR para uma constante de tempo 10.000 vezes mais pequena que a frequência de amostragem. No entanto, ao contrário do filtro IIR, este não é implementado por estruturas recursivas sendo então mais estável. Além disso, a sua resposta de fase é mais linear, sendo menos propício a erros.

5.5.1.1.4. FIR (ENBW)

Este filtro é semelhante ao anterior. No entanto, neste filtro, a constante de tempo é alterada internamente para que a banda de ruído (ENBW) seja igual à do filtro IIR para uma das constantes de tempo especificadas no controlo da constante de tempo.

Para se atingir a banda mínima de ruído neste filtro, deve-se diminuir a constante de tempo, o que resulta num tempo de processamento maior. No entanto, esse tempo será sempre inferior ao tempo que o filtro IIR quando este necessita de cinco dígitos de precisão.

5.5.1.1.5. FIR (Sync)

Este filtro é quase idêntico ao FIR. No entanto, distingue-se pelo facto de que no uso deste filtro a constante introduzida terá de ser forçosamente próxima de um múltiplo inteiro do período do sinal de referência. Esta aplicação pode ser bastante útil para as baixas frequências nas quais a componente $\omega_S + \omega_R$ gerada pelo multiplicador pode ser próxima da componente DC gerada pelo mesmo multiplicador. Para se atenuar esta componente de frequência dupla utilizando um filtro IIR de quarta ordem, demoraríamos aproximadamente entre 50 a 90 segundos. Se o filtro utilizado fosse o FIR, visto que este possui pólos localizados como múltiplos inteiros de $1/TC$ (Hz), o processamento de filtragem seria muito mais rápido. Caso fosse utilizado um filtro FIR-Sync de terceira ordem, este demoraria perto de 30 segundos para uma constante de tempo entre 0,9 e 1,1. No entanto a janela de sincronização pode sempre ser calculada de uma forma mais precisa, reduzindo o tempo de processamento em mais de 20 segundos.

5.5.1.2. Controlo de “roll-off” do filtro

Este controlo é utilizado para seleccionar-se a ordem do filtro. Quanto maior for o valor da ordem, maior será o tempo necessário para o processamento.

5.5.1.3. Controlo do multiplicador de ordem

Este controlo funciona como um multiplicador utilizado para alterar a frequência do sinal de referência que o “lock-in” irá usar durante a sua operação. Ou seja, o valor digitado nesse controlo irá corresponder ao harmónico do sinal de referência que será filtrado e analisado pelo “lock-in”. Por exemplo, se for digitado o valor 2, isso significa que o “lock-in” irá filtrar e processar o segundo harmónico do sinal de referência. No entanto, o intervalo de valores que

podem ser introduzidos depende da taxa de amostragem e da frequência do sinal de referência segundo a expressão (9.1) vista na secção anterior.

5.5.1.4. Constante de tempo

Este controlo é responsável pela determinação da constante de tempo do filtro passa baixo. Quando é seleccionado o filtro FIR-ENWB, a constante de tempo altera-se automaticamente, como já foi referido anteriormente. No entanto, para os restantes filtros, a frequência de corte é estabelecida em $1/2\pi TC$ (Hz) exceptuando o caso do filtro FIR que poderá ser aproximada por $0,35/TC$ (Hz).

Observa-se na Figura 5.6, que além destes quatro parâmetros de controlo, é também nesta secção que o utilizador poderá activar ou desactivar o funcionamento do “lock-in” pressionando o botão ON/OFF. No lado direito desta secção também se pode visualizar o valor actual da frequência do sinal de referência, bem como o controlo das unidades de entrada e da saída de fase (radiano ou grau).

5.5.1.5. Subsecção dos resultados de fase e amplitude

Nesta secção, são mostrados os resultados das componentes resultantes dos processos de multiplicação e filtragem e os valores de fase e amplitude correspondentes ao processamento matemático das componentes. Para além disto o utilizador poderá activar/desactivar, no lado direito dessa secção, um desses campos quando não necessitar de saber esses valores, e assim reduzir a carga de processamento. Na parte inferior são disponibilizados o botão “RESET” e o botão “STOP”, permitindo reinicializar a leitura dos valores dos vários campos e o processamento do “lock-in”. Observe-se também a presença do indicador “LOCK ERROR” sinalizando um erro. Se este indicador estiver verde significa que o “lock-in” está a funcionar correntemente. Caso esteja vermelho denota um erro, sendo que posteriormente irá aparecer uma janela com o número de código desse erro.

- a. Se o código for (-1) isso significa que a frequência do sinal de referência está fora de alcance.

- b. Se o código for (-2) significa a taxa de amostragem é inferior a 50kS/s. Por isso o utilizador deverá alterá-la para um valor superior a 50kS/s.
- c. Se o código for (-3) significa que o valor introduzido na opção “order” não está correcto, pois não obedece às condições da expressão (9.1) na qual o valor máximo permitido é definido por $0.5 \cdot (tx / \text{frequência do sinal de referência})$.

5.5.1.6. Subsecção de registo de resultados

Nesta subsecção é disponibilizado um conjunto de controlos para a definição do registo dos dados obtidos. Inicialmente deverá ser efectuada a escolha do ficheiro no qual se pretende guardar os dados. Este pode ser seleccionado no controlo “Path”. Se o ficheiro for válido, o campo “Shortcut or not a path?” irá aparecer verde. Caso contrário irá manter-se vermelho.

Posteriormente, deve-se introduzir no campo “Measurement Time” o tempo de medição em segundos. Uma vez definidos estes parâmetros, os dados são registados logo após ser pressionado o botão “Save?”, sendo o final desse tempo sinalizado em “Time has Elapsed” (ligado apenas durante o processo de registo) e visualizando no campo “Measurement Time-Out”. Em qualquer altura este procedimento pode ser interrompido, quando é pressionado o botão “STOP”.

5.5.1.7. Subsecção de representação gráfica da fase e amplitude

Para finalizar esta secção, temos a subsecção de representação gráfica dos valores de fase e amplitude. Esta representação gráfica permite visualizar o comportamento desses dois parâmetros em função do tempo. Com base nestas observações podem-se caracterizar as variações de amplitude e fase ao longo do tempo para os parâmetros do “lock-in” seleccionados e retirar as devidas conclusões.

6. Actividade Experimental

Neste capítulo serão descritos na secção 6.1 os procedimentos de teste efectuados, inicialmente com duas configurações de referência. A primeira configuração de referência apenas utiliza equipamentos de bancada, sendo testado numa fase intermédia deste projecto, constituindo o que se vai chamar ao longo deste capítulo de configuração 1, cuja representação é mostrada na subsecção 6.1.2. Utilizando o mesmo procedimento, foi testado também uma configuração semelhante mas utilizando o “lock-in” virtual em vez do “lock-in” de hardware, à qual iremos chamar configuração 2, demonstrada também na subsecção 6.1.2. Os testes efectuados a estas configurações tinham o objectivo de fornecer resultados experimentais para uma posterior comparação com os resultados da configuração do sistema sensor final. Esses resultados intermédios serão demonstrados na subsecção 6.1.3 sendo efectuada uma comparação inicial entre essas duas configurações de referência, de forma a avaliar-se o desempenho do “lock-in” virtual.

Posteriormente na secção 6.2.1, utilizando a configuração do sistema final, a qual se identificará como configuração 3, e que será demonstrada na subsecção 6.2.2, serão descritos os procedimentos efectuados para posterior comparação com os sistemas de referência e as medições adicionais para caracterizar-se o sistema sensor face aos parâmetros utilizados no processamento de sinal.

Mais propriamente, em relação ao procedimento efectuado para as três configurações, efectuaram-se medições da luminescência de um complexo de rutênio, em função da temperatura, para avaliar o desempenho do sistema de interrogação no domínio das frequências. A partir dessas medições, determinou-se o tempo de vida da amostra e calculou-se a frequência óptima. Posteriormente, verificou-se a sensibilidade e a resolução do sistema para diferentes parâmetros do “lock-in”, tais como, a constante de tempo, o tipo de filtro, o “roll-off”, sendo que os últimos dois foram efectuados apenas para a configuração do protótipo final.

6.1. Sistemas de referência

Serão descritas, na subsecção 6.1.1, as medições efectuadas com objectivo de caracterizar os sistemas de referência, e fundamentalmente comparar o desempenho do “lock-in” virtual em função da capacidade de resposta da cabeça sensora e da resolução destes sistemas.

Posteriormente na subsecção 6.1.2 são descritas, sob forma de esquemas de montagem, as duas configurações de referência utilizadas. Para terminar esta secção são mostrados e discutidos, em 6.1.3, os resultados obtidos em cada configuração sendo efectuadas as comparações de desempenho e comportamento da cabeça sensora em cada um dos sistemas face aos degraus de temperatura aplicados.

6.1.1. Procedimento

6.1.1.1. Cálculo do tempo de vida (τ) e da frequência óptima ($f_{\text{óptima}}$)

Inicialmente procedeu-se à determinação do tempo de vida luminescente. Para obter-se este valor, efectuou-se um varrimento da frequência de modulação e mediu-se a variação de fase correspondente a dez valores pontuais de frequência equidistantes. Com base nessa relação e tendo em conta a expressão (3.3), representou-se graficamente a variação de fase em função da frequência de modulação, sendo o tempo vida τ obtido pelo declive desse gráfico.

Posteriormente, e tendo como objectivo operar na zona de maior sensibilidade, elaborou-se um procedimento para determinar-se a frequência óptima de modulação. Esta frequência deverá garantir que a mudança de fase entre os extremos da medição seja maximizada. Para tal, sujeitou-se a amostra a diferentes temperaturas, por intermédio de um dispositivo *Peltier* no qual a amostra estava colocada (conforme pode ser visto na Figura 6.2). Para obter-se a temperatura desejada, aplicou-se uma corrente aos dois terminais do *Peltier*.

A frequência óptima é dada pelo valor da frequência do sinal de referência (f) para a qual a diferença de desfasamento para as duas temperaturas diferentes é máxima. No entanto, tendo em conta que o processo de excitação já produz um atraso de fase, é necessário ter em conta esse desfasamento (θ_{Azul}), devendo esse valor ser subtraído.

O valor de f correspondente à máxima diferença de fase indica a frequência óptima, sendo então em torno dessa frequência que se situa a região de máxima sensibilidade. Para confirmar esse valor, calculou-se também o valor da frequência óptima de uma forma indirecta, dada pela expressão (3.4).

6.1.1.2. Sensibilidade e resolução dos sistemas de referência em função da temperatura, para diferentes constantes de tempo do lock-in.

Tirando partido do procedimento anterior sujeitou-se a amostra a quatro degraus de temperatura, por intermédio do *peltier*, em intervalos de tempo iguais, para verificar a resposta do sistema a essas variações de temperatura, utilizando diferentes constantes de tempo. Na Figura 6.1 está representado um exemplo de um desses registos efectuado para uma constante de tempo de 1ms, sendo $\Delta\theta$ a variação de fase verificada em cada degrau.

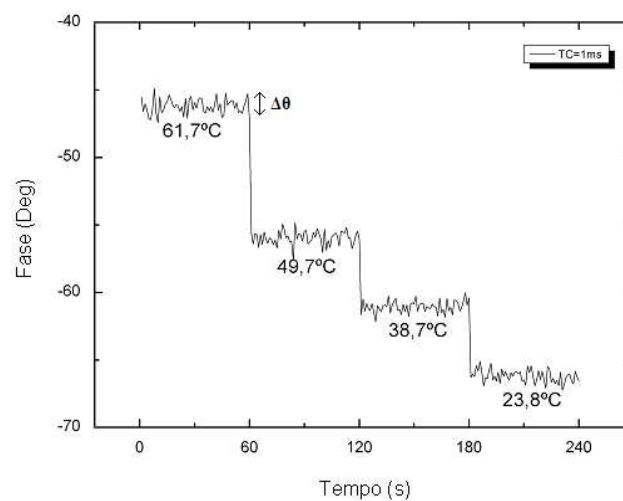


Figura 6.1. Variação da fase luminescente para quatro degraus de temperatura, com uma constante de tempo de 1ms.

Com esses dados é possível obter a sensibilidade e a resolução que o sistema apresenta. Para cálculo da sensibilidade, efectuou-se o procedimento da Figura 6.1 para uma dada frequência de modulação, e registou-se o deslocamento de fase para sete constantes de tempo de filtragem. Posteriormente, repetiu-se este procedimento para cinco valores de frequência do sinal modulador. Com base nos valores de fase obtidos em função da temperatura para cada constante de tempo, calculou-se o declive resultante da relação entre os valores de fase registados e a temperatura correspondente para cada frequência. Para fins de apresentação, representou-se graficamente os declives obtidos anteriormente em relação às constantes de tempo para as duas configurações de referência e comparou-se a capacidade de resposta desses dois sensores face à frequência de modulação, e posteriormente a influência da constante de tempo na resposta à variação de fase para diferentes temperaturas em ambas configurações.

Para o cálculo da resolução, o procedimento é semelhante ao da sensibilidade, sendo apenas diferente no modo como os dados são processados. Com base nos valores obtidos, calculou-se o desvio padrão dos valores correspondentes à variação de fase em cada constante de tempo. Utilizando-se o valor máximo de desvio padrão do desfasamento ocorrido em cada constante de tempo, calculou-se a resolução do sistema em função da constante de tempo de filtragem, através a expressão (3.5) já referida no Capítulo 3.

Para completar o procedimento desta secção, os valores de resolução obtidos em ambas as configurações de referência foram representados graficamente em relação à constante de tempo para cinco valores da frequência de modulação. Desta forma, pretendeu-se verificar para que frequência de modulação estes sensores são mais precisos e fundamentalmente comparar os resultados obtidos nas duas configurações.

6.1.2. Esquema de montagem

Como forma de representação esquemática da actividade experimental referida anteriormente observe-se na Figura 6.2 a configuração de referência testada numa primeira actividade experimental, utilizando-se apenas os equipamentos de bancada, e seguidamente, na Figura 6.3, a configuração de referência utilizada para testes utilizando-se o “lock-in” virtual.

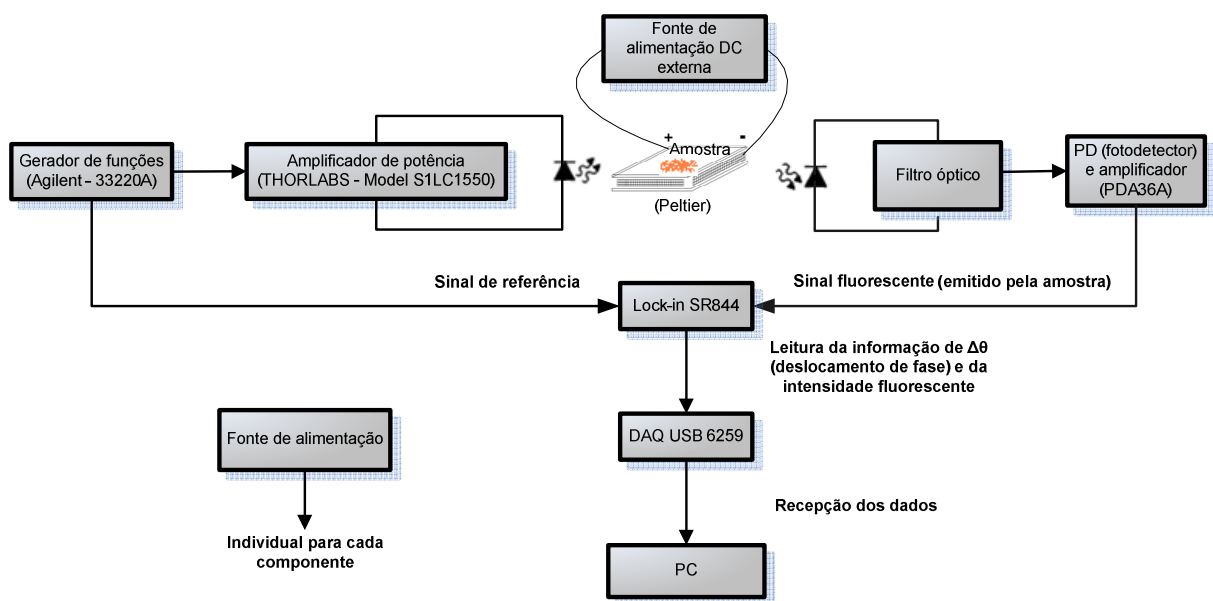


Figura 6.2. Esquema da montagem de teste (configuração 1).

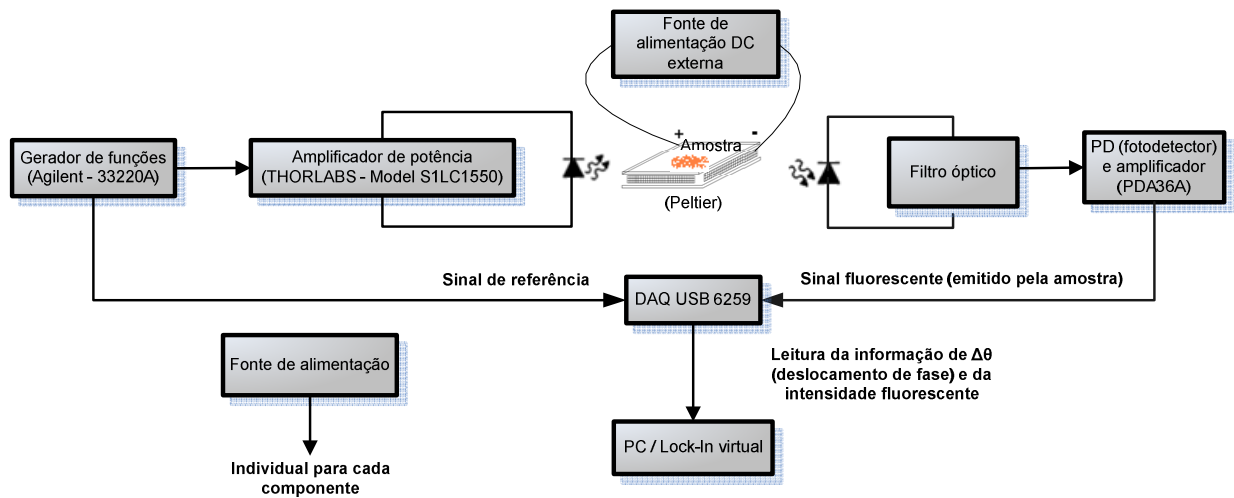


Figura 6.3. Esquema de montagem de teste do protótipo de teste utilizando o “lock-in” virtual (configuração 2).

Como se pode observar na 1ª figura, o sinal de referência e o sinal emitido pela amostra são misturados no “lock-in”, de forma a obterem-se as variações de fase e intensidade que serão posteriormente convertidas digitalmente pela DAQ USB 6259 e processadas no computador. Observe-se também que na primeira configuração os dados são processados no “lock-in” de hardware.

O “lock-in” de hardware possui uma saída de tensão (V) correspondente ao valor obtido do desfaseamento de fase em graus, sendo a relação de transferência dada por $18^\circ/\text{V}$ conforme mostrado no “Manual de Utilização”. Desta forma esse valor de tensão é recebido e convertido no computador pela aplicação dessa relação. Na configuração da Figura 6.3, a utilização do “lock-in” virtual implica que o processamento seja efectuado no computador. Por isso, os sinais de referência são adquiridos e emitidos pela amostra por intermédio da DAQ e processados no “lock-in” implementado no software LabVIEW.

6.1.3. Resultados e discussão

Nesta subsecção pretende-se apresentar e discutir os resultados obtidos após terem sido efectuados os procedimentos anteriores. Desta forma, serão comparadas sensibilidades e resoluções, em relação à constante de tempo do “lock-in”, com o objectivo de se caracterizar as

configurações de referência para posteriores comparações com a configuração final do sistema sensor.

6.1.3.1. Determinação do tempo de vida (τ) e da frequência óptima ($f_{\text{óptima}}$)

Com base nos procedimentos efectuados, obteve-se uma relação linear entre o desfasamento angular ($\tan \Delta\theta$) e a frequência de modulação, conforme mostra na Figura 6.4.

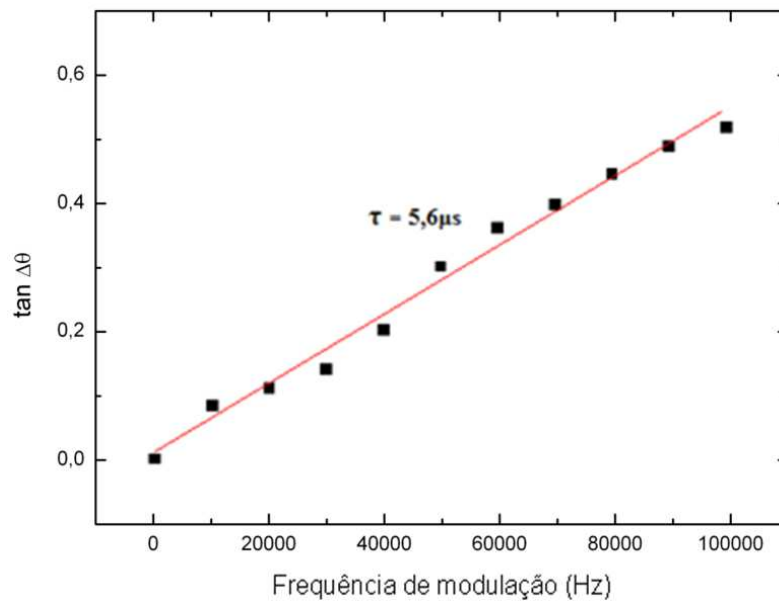


Figura 6.4. Relação de linearidade entre a fase luminescente e a frequência de modulação para a configuração da figura 6.2.

Como se pode observar na Figura 6.4, a tangente da fase ($\tan \Delta\theta$) varia de uma forma aproximadamente linear com o aumento da frequência. Através desta relação e tendo em conta a expressão (3.3), obteve-se para o complexo de rutênio, utilizando a configuração de referência apenas com equipamento de hardware um tempo de vida de aproximadamente $5,6\mu\text{s}$.

Saber o tempo de vida luminescente desta amostra, permite trabalhar numa gama de frequências na qual esta é mais sensível a factores externos, como a temperatura. Trabalhar nesta gama traz vantagens para o sistema, pois assim este consegue processar pequenas variações de fase, melhorando a sua resolução.

Como resultado do procedimento efectuado para a obtenção desta frequência, representou-se graficamente o comportamento da fase da luz emitida para um degrau de temperatura em relação à frequência do sinal de referência, conforme demonstrada na Figura 6.5.

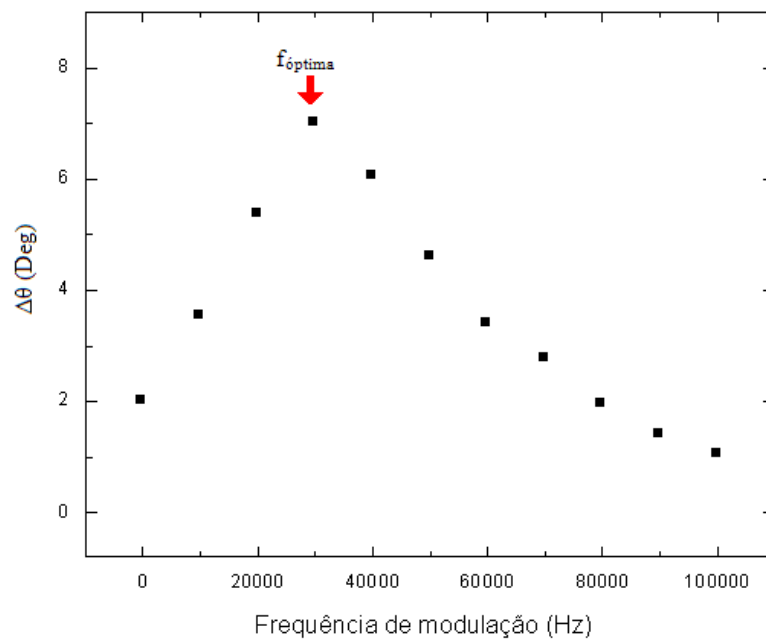


Figura 6.5. Gráfico de $\Delta\theta$ em função da frequência de modulação para um degrau de temperatura para a configuração da figura 6.2.

Como se pode observar na Figura 6.5, existe uma diferença de fase máxima próxima do valor de frequência de 30kHz. Isso significa que em torno dessa frequência, existirá uma boa sensibilidade, tendo em conta o tempo de vida fluorescente. Este comportamento pode ser confirmado pela aplicação da expressão (3.4), pois sabendo que $\tau=5,6\mu\text{s}$ a frequência óptima é aproximadamente 30kHz (mais precisamente 28,4kHz), o que está de acordo com a Figura 6.5.

Agora que já são conhecidos o tempo de vida do complexo de rutênio e a frequência óptima, podem-se utilizar esses valores como valores padrão para comparação com os valores obtidos com a configuração 2. Utilizando essa configuração e efectuando o mesmo procedimento, obteve-se o comportamento da diferença de fase em relação à frequência de modulação, Figura 6.6, e posteriormente a variação da diferença de fase em relação à mesma gama de frequências, Figura 6.7, de forma a determinar-se a frequência óptima.

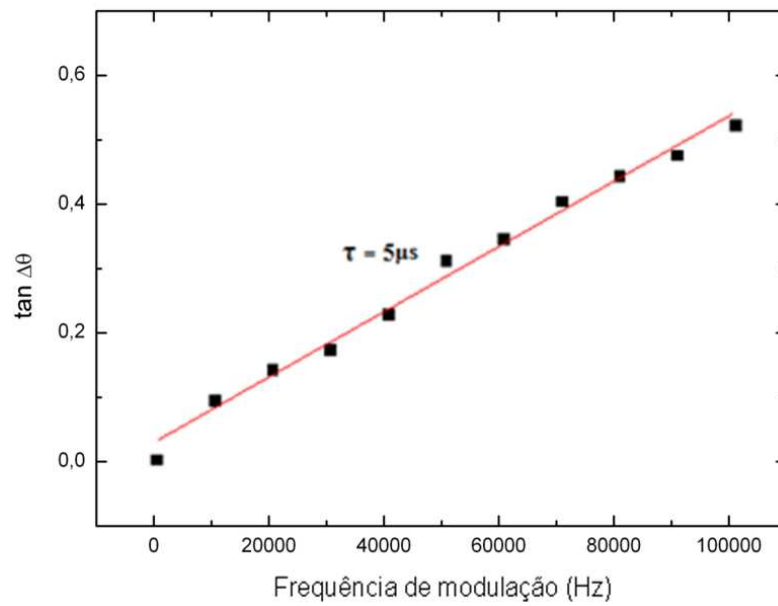


Figura 6.6. Relação de linearidade entre a tangente da fase luminescente e a frequência de modulação para a configuração da figura 6.3.

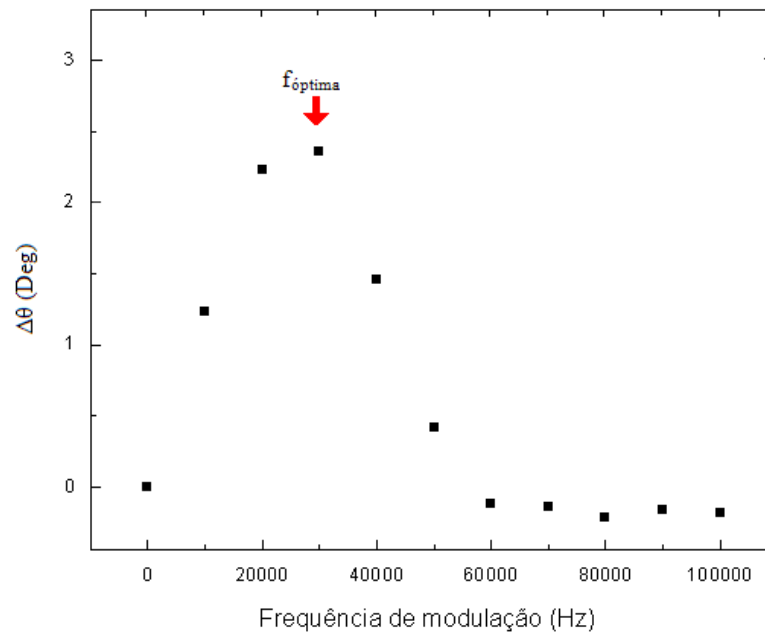


Figura 6.7. Gráfico de $\Delta\theta$ em função da frequência de modulação para um degrau de temperatura para a configuração da figura 6.3.

Com base nesses resultados verifica-se novamente uma variação da fase aproximadamente linear com a frequência, sendo o tempo de vida da amostra aproximado do

valor obtido anteriormente. A pequena diferença que se verifica é justificada pelo intervalo de tempo durante o qual a amostra é sujeita à luz do LED, e consequentemente provoca a diminuição do tempo de vida ao longo do tempo. Visto que as medições efectuadas demoram, para cada configuração por volta de 315 minutos, é normal que ao efectuar os testes com a outra configuração haja uma pequena diminuição do tempo de vida luminescente.

Em relação à frequência óptima obtida com a segunda configuração, são perfeitamente perceptíveis as semelhanças com o resultado da primeira configuração. Ou seja, voltou-se a obter uma frequência óptima perto dos 30kHz, o que vem sublinhar que é em torno dessa frequência que se situa a zona de maior sensibilidade.

Com base na comparação dos resultados até esta etapa, verifica-se que o desempenho do “lock-in” virtual é semelhante ao do “lock-in” de hardware.

6.1.3.2. Sensibilidade e resolução da variação de temperatura para diferentes constantes de tempo

Pela aplicação de vários degraus de temperatura, para diferentes constantes de tempo, obtiveram-se os resultados apresentados na Figura 6.8 e 6.9, em termos da sensibilidade e da resolução do sensor em relação à temperatura.

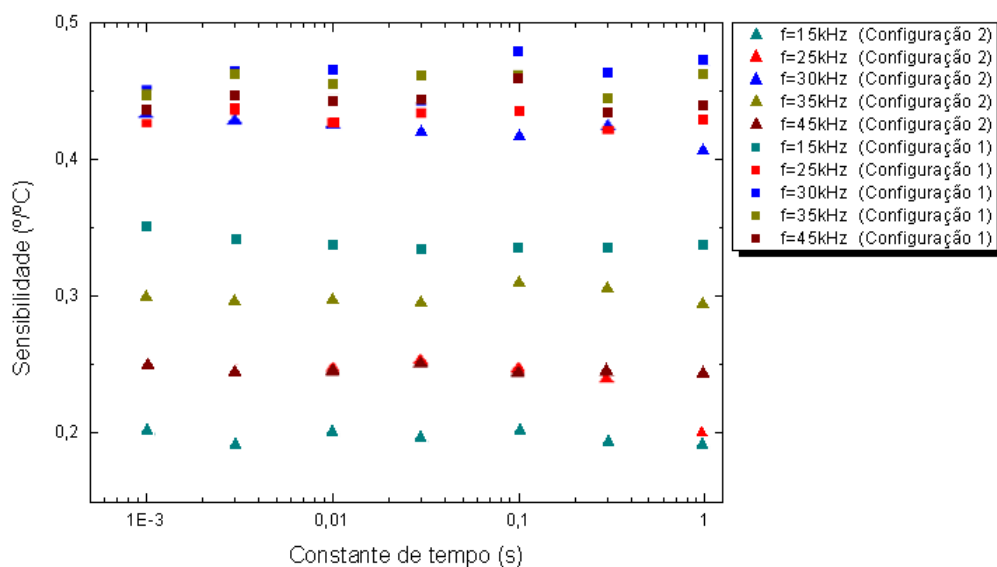


Figura 6.8. Sensibilidade das configurações de referência para diferentes frequências em relação à constante de tempo de filtragem do “lock-in”.

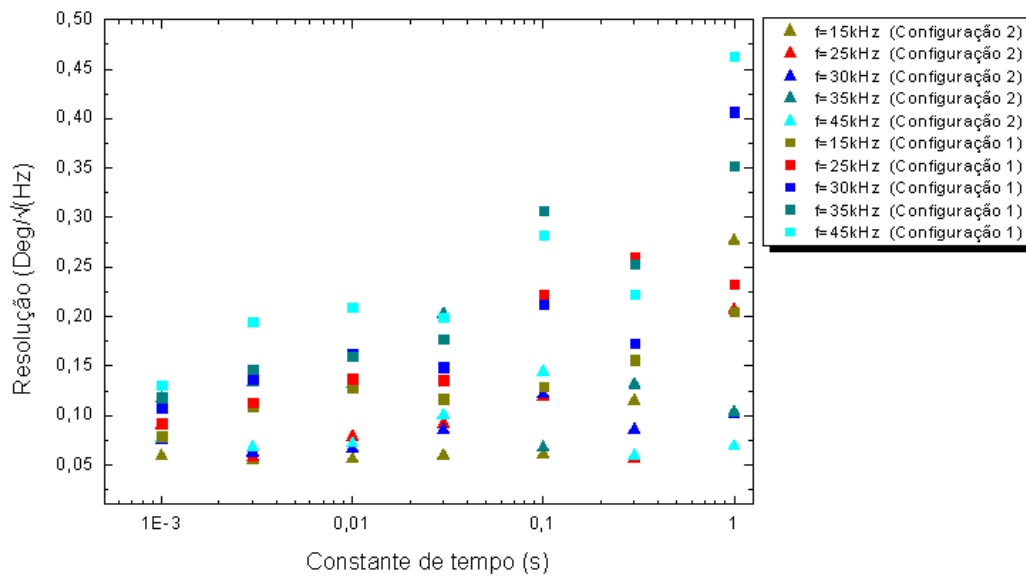


Figura 6.9. Resolução normalizada das configurações de referência para diferentes frequências em relação à constante de tempo de filtragem do “lock-in”.

Na Figura 6.8 podem-se constatar os resultados obtidos anteriormente, pois observa-se que o sensor é mais sensível à variação de temperatura para frequências em torno dos 30kHz sendo mesmo para essa frequência que se regista a maior sensibilidade. Outra observação importante é o facto da sensibilidade do sensor não se alterar significativamente com a variação da constante de tempo. Este resultado é compreensível visto que a constante de tempo é um factor extrínseco ao comportamento luminescente.

Em termos de comparação entre as duas configurações, verificou-se que a primeira configuração era ligeiramente mais sensível à temperatura, em torno da região óptima (perto da frequência óptima) face à segunda configuração. No entanto, para as várias frequências de modulação, essa diferença não era tão significativa, visto que não ultrapassava os $0,02^{\circ}\text{C}$ indicando uma variação de 2% (para a frequência de 30kHz). Para frequências mais distantes da frequência óptima essa diferença acentua-se cada vez mais entre as duas configurações, o que permite concluir que a substituição pelo “lock-in” virtual não afecta de modo significativo a sensibilidade, pelo menos para uma frequência de modulação óptima.

Além da capacidade de resposta face a variações da temperatura, verificou-se na Figura 6.9 que o incremento da constante de tempo origina um aumento do valor da resolução. Este comportamento é explicado pela expressão (3.5).

No entanto, se considerarmos apenas a variação de fase em relação à constante de tempo dada pelo desvio padrão, o seu comportamento é aquele que está demonstrada na Figura 6.10.

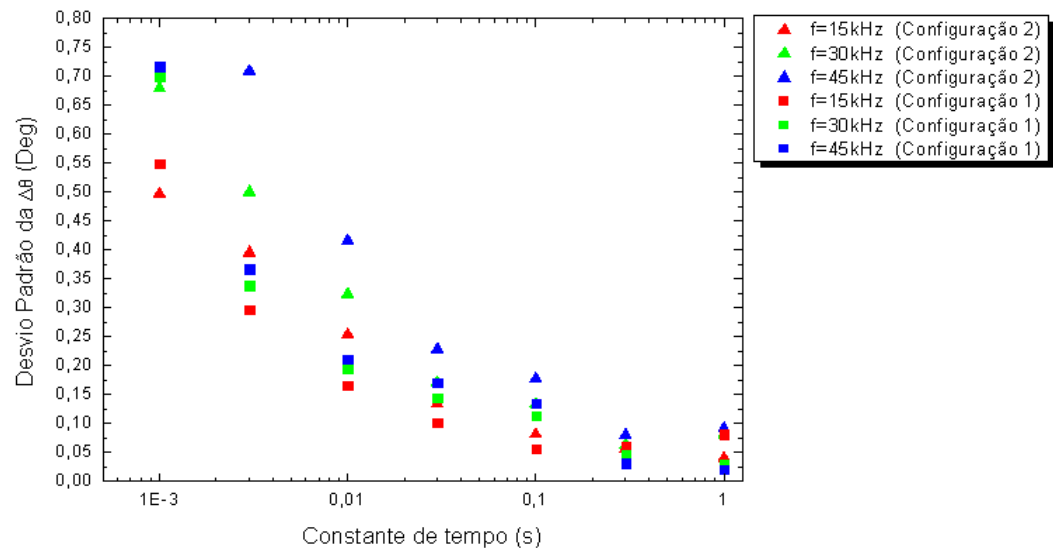


Figura 6.10. Desvio padrão para diferentes frequências em relação à constante de tempo de filtragem do “lock-in”.

Este comportamento indica-nos que quanto maior for a constante de tempo, a variação da fase luminescente face ao valor correcto ocorre em menor escala. Ou seja, o valor de $\Delta\theta$ observado na Figura 6.1 é menor, o que significa que o valor do desvio de fase, estimado, será mais preciso. Em todo o caso, a resolução do sistema não depende apenas de $\Delta\theta$. Pois como se pode observar na expressão (3.5), a resolução depende também da largura de banda normalizada utilizada pelo “lock-in” para estimar a variação de fase. Esta relação entre a constante de tempo e a largura de banda depende do dispositivo “lock-in” utilizado (quer seja de hardware ou de software). No entanto para todos estes dispositivos, o comportamento dessa relação é semelhante, sendo que o aumento do constante de tempo implica uma menor largura de banda. Desta forma, tendo em conta a expressão (3.5) são esperados os resultados verificados na Figura 6.9.

Comparando o comportamento das duas configurações, verifica-se que a segunda configuração apresenta resoluções bastante melhores, o que significa que com o “lock-in” virtual consegue-se uma maior resolução. Este comportamento está relacionado com o processamento digital efectuado pelo “lock-in” virtual pois os filtros digitais utilizados conseguem filtrar aproximadamente 99% dos resultados pré-adquiridos, a uma velocidade bastante razoável. Além disso, a largura de banda correspondente a cada constante de tempo

para o “lock-in” virtual é maior do que a utilizada pelo “lock-in” de hardware, o que significa pela equação (3.5) uma diminuição mais significativa do valor de resolução do sistema.

6.2. Protótipo final

Nesta subsecção irão ser, de forma idêntica à efectuada para as duas configurações de referência, descritos os procedimentos efectuados para todas as medições (na subsecção 6.2.1), a apresentação do esquema de montagem referente à configuração utilizada (na subsecção 6.2.2) e por fim a apresentação dos resultados e posteriores comparações entre as configurações (na subsecção 6.2.3).

6.2.1. Procedimento

Inicialmente, os procedimentos efectuados com o protótipo final foram semelhantes aos efectuados com os protótipos de teste esquematizados nas figuras 6.2 e 6.3. No entanto, uma vez concluído o protótipo fez-se uma caracterização mais completa do sistema. Essa nova caracterização passou pela realização de testes à sensibilidade e resolução do sistema, em relação aos outros parâmetros de filtragem disponibilizados pelo “lock-in” virtual. Ou seja, além da variação da constante de tempo, efectuou-se o mesmo procedimento variando-se o tipo de filtro e o “roll-off”, com o objectivo de se verificar a influência desses dois parâmetros na resolução e sensibilidade do sistema, para várias frequências de modulação em torno da região de óptima sensibilidade.

6.2.1.1. Cálculo do tempo de vida (τ) e da frequência óptima ($f_{\text{óptima}}$)

Para o cálculo do tempo de vida e da frequência óptima, foram efectuados os procedimentos já referidos na subsecção 6.1.1.1. Nesta medição em particular, uma nova amostra de ruténio foi utilizada, visto que a amostra usada nos procedimentos anteriores tinha sido sujeita a grande desgaste.

6.2.1.2. Sensibilidade e resolução do sistema de interrogação do protótipo final com a variação da temperatura para diferentes tipos de constantes de tempo.

Efectuando os procedimentos já referidos no subcapítulo 6.2.1.2, calculou-se a sensibilidade e a resolução da versão final do protótipo para as mesmas constantes de tempo utilizadas no procedimento anterior e elaboram-se as representações gráficas correspondentes. Em cada representação foram incluídos os resultados das configurações anteriores, com o intuito de facilitar a comparação visual dessas configurações com a nova configuração.

6.2.1.3. Sensibilidade e resolução do sistema de interrogação do protótipo final com a variação da temperatura para diferentes tipos de filtro.

De forma análoga ao estudo efectuado anteriormente, pretendeu-se caracterizar a sensibilidade e a resolução do sistema para os diferentes tipos de filtros do “lock-in”. Desta forma pretendeu-se determinar qual dos filtros fornecia uma melhor garantia de um bom desempenho. O procedimento foi semelhante ao efectuado para as constantes de tempo. Para tal repetiram-se os procedimentos efectuados anteriormente para cada tipo de filtro (IIR-2dig, IIR-5dig, FIR, FIR(EWBM), FIR(Syc)) do “lock-in” virtual, de forma a representar-se graficamente as relações entre esses parâmetros e a fase luminescente.

6.2.1.4. Sensibilidade e resolução do sistema de interrogação do protótipo final com a variação da temperatura para diferentes tipos de roll-off s.

Com o objectivo de se analisar o comportamento do sistema sensor para os diferentes tipos de “roll-offs”, efectuou-se o procedimento realizado na subsecção anterior, para cada “roll-off” do sistema de filtragem disponibilizado pelo “lock-in”. Desta forma, pretendeu-se verificar a influência do “roll-off” no desempenho do sensor e identificar qual o declive mais adequado em função da resolução e da sensibilidade, para frequências próximas da região óptima.

6.2.2. Esquema da montagem

Esta parte da actividade experimental distingue-se pelo facto de as componentes utilizadas não serem de bancada, sendo utilizado o dispositivo desenvolvido para exercer as mesmas funções. Para uma melhor ideia da configuração utilizada, observe-se o esquema da montagem demonstrado na Figura 6.11, que inclui a referência dos módulos utilizados e fundamentalmente a forma como estes interagem durante o funcionamento do sistema.

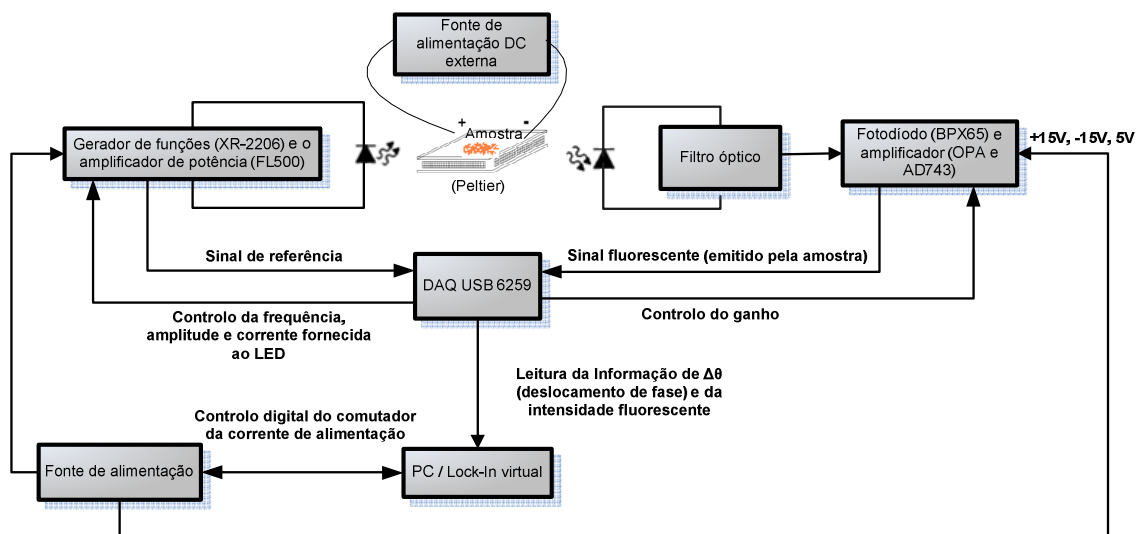


Figura 6.11. Esquema de montagem do protótipo final (configuração 3).

Observe-se que o sistema é controlado pelo PC, sendo as ordens de geração de sinal (incluindo o controlo de frequência e amplitude), do controlo da corrente de modulação e do controlo do ganho da responsabilidade do sistema de aquisição e processamento. Nesta configuração os resultados obtidos do “lock-in” virtual são armazenados automaticamente em ficheiros Excel, sendo posteriormente realizada a análise a esses resultados de uma forma semelhante à efectuada para as duas configurações anteriores.

6.2.3. Resultados e discussão

Nesta subsecção serão descritos os resultados obtidos com a configuração representada na Figura 6.11. Serão também discutidos os resultados obtidos entre as várias configurações, como forma de comparação e conclusão das vantagens oferecidas por este novo sistema.

6.2.3.1. Cálculo do tempo de vida (τ) e da frequência óptima ($f_{\text{óptima}}$)

Com base nos procedimentos efectuados para o cálculo da sensibilidade e da resolução, obtiveram-se os resultados apresentados nas Figuras 6.12 e 6.13.

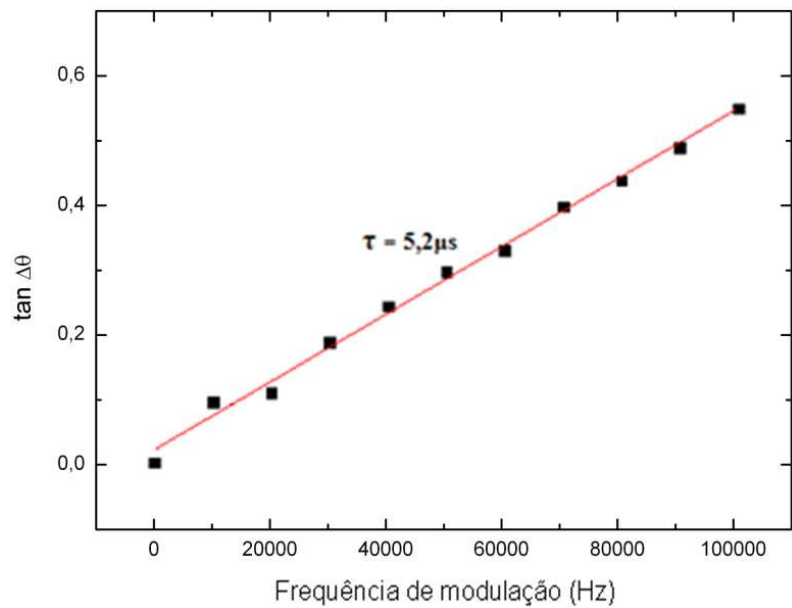


Figura 6.12. Relação de linearidade entre a fase luminescente e a frequência de modulação para a configuração da Figura 6.1.1.

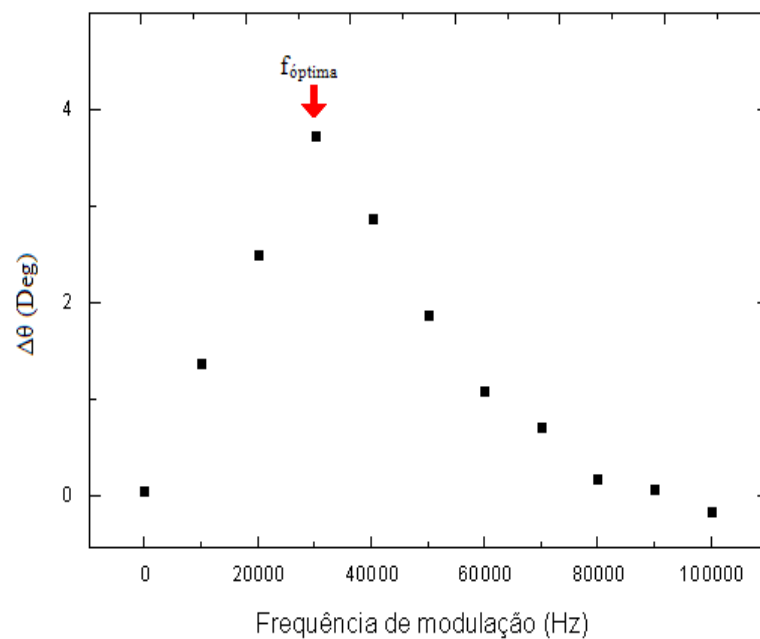


Figura 6.13. Gráfico de $\Delta\theta$ em função da frequência de modulação para um degrau de temperatura para a configuração da Figura 6.1.1.

Como podemos verificar na Figura 6.12, o tempo de vida luminescente é semelhante ao obtido com as configurações anteriores. No entanto, o facto de se estar a utilizar uma nova amostra, com o mesmo tipo de marcador, não se notou o decaimento progressivo do tempo de vida, como se tinha verificado entre as últimas duas configurações. Além disso repare-se na Figura 6.13, que a diferença de fase verificada não apresenta variações tão abruptas como as verificadas nas configurações anteriores. A frequência óptima obtida foi também de 30kHz o que não surpreende face à expressão (3.4), para a qual, tendo em conta o tempo de vida obtido, essa frequência seria de aproximadamente 30,6kHz.

6.2.3.2. Sensibilidade e resolução do sistema de interrogação do protótipo final em função da variação da temperatura para diferentes tipos de constantes de tempo.

Como resultado dos procedimentos efectuados com a configuração do sistema final, obteve-se o comportamento do sistema mostrado nas Figuras 6.14 e 6.15. Em ambas as representações gráficas, é possível verificar os resultados das três configurações, para três frequências distintas, com o objectivo de comparar-se esses resultados.

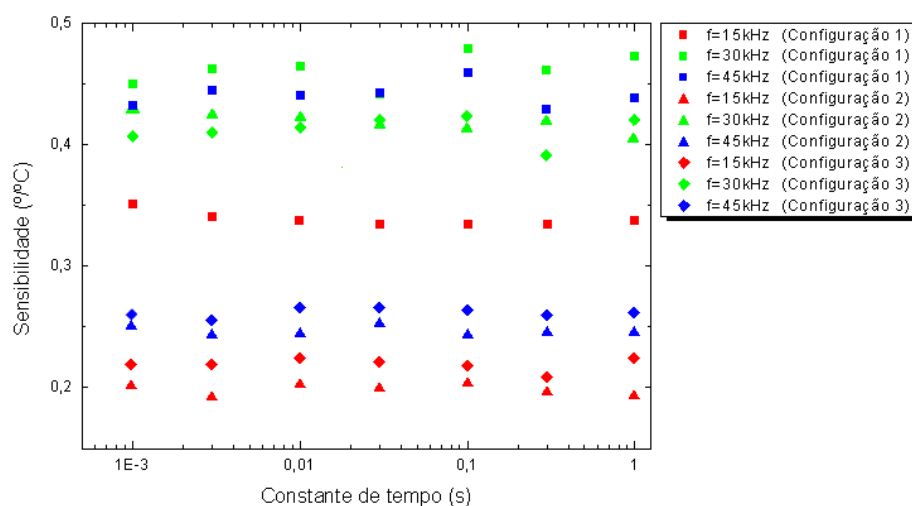


Figura 6.14. Sensibilidade do protótipo final para diferentes frequências em relação à constante de tempo de filtragem do “lock-in”.

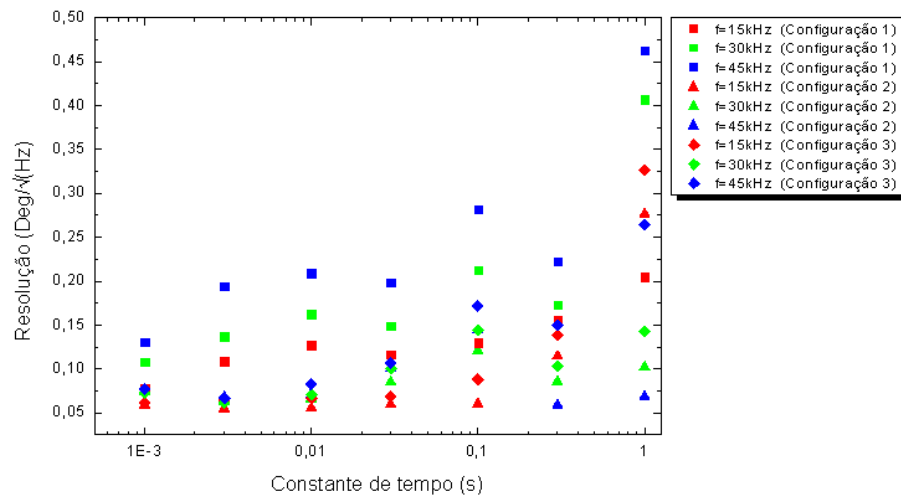


Figura 6.15. Resolução do protótipo final para diferentes frequências em relação à constante de tempo de filtragem do “lock-in”.

Os resultados obtidos reflectem a potencialidade deste novo protótipo face aos protótipos de teste das configurações anteriores. Começando pela resposta do sensor face aos degraus de temperatura, conforme mostrado na Figura 6.14, verifica-se aquilo que já tinha sido referido anteriormente quando se compararam as outras duas configurações. Ou seja, verifica-se que para a frequência óptima o protótipo desenvolvido produz uma resposta semelhante à dos protótipos de teste. No entanto temos de salientar que o protótipo final possui, para frequências mais distantes da frequência óptima, uma maior sensibilidade que o protótipo de teste que utilizou o “lock-in” virtual (segunda configuração). Além disso verificou-se novamente que a constante de tempo não altera significativamente a sensibilidade do sistema quando este é sujeito a diferentes temperaturas.

Em relação à resolução, conforme mostrado na Figura 6.15, nota-se que a resolução para os protótipos que utilizaram o “lock-in” virtual é muito semelhante. E face à melhoria introduzida em relação à precisão que este “lock-in” permite, pode-se dizer que o protótipo desenvolvido produz resultados muito mais precisos que o protótipo de teste da primeira configuração.

Em suma, verificou-se que o protótipo desenvolvido é mais sensível que o protótipo de referência, se trabalharmos com a frequência óptima ou pelo menos dentro da zona de maior sensibilidade, e é muito mais preciso usufruindo da potencialidade do processamento digital e da maior capacidade de filtragem disponibilizada pelo recurso à instrumentação virtual.

6.2.3.3. Sensibilidade e resolução do sistema de interrogação do protótipo final em função da variação da temperatura para os diferentes tipos de filtros do “lock-in” virtual

Como já vimos anteriormente, o uso da instrumentação virtual atrai grandes vantagens. No entanto, é importante também estudar-se o comportamento deste sensor face aos restantes parâmetros disponibilizados pelo “lock-in” virtual. Por isso foi seguido o procedimento descrito na subsecção 6.2.1.3, e obtiveram-se os resultados mostrados na Figura 6.16 e Figura 6.17.

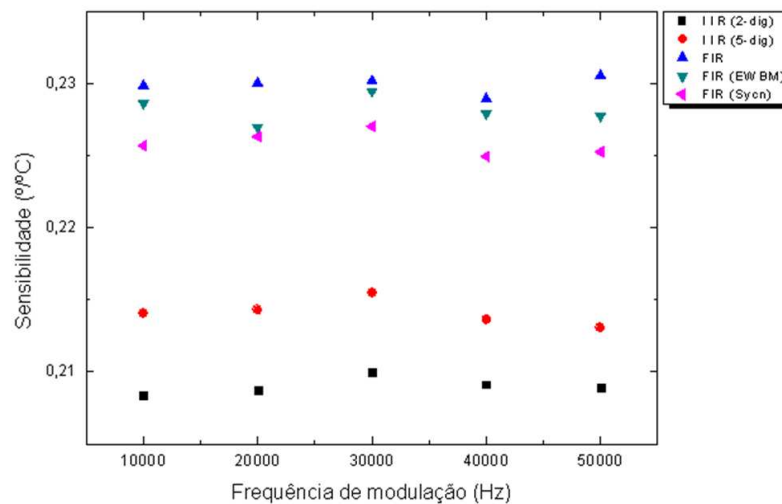


Figura 6.16. Sensibilidade do protótipo final para diferentes frequências em relação ao tipo de filtro utilizado pelo “lock-in” virtual.

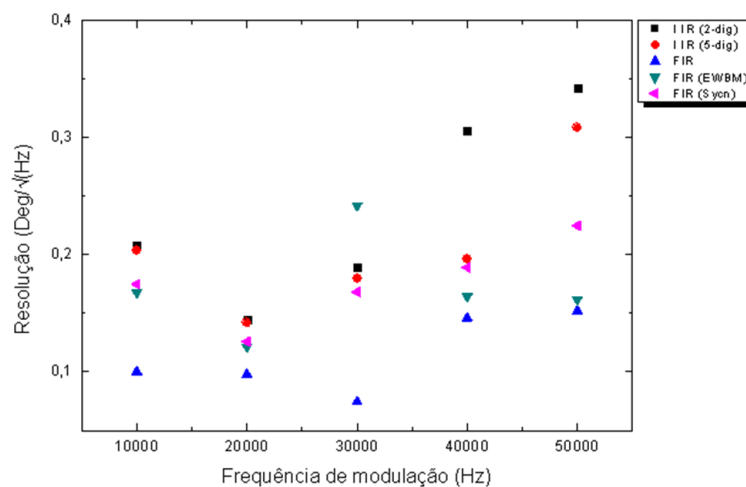


Figura 6.17. Resolução do protótipo final para diferentes frequências em relação ao tipo de filtro utilizado pelo “lock-in” virtual.

Os resultados obtidos demonstram que com a utilização do filtro FIR, o sensor é mais sensível às variações de temperatura sendo este o filtro que apresenta resultados mais lineares para as várias frequências de modulação. Pelo modo contrário, o FIR (Sync) fornece ao sistema uma menor sensibilidade.

Em termos de resolução, os filtros FIR apresentam uma maior precisão face aos filtros IIR. No entanto o filtro FIR destaca-se de todos os outros oferecendo a melhor resolução, principalmente para a frequência óptima. Este resultado advém do facto de os filtros FIR serem filtros bastantes estáveis quando comparados com os filtros IIR (caracterizados pela sua resposta impulsional finita). A maior precisão deste tipo de filtro é conseguida à custa da implementação de um elevado número de pólos o que significa possuírem uma maior ordem. Embora isso se traduza num maior tempo de processamento, face ao filtro IIR, é possível obter uma boa relação tempo-desempenho, quando é exigida uma capacidade de resposta mais estável da fase e uma boa resolução. Em relação aos filtros IIR, cuja resposta impulsional é infinita, estes filtros utilizam a transformação bilinear, o que não se sucede com o filtro FIR, sendo que este trunca a resposta impulsional, utilizando o método das janelas (Hamming, Kaiser, etc...) [34]. Embora o método utilizado pelos filtros IIR seja mais simples, ocorrem sistematicamente erros de localização dos pólos e dos zeros. Estes erros traduzem-se numa diminuição da precisão face ao método mais complexo, mas mais preciso, utilizado pelos filtros FIR.

Além disso observa-se que para qualquer um dos filtros, a frequência de modulação com que se deve trabalhar para maximizar o desempenho do sensor é nos 30kHz, visto ser a zona na qual o sistema tem uma maior sensibilidade para variações mínimas de fase.

6.2.3.4. Sensibilidade e resolução do sistema de interrogação do protótipo final em função da variação da temperatura para os diferentes tipos de “roll-off” do “lock-in” virtual

Como o último teste de caracterização do protótipo desenvolvido, obtiveram-se os resultados referentes à sensibilidade e à resolução do sistema para os diferentes tipos de “roll-off”, conforme é mostrado nas Figuras 6.18 e 6.19. Os resultados obtidos são importantes no contexto da aplicação do valor de “roll-off” mais adequado.

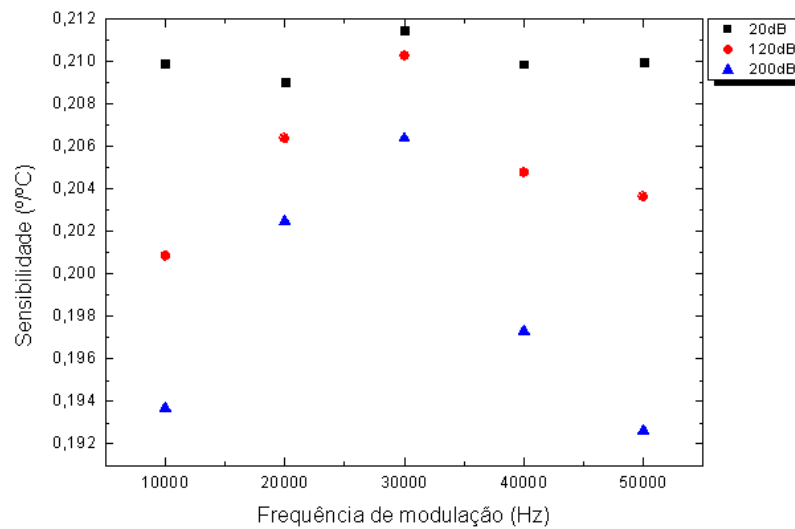


Figura 6.18. Sensibilidade do protótipo final para diferentes frequências em relação ao “roll-off” utilizado pelo “lock-in” virtual.

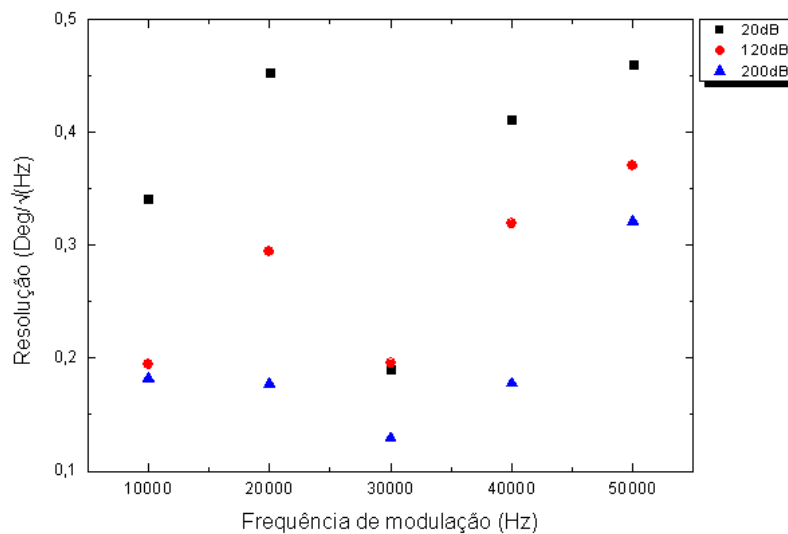


Figura 6.19. Resolução do protótipo final para diferentes frequências em relação ao “roll-off” utilizado pelo “lock-in” virtual.

Visto os resultados, pode-se dizer que quanto menor for o valor de “roll-off”, maior a sensibilidade face à temperatura. Ou por outras palavras, o sensor possui uma maior capacidade de resposta à variação de temperatura para 20dB/década. Este resultado está de acordo com o comportamento que normalmente caracteriza o desempenho de um filtro, quando são utilizados diferentes tipos de “roll-off”, pois, com o aumento do “roll-off”, isso significa que a banda de passagem é mais pequena, o que se traduz numa restrição do *ripple* (variação de fase) em cada

degrau de temperatura (conforme verificado na Figura 6.1), e conseqüentemente obtém-se uma menor variação da fase. Além disso, verifica-se que independentemente do roll-off utilizado, obtém-se sempre uma maior sensibilidade quando a frequência de modulação é igual ou aproximada à frequência óptima.

Em termos de resolução, pode-se observar na Figura 6.19 que quanto maior for o valor de roll-off mais preciso é o resultado. Este resultado é compreensível pelas razões já explicadas anteriormente, pois repare-se que o aumento do roll-off implica uma restrição da banda de passagem que por sua vez resulta numa menor variação da fase em função da temperatura. Esta diminuição da variação de fase traduz-se num menor desvio padrão, visto que a variação mínima de fase é mais reduzida. Então se o desvio padrão é mais reduzido, verifica-se pela expressão (3.5) para a mesma constante de tempo (o que significa que a largura de banda do sistema é idêntica), que a resolução decresce conforme é demonstrado na Figura 6.19.

Em suma, verificou-se que quando um complexo de rutênio é sujeito a vários degraus de temperatura, é possível obter-se as variações da fase do sinal emitido pela mesma, sendo a capacidade de detecção máxima quando o sensor opera na zona de maior sensibilidade, o que neste caso concreto é quando a frequência de modulação é igual a aproximadamente 30kHz. Além disso, como contribuição para um maior desempenho do sensor face aos requisitos de uma maior capacidade de detecção e de um resultado mais preciso, é recomendável a utilização do filtro FIR, sendo o “roll-off” determinado pelo compromisso entre a sensibilidade e a resolução requerida.

7. Conclusões e perspectivas de trabalho futuro

As medições de luminescência são normalmente associadas a equipamentos com grande custo, e complexidade, mas novas técnicas têm vindo a ser desenvolvidas, prometendo bons resultados e utilizando equipamentos mais baratos. Neste projecto foi apresentado um esquema barato, compacto e portátil para a interrogação de sensores de luminescência, nomeadamente sensores bioquímicos.

O protótipo sensor desenvolvido é composto por um conjunto de módulos, cada um com uma função importante para a aplicação do método de modulação da fase da espectroscopia no domínio das frequências. Além disso saliente-se que a introdução da instrumentação virtual permitiu não apenas diminuir os custos relativos ao projecto mas também veio trazer a potencialidade do processamento digital, que oferece uma velocidade de processamento superior e uma maior precisão nos resultados.

Esta maior precisão deve-se fundamentalmente à utilização do “lock-in” virtual, sendo que a determinação adequada dos seus parâmetros permite obter resultados semelhantes ou até melhores do que os obtidos com um “lock-in” de bancada. Esta superioridade do “lock-in” virtual confere uma maior credibilidade ao sistema sensor face aos restritos requisitos que estes sistemas exigem.

Tirando partido da capacidade de processamento e alta compatibilidade entre a instrumentação virtual (LabVIEW) e a placa de aquisição de dados, conseguiram-se desenvolver vários canais de comunicação que permitem controlar remotamente os dispositivos utilizados em cada módulo, contribuindo assim para outro dos objectivos propostos para este projecto, a automatização do sistema.

Em termos de aplicações, é possível com este sistema obterem-se as características da luz emitida pela cabeça sensora (tais como o tempo de vida e a eficiência quântica), de forma a verificar-se a concentração do analito, em função dos parâmetros extrínsecos ao marcador utilizado. Um exemplo de uma aplicação poderá ser a utilização do rutênio como marcador, de forma a obter-se a concentração de oxigénio nessa amostra por intermédio do tempo de vida da luz fluorescente emitida pelo rutênio quando sujeito a uma fonte de luz. No entanto, visto que esse parâmetro depende do micro-ambiente em torno da amostra, é importante que o sistema seja calibrado em função aos parâmetros ambientais, tais como a temperatura.

As principais limitações do sistema estão relacionadas com factores intrínsecos aos

componentes electrónicos e, especificamente, com a dificuldade na obtenção de uma placa de aquisição de dados com uma boa resolução e uma alta taxa de amostragem, a um preço razoável. Por isso, um possível trabalho futuro seria o desenvolvimento de uma alternativa de comunicação entre os módulos, recorrendo a um dispositivo FPGA ou simplesmente a um micro-controlador. A aplicação de um micro-controlador iria permitir uma maior flexibilidade na comunicação entre os módulos. Por sua vez, uma FPGA utilizada para aquisição de dados iria permitir operar a taxas de amostragem superiores, permitindo que o sinal de referência fosse então gerado a partir do LabVIEW, o que tornaria o sistema ainda mais compacto e preciso. Desta forma seria possível não só ter uma forma de comunicação garantida, mas também obter uma maior capacidade e velocidade de processamento na recepção e envio de dados.

Em suma, utilizando a potencialidade de processamento oferecida pelos equipamentos de aquisição de dados e pelo software LabVIEW, foi implementado um sensor luminescente de pequeno tamanho, compacto, móvel e com boa precisão no cálculo do tempo de vida luminescente, com base na aplicação do método de modulação da fase no domínio das frequências.

8. Bibliografia

- [1] Teixeira, J. A. Lopes, Interrogation Unit for Luminescent, 2008, pp. 15-39
- [2] Valeur, Bernard, Molecular Fluorescence, 2006
- [3] Lopez-Higuera JM (2003) Encyclopedia of optical sensors. CRC, Boca Raton LAKOWICZ, Joseph R., Principles of fluorescence spectroscopy. New York: Plenum,1983. 496p.
- [4] Wolfbeis, O.S.: 'Fiber Optic Chemical Sensors and Biosensors', (CRC Press, Boca Raton, FL, 1991)
- [5] McCulloch, S., and Uttamchandani, D.: 'Fibre optic micro-optrode for dissolved oxygen measurements', IEE Proc., Sci. Meas. Technol., 1999, 146, (3), pp. 123–127
- [6] Ambrose W. P., Goodwin P. M., Jett J. H., Van Horden A., Werner J. H. and Keller R. A. (1999) Single Molecule Fluorescence Spectroscopy at Ambient Temperature, Chem. Rev. 99, 2929–56.
- [7] Lakowicz J. R. and Szymacinski H. (1996), Imaging Applications of Time-Resolved Fluorescence Spectroscopy
- [8] V.I. Ogurtsov, D.B. Papkovsky, Selection of modulation frequency of excitation for luminescence lifetime-based oxygen sensors, Sens. Actuators B 51 (1998) 377–381.
- [9] P. A. S. Jorge; P. Caldas; J. C. G. Esteves Da Silva; C. C. Rosa; A. G. Oliva d; J. L. Santos; F.Farahi, Luminescence-Based Optical Fiber Chemical Sensors, May 2005
- [10] Trettnak, W., Kolle, C., Reininger, F., Dolezal, C., and O’Leary, P.: 'Miniaturized luminescence lifetime-based oxygen sensor instrumentation utilizing a phase modulation technique', Sens. Actuators B, Chem, 1996, 35-36, pp. 506–512
- [11] Lubos Polerecky & Jaroslav Hamrle, Development of optical sensor system based on fluorescence decay time measurement, July 2001.
- [12] Introduction to LabVIEW
Disponível em: http://physweb.bgu.ac.il/COURSES/LAB_B/LabVIEWIntroduction/LV%20Intro.pdf
Acedido em: 14/5/2009
- [13] National Instruments
Disponível em: <http://www.ni.com/labview/>
Acedido em:14/5/2009
- [14] “Fonte de alimentação DC - Trabalho laboratorial N°4”, Instituto superior de Engenharia de Coimbra.
Disponível em: http://www2.isec.pt/~lmarques/index_files/cel3docs/TP4_Reg_Tensao_serie_07_08.pdf
Acedido em: 21/3/2009
- [15] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, “Microelectronic Circuits”, 5th Edition, Oxford University

- Press, 2004.
- [16] Regulador de tensão positivo 78xx, datasheet
Disponível em: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/U/A/7/8/UA7805.shtml
Acedido em: 30/3/2009
- [17] Regulador de tensão negativo 79xx, datasheet
Disponível em: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ua7905.pdf>
Acedido em: 30/3/2009
- [18] XR-2206, Monolithic function generator, EXAR, datasheet
Disponível em : <Http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/80496/EXAR/XR2206.html>
Acedido em : 5/4/2009
- [19] FL500, LED driver, Wavelength Electronics, Datasheet
Disponível em : <http://www.teamwavelength.com/downloads/datasheets/fl500.pdf>
Acedido em :14/4/2009
- [20] MAX322, Analog CMOS Switches, MAXIM, Datasheet
Disponível em : http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/M/A/X/3/MAX322.shtml
Acedido em : 7/4/2009
- [21] MAX4677, Analog CMOS Switches, MAXIM, Datasheet
Disponível em : <http://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=MAX4677>
Acedido em :8/4/2009
- [22] OPA602, Operacional Amplifier, Texas Instruments, Datasheet
Disponível em : http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/O/P/A/6/OPA602.shtml
Acedido em : 27/4/2009
- [23] AD743, Operacional Amplifier, Texas Instruments, Datasheet
Disponível em : <http://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=MAX4677>
Acedido em : 27/4/2009
- [24] National Instruments, Series Data Acquisition Devices
Disponível em: <http://www.ni.com/dataacquisition/rseries.htm>
Acedido em : 10/5/2009
- [25] High-Frequency Waveform Generator max038, Datasheet
Disponível em : <http://kitsrus.com/pdf/max038.pdf>
Acedido em : 1/4/2009
- [26] Waveform Generator/Voltage Controlled Oscillator, ICL8038, Datasheet
Disponível em: <http://www.intersil.com/data/FN/FN2864.pdf>
Acedido em: 3/4/2009
- [27] Wing Yan Leung Tsz Yin Man Mansun Chan, "IEEE: A high-power-LED driver

- with power-efficient LED-current sensing circuit", Solid-State Circuits Conference, 2008.
- [28] Graeme, Jerald: Photodiode Amplifiers: OP AMP Solutions. New York, 1996
- [29] FDS100, Fotodíodo, datasheet
Disponível em : <http://www.thorlabs.com/thorProduct.cfm?partNumber=FDS100>
Acedido em: 10/6/2009
- [30] FDS100, Fotodíodo, ThorLabs, datasheet
Disponível em : <http://www.thorlabs.com/thorProduct.cfm?partNumber=FDS100>
Acedido em: 20/5/2007
- [31] BPX65RT, Fotodíodo, Infineon, datasheet
Disponível em : http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/B/P/X/6/BPX65.shtml
Acedido em: 1/6/2009
- [32] DAQ USB 6259
Disponível em: <http://sine.ni.com/nips/cds/print/p/lang/en/nid/203864>
Acedido em : 25/4/2009
- [33] Suárez, Rodrigo Manuel, Construção de uma Placa de Circuito Impresso
Disponível em: <http://www.escolaeuropeia.com/pdf/2anomanutencao/reparacao/circuito%20impresso.pdf>
Acedido em: 31/8/2009
- [34] Manuel Ortigueira, "Processamento Digital de Sinais", Fundação Calouste Gulbenkian", 2005

Anexos

A. Largura de banda para diferentes constantes de tempo do “lock-in”

Nesta secção são mostrados os valores da largura de banda considerados para o cálculo da resolução do sistema, em função da constante de tempo do filtro passa-baixo de cada “lock-in”.

Tabela A.1. Largura de banda para cada constante de tempo de filtragem do “lock-in”.

		$f=-3dB$	Constante de tempo (s)						
			TC=0,001	TC=0,003	TC=0,01	TC=0,03	TC=0,1	TC=0,3	TC=1
Lock-in virtual	Lock-in SR844	$f=1/(2\pi TC)$ (Hz)	159	53,1	15,9	5,3	1,59	0,531	0,159
	Filtro FIR	$f=0,35/(2\pi TC)$ (Hz)	350	116,66	35	11,66	3,5	1,166	0,35
	Restantes filtros	$f=1/(2\pi TC)$ (Hz)	159	53,1	15,9	5,31	1,59	0,531	0,159

B. Esquemáticos eléctricos dos módulos do sistema

Nesta secção são apresentados os esquemáticos dos módulos implementados, incluindo os valores das componentes passivas e a identificação das componentes activas. Além disso, pode-se visualizar o modo como as componentes estão conectadas.

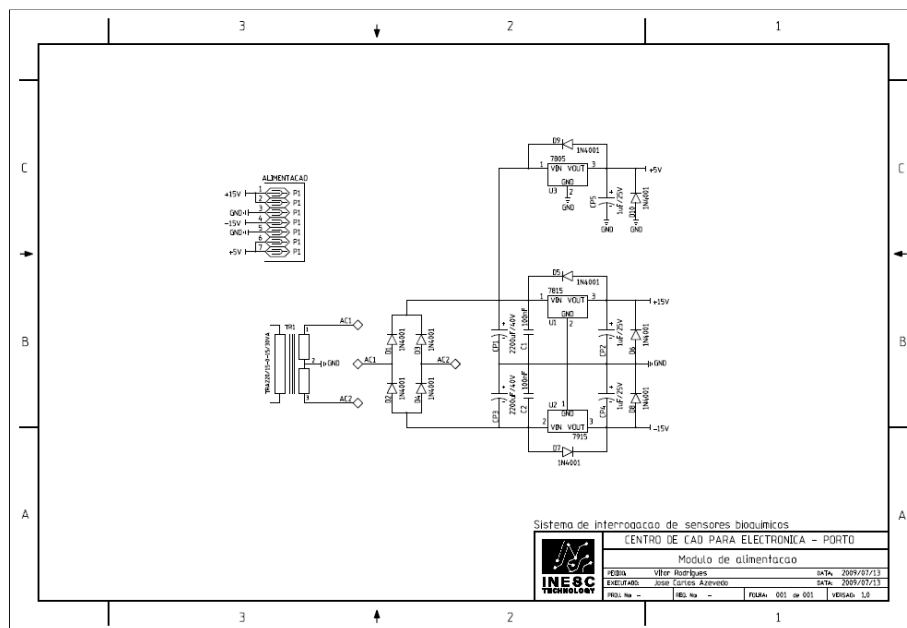


Figura B.1. Esquemático do módulo de alimentação.

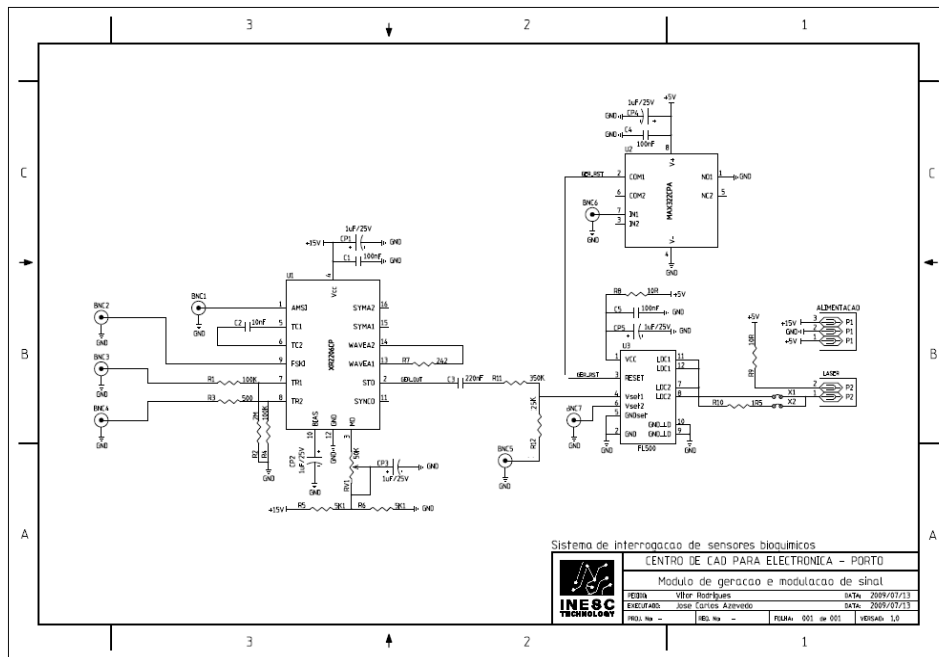


Figura B.2. Esquemático do módulo de geração e detecção.

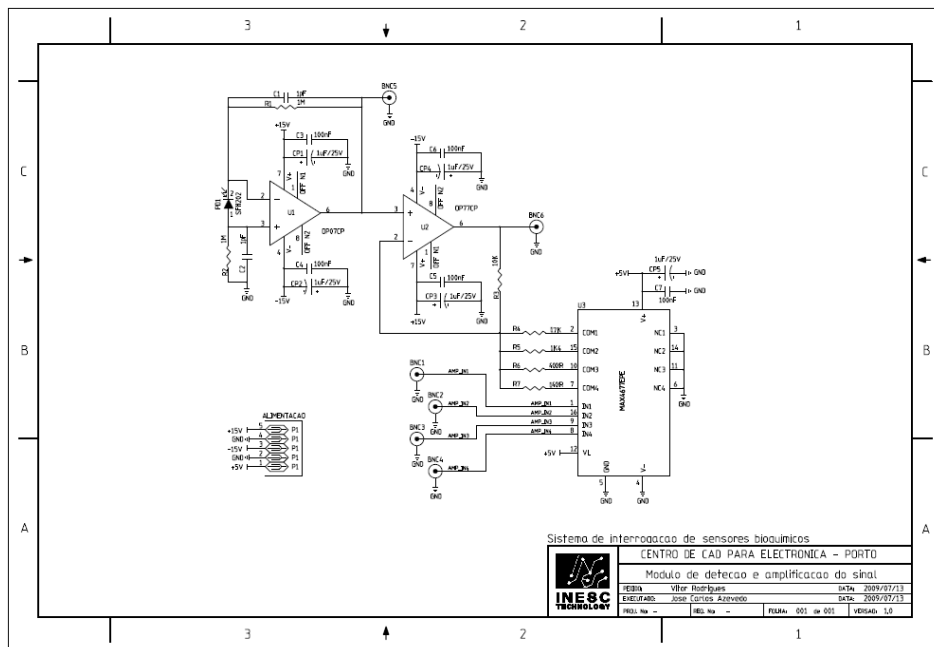


Figura B.3. Esquemático do módulo de detecção e amplificação.

C. Desenho técnico

Após a implementação das componentes (envolvendo a escolha das mesmas e os testes efectuados em placas de teste), foi elaborado no INESC Porto o desenho técnico para cada módulo. Cada desenho exhibe a forma como as componentes deverão estar interligadas, servindo de guia para a próxima etapa de fabricação e soldadura. De seguida será mostrado o desenho elaborado para cada um dos módulos, exceptuando é claro o módulo de comunicação e processamento, visto que este não necessitou de ser implementado numa placa de circuito impresso.

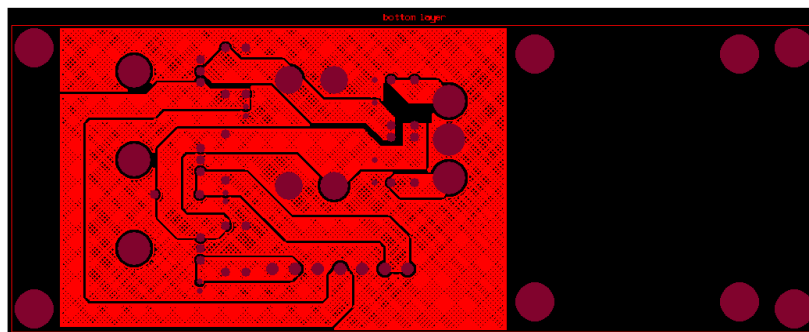


Figura C.1. Visão inferior da placa do módulo de alimentação.

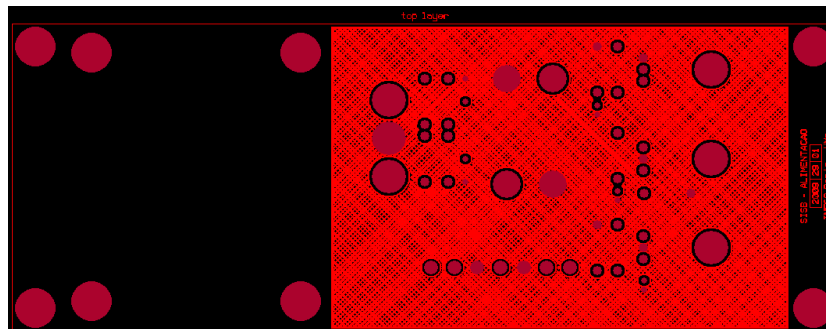


Figura C.2. Visão superior da placa do módulo de alimentação

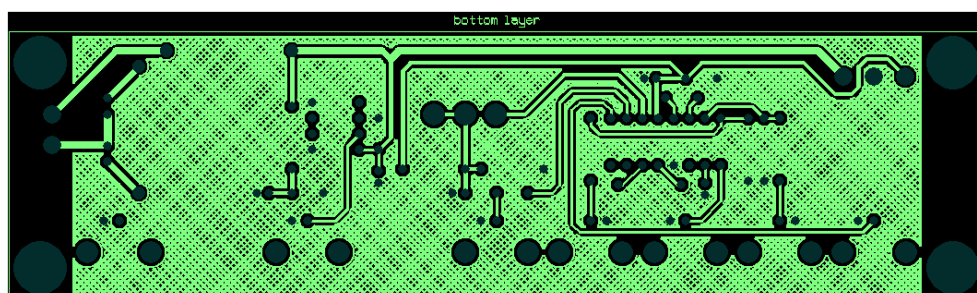


Figura C.3. Visão inferior da placa do módulo de geração e modelação

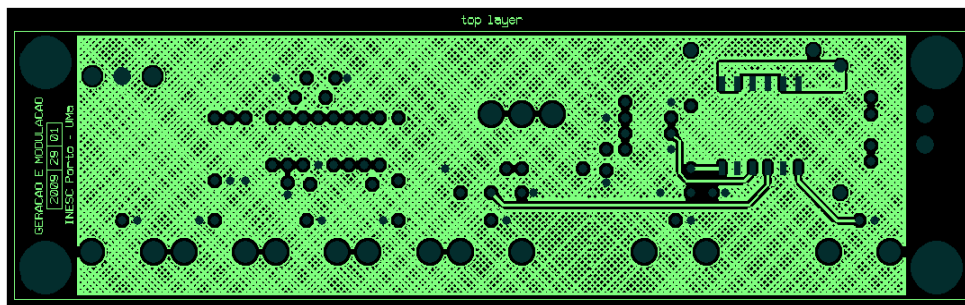


Figura C.4. Visão superior da placa do módulo de geração e modelação

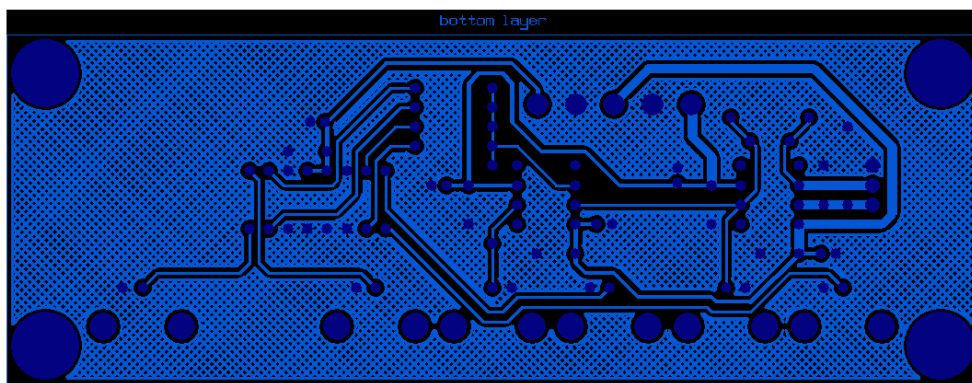


Figura C.5. Visão inferior da placa do módulo de detecção e amplificação

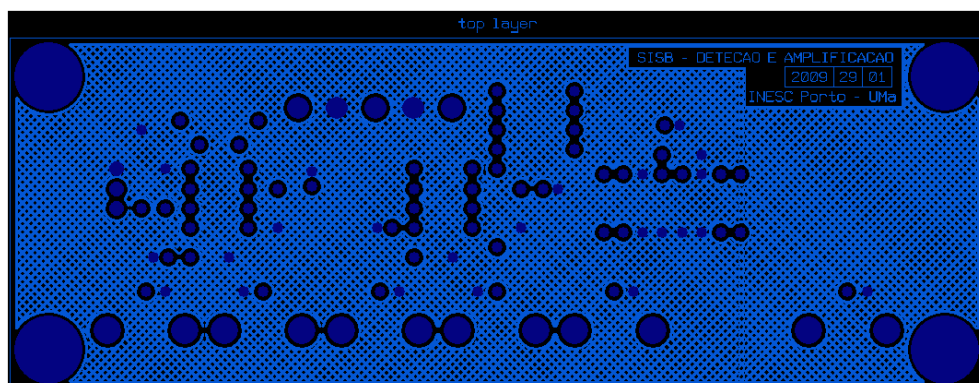


Figura C.6. Visão superior da placa do módulo de detecção e amplificação

Nas figuras anteriores são apresentadas os esquemas referentes às camadas inferiores e superiores das placas de circuito impresso de cada módulo. Na camada inferior foi efectuada a soldadura das componentes, sendo visíveis as pistas que conectam os pinos. Em torno das pistas

existe uma espécie de malha que representa o plano de massa. Nas restantes figuras são apresentadas as camadas superiores, sendo nessas que as componentes foram encaixadas e parcialmente soldadas, quando se trata de um pino de ligação à massa.

D. Configuração do dispositivo de aquisição de dados no LabVIEW

Para a configuração da DAQ no LabVIEW inicialmente deve-se procurar o botão representado na Figura D.1, gerado após concluída a instalação do software LabVIEW. Esse botão permite entrar na zona de configuração, na qual todos os dispositivos de hardware são identificados.



Figura D.1. O ícon de reconhecimento da secção de configuração da DAQ [12].

Posteriormente aparece a janela mostrada na Figura D.2. É importante referir que a procura do dispositivo é automatizada sendo apenas necessário instalar os drivers. Na Figura D.2, já se observa a DAQ USB-6259 detectada como um dispositivo da NI.

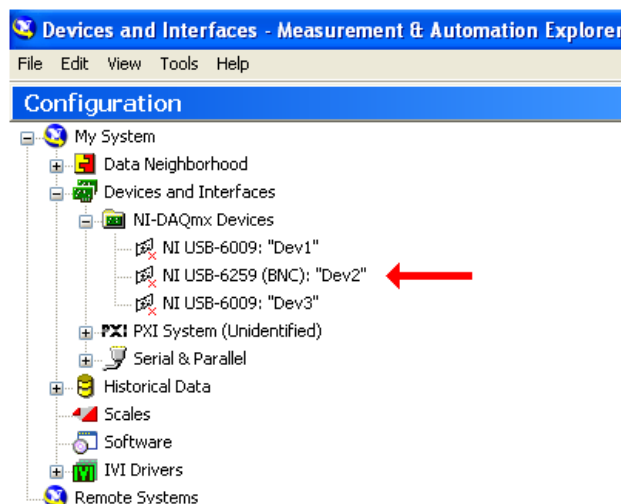


Figura D.2. Janela de configuração do LabVIEW [12].

Clicando com o botão direito por cima do nome do dispositivo, aparece um pequeno menu, como se pode ver na Figura D.3. No item indicado pela seta vermelha estão as informações sobre o dispositivo, nomeadamente a sua estrutura e a designação dos pinos e das suas funcionalidades. Isto é importante para que o utilizador se possa orientar quando necessitar de configurar parâmetros mais específicos, tais como as portas lógicas, etc... Além disso, é possível alterar as propriedades deste dispositivo clicando na zona indicada pela seta verde. Por fim, a seta azul indica a secção de ajuda na qual o próprio software dá indicações e sugestões para a configuração do dispositivo.

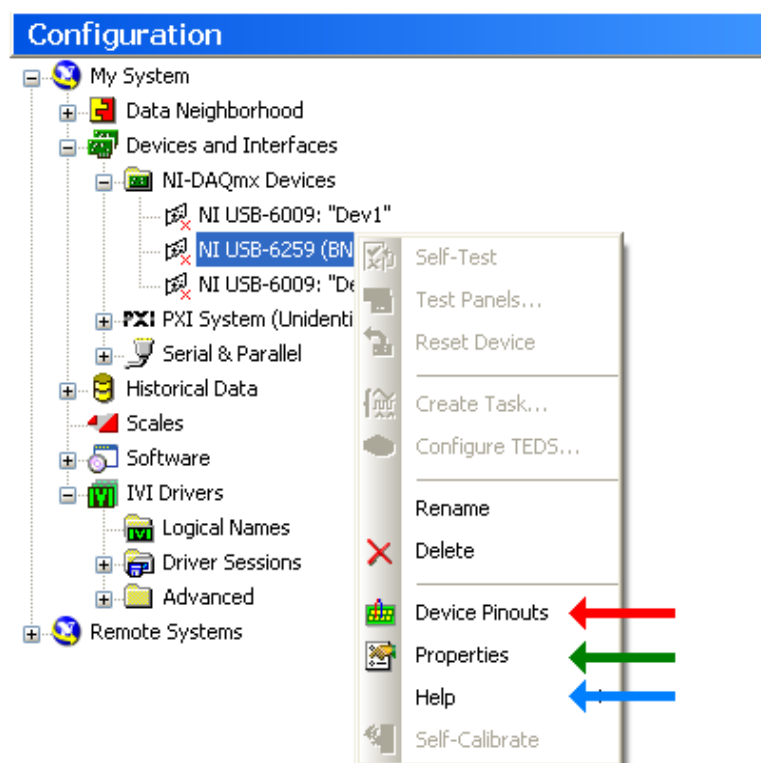


Figura D.3. Opções disponibilizadas na janela de configuração [12].

Após o dispositivo ser reconhecido e configurado, é necessário criar uma forma de comunicar com os canais físicos da DAQ durante a execução do programa criado para controlo do sistema. Para tal criam-se os blocos DAQmx para que os dados gerados pela instrumentação virtual possam ser comunicados à placa de aquisição de dados. Esse procedimento será explicado na próxima secção.

I) Criação dos blocos DAQmx

Os NI-DAQmx, criados pela NI, são os novos drivers para aquisição de dados que incorporam não apenas o controlador básico de aquisição de dados, mas também têm como objectivo garantir uma maior produtividade e desempenho na utilização da instrumentação virtual na aquisição de dados em computadores [12]. Por isso, além dos drivers, os NI-DAQmx fornecem VI's como ferramentas de controlo dos dispositivos DAQ criados pelos mesmos. Após o dispositivo de aquisição de dados ser reconhecido pode-se utilizar as potencialidades dos blocos DAQmx para configurar os parâmetros de entrada e saída dos canais.

Para gerar rapidamente os blocos DAQmx, basta na interface de diagramas de blocos disponibilizada pelo LabVIEW seleccionar na secção “Express” a opção “DAQ assist”. Essa operação está demonstrada na Figura D.4.

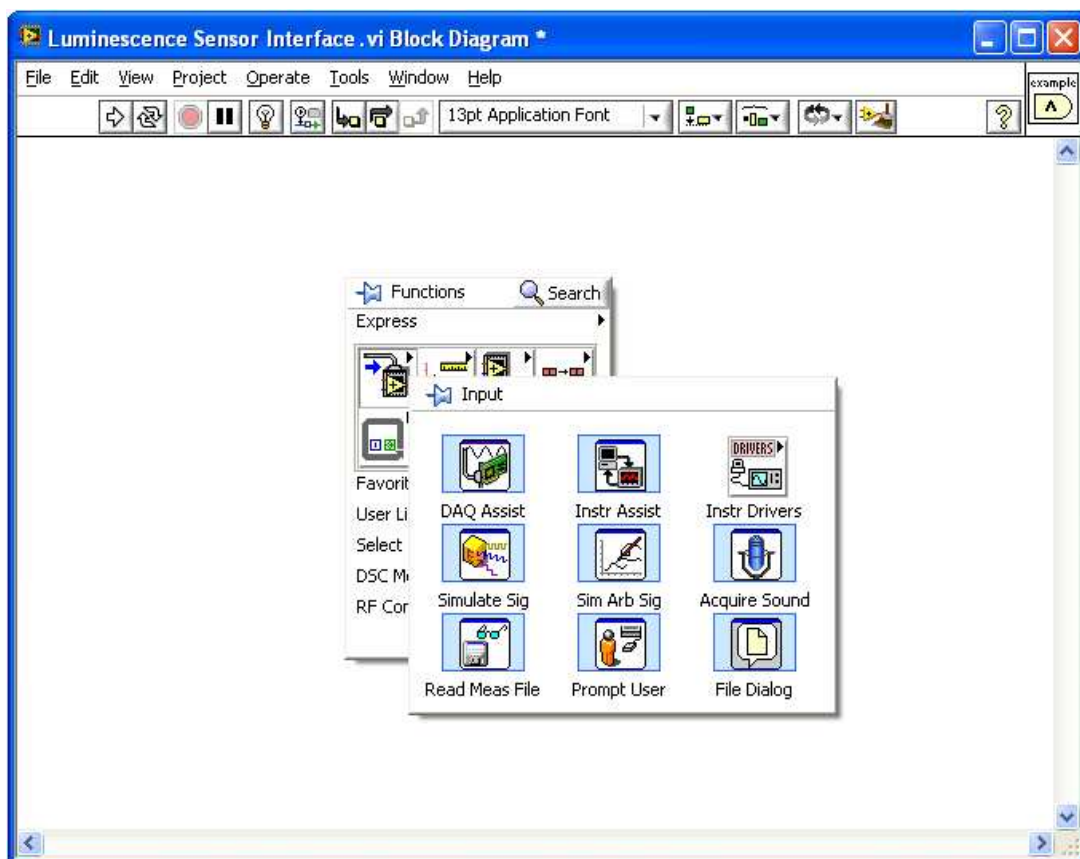


Figura D.4. Localização da opção de criação da DAQmx na janela de diagrama de blocos [12].

Posteriormente, outra interface mostra as funções que essa DAQmx poderá desempenhar. Para efectuar-se a configuração dos canais físicos, basta clicar em cima do ícon do

bloco da DAQmx. Como resultado desse procedimento, é disponibilizado um menu com as opções de gerar ou receber sinais analógicos ou digitais, como está mostrado na Figura D.5. Dependendo do tipo de uso que se pretende efectuar, é escolhida a opção adequada.

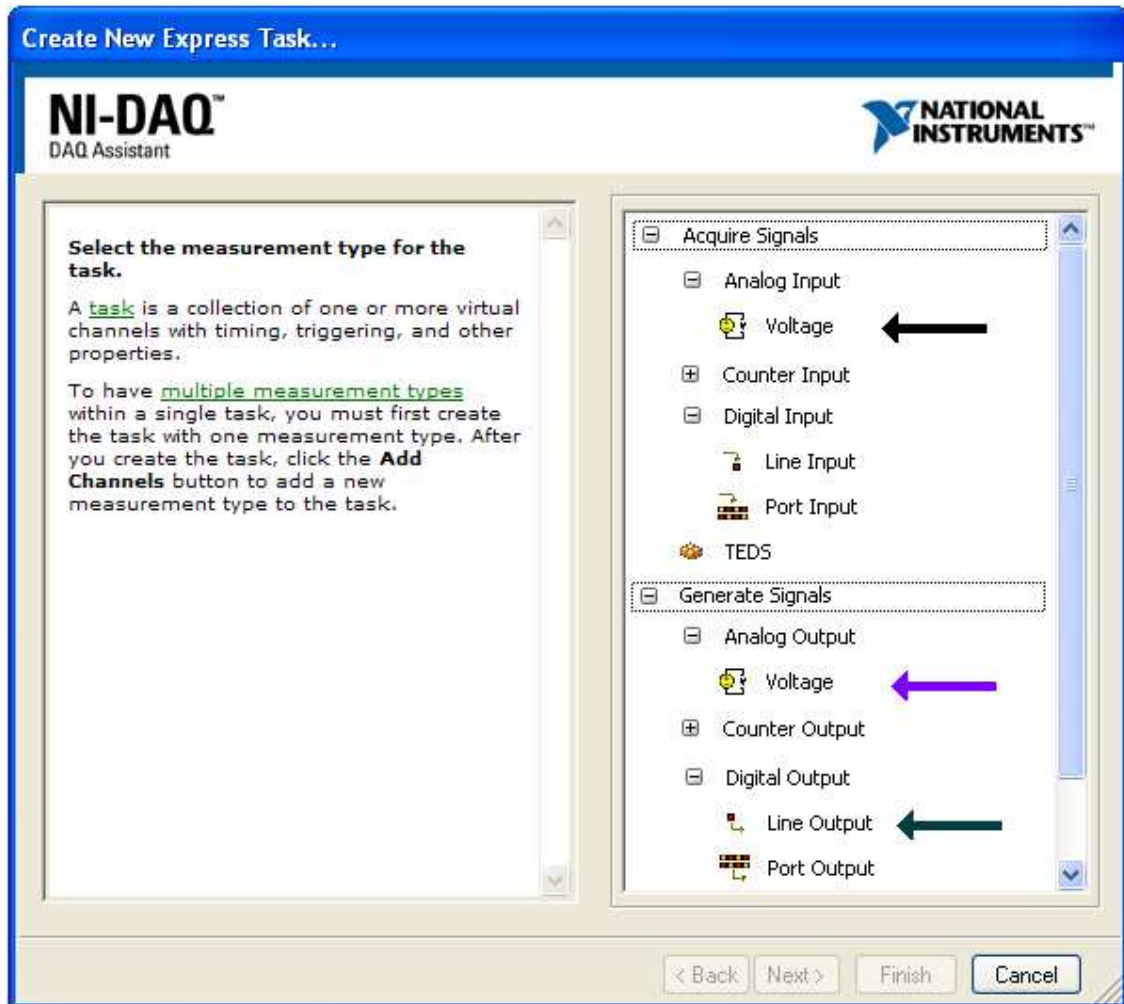


Figura D.5. Janela de caracterização do canal [12].

As setas representadas na Figura D.5 representam as opções que foram seleccionadas para posterior configuração dos canais físicos. A seta preta e a seta roxa foram seleccionadas para a criação dos canais de voltagem, que serão utilizados, no caso da seta preta, para receber o sinal de referência e o sinal fluorescente, e no caso da seta roxa, para gerar a tensão de controlo do offset, da variação da frequência e da amplitude do sinal de referência.

Por sua vez, a verde-escuro está indicada a opção seleccionada para a criação dos canais digitais de controlo da corrente de saída do driver, da comutação de ganho e do controlo da

alimentação do sistema.

Quando é seleccionada a opção para criar um canal de comunicação com uma das portas da DAQ é exibida a janela demonstrada na Figura D.6.

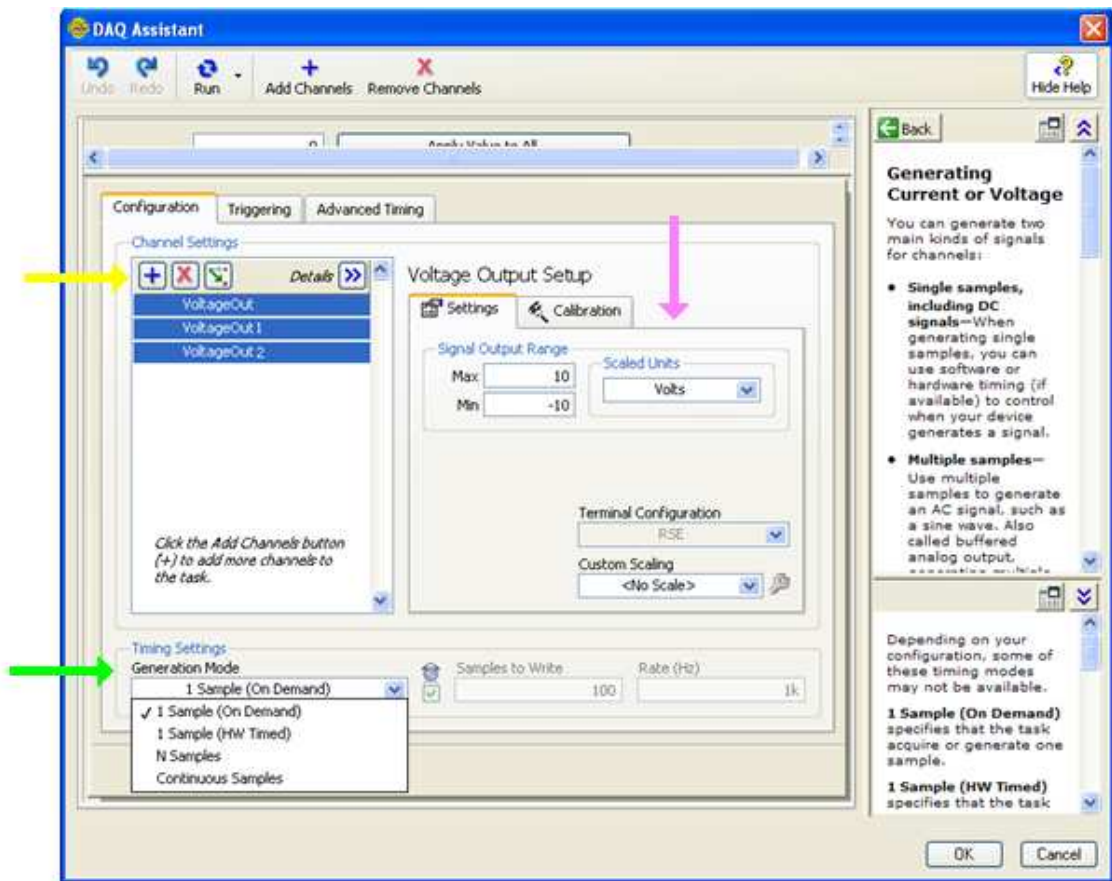


Figura D.6. Janela de configuração dos canais físicos [12].

Nessa janela podem-se configurar os vários canais de comunicação. A secção de configuração está subdividida em duas partes. Numa das partes, podem-se efectuar as configurações gerais, o que incluem determinar o número de canais físicos (associados a portas diferentes). Nesta secção, existem duas partes distintas, sendo a primeira assinalada pela seta amarela, com as opções para criar e eliminar canais. Na segunda parte dessa secção, indicada pela seta rosa, são definidos o intervalo de voltagem e a escala de unidade. O valor máximo e mínimo tolerado para definição do intervalo é -10 e 10V. Dependendo do nível de sinal, este intervalo deve ser projectado de tal forma que permita uma resolução satisfatória (por exemplo, se o sinal oscila entre -5 e 5V, o intervalo deve ser o mais próximo a esse valor de forma a diminuir a margem de erro).

Por sua vez, na secção de temporização indicada pela seta verde, poderá ser seleccionado o modo de geração, ou seja, se for um sinal contínuo este será composto apenas por uma amostra, no entanto se for um sinal alternado, este será constituído por n amostras. Além do modo de geração, também pode ser especificado, o número de amostras do sinal que a DAQ irá considerar e a taxa de amostragem.

Depois de configurados os canais, é necessário confirmar na tecla “ok”, sendo criado o bloco visualizado na Figura D.7.

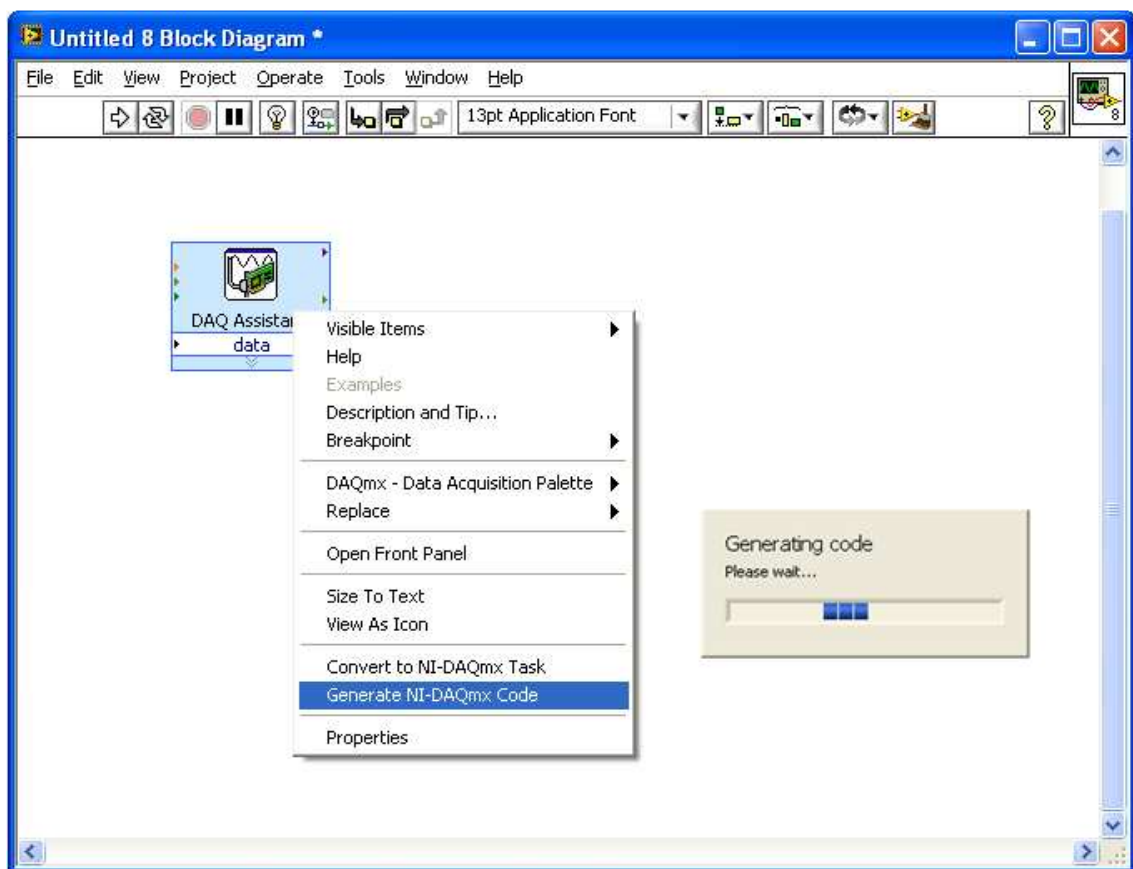


Figura D.7. Processo de criação do canal físico [12].

O bloco criado funciona como uma ponte entre a instrumentação virtual e a porta física do dispositivo de aquisição de dados. No entanto como se pretende que o utilizador identifique a porta que deseja atribuir para cada canal por intermédio do painel frontal (interface do sistema), pode-se transformar o bloco criado em código, ou seja, num conjunto de blocos nas quais as opções anteriormente discutidas são disponibilizadas na interface do sistema. Para realizar essa transformação basta clicar com o botão direito em cima do ícone do bloco e escolher a opção

seleccionada pela cor azul na Figura D.7.

Como resultado da transformação obtém-se o conjunto de blocos mostrados na Figura D.8. Como se pode observar, à esquerda estão os blocos que servem como ligação com a interface na qual o utilizador irá escolher o canal pretendido. Essas informações, juntamente com outras, são processadas no próximo bloco, sendo por fim determinado que tipos de dados é que vão ser lidos ou escritos. Esse procedimento é efectuado pelo último bloco no qual é pré-determinado o número de amostras por canal.

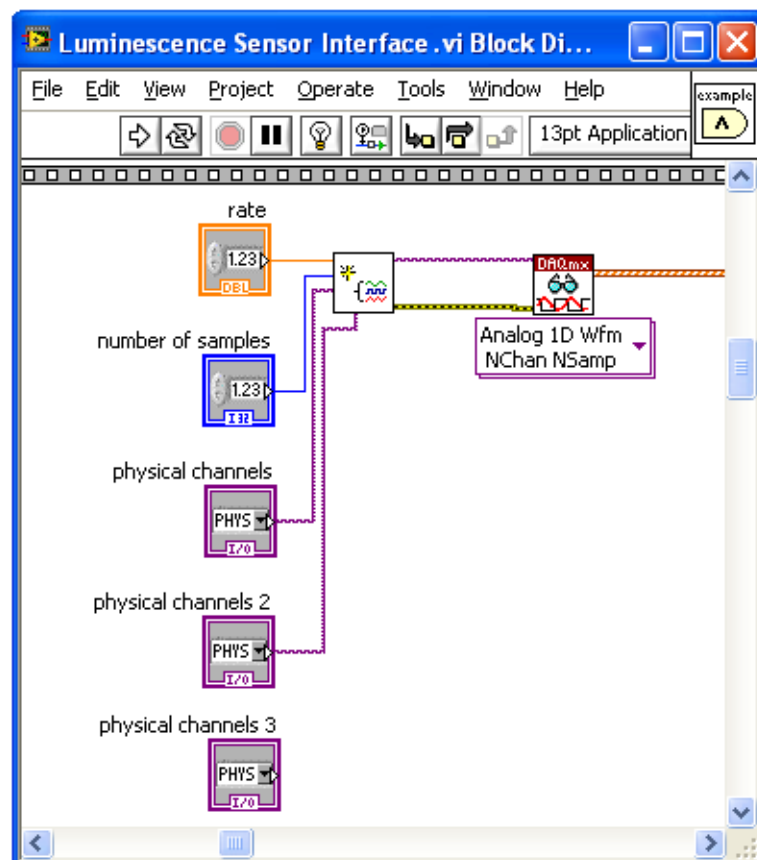


Figura D.8. Blocos de controlo dos canais físicos

A comunicação entre os blocos é efectuada por intermédio das ligações representadas a roxo designadas por tarefas. Basicamente as tarefas são canais virtuais sincronizados de forma que os blocos possam trocar dados entre si. Por outro lado, quando se dá um erro num dos blocos, este é comunicado através da linha amarela.

E. Implementação do lock-in virtual

Nesta secção serão apresentados os blocos que constituem o lock-In virtual. Mais tarde, na secção sobre a interface do sistema, serão detalhadas as opções disponibilizadas pelo lock-in virtual.

Este lock-in é constituído por três VT's, que são os seguintes:

- 1) LockInPLL.vi;
- 2) LockinDemodulatorSettings.vi;
- 3) LockinDemodulador.vi.

i) Bloco LockinPLL.vi

Este bloco possui um software desenvolvido pela NI que implementa um algoritmo PLL (Phase locked loop). A função deste bloco é fundamentalmente medir a frequência e a fase do sinal de referência de forma a gerar os puros (seno e cosseno) que são posteriormente usados na multiplicação com o sinal luminescente.

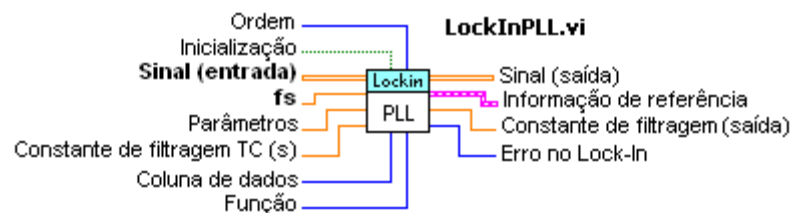


Figura E.1. Bloco PLL do Lock-In virtual.

As opções de entrada, que se podem observar no lado esquerdo do bloco representado na Figura E.1 são os controlos disponibilizados para que o utilizador possa efectuar as suas escolhas tendo em conta os sinais de entrada e os parâmetros de filtragem. Os parâmetros de controlo são os seguintes:

- **Sinal (entrada)** – Neste controlo, é introduzido sinal proveniente da actividade experimental, recebido por intermédio da DAQ, utilizando um cartão de interface do

LabVIEW. A nível de software, este controlo é uma matriz de dimensão 2, utilizada para especificar em que coluna se irá posicionar esse sinal.

- **Inicialização** - É um controlo interno do tipo boleano que deve ser definido com verdadeiro para que seja feita uma limpeza de todo o historial armazenado no buffer quando se efectua uma nova medição.
- **Ordem** - É um controlo que permite seleccionar o número de n harmónicos considerados pelo lock-in. Este aceita valores entre 1 e n sendo a relação dada pela seguinte expressão:

$$n_{max} = \frac{\frac{1}{2} \times \text{Taxa de amostragem } (f_s)}{\text{Frequência de referência } (f_0)} \quad (i. 1)$$

No caso de introdução de um valor n que não respeita a condição anterior, ou seja, entre $1 \leq n \leq n_{max}$, aparecerá no visor da secção “erro no lock-in” o valor indicativo deste mesmo erro (-3).

- **fs** - Corresponde à frequência com que os dados foram amostrados.
- **Parâmetros** - É um controlo que serve para garantir que o sinal de referência é simétrico em torno de zero. O valor a introduzir deve ser de modo a retirar a componente DC do sinal.
- **Constante de filtragem** - permite seleccionar o número de ciclos do sinal que o lock-in irá considerar na operação do PLL, para extrair as informações necessárias do sinal de referência. Para ter uma boa estimativa, o lock-in necessita no mínimo de 4 ciclos (períodos). O número médio de ciclos é dado pela taxa de amostragem e pela frequência do sinal de referência, dada por:

$$\overline{m_{ciclos}} = \frac{\text{Taxa de amostragem } (f_s)}{\text{Frequência de referência } (f_0)} \quad (i. 2)$$

No entanto esse valor pode ser especificado pelo valor da constante de tempo (TC). Sabendo a frequência do sinal de referência e o valor de TC (s), o número de ciclos

é dado por:

$$\overline{m_{ciclos}} = \text{Frequência de referência (Hz)} \times TC(s) \quad (i.3)$$

- **Coluna de dados** - Permite especificar a coluna da matriz de dimensão 2 já anteriormente referida, na qual irá posicionar o sinal de referência.
- **Função** - Este controlo permite seleccionar o formato do sinal de referência.

Em relação aos parâmetros de saída do bloco (indicadores), este bloco possui os seguintes:

- **Sinal (saída)** - Corresponde à matriz dupla que contém os dados do sinal de referência e o sinal luminescente.
- **Informação de referência** - Exibe as informações relevantes aos procedimentos dos blocos que se seguem. Algumas dessas informações são:
 - A frequência de referência, f_r ;
 - A fase do sinal de referência;
 - O Valor imposto na opção “ordem”;
 - O tamanho do bloco de dados;
 - A frequência de amostragem, f_s .
- **Constante de filtragem (saída)** - Define o actual valor da constante de tempo de filtragem.
- **Erro no lock-in** - Caso seja diferente de zero significa que está a acontecer um erro. O valor visualizado está relacionado com esse erro, segundo as normas de identificação de erros que serão explicitadas mais tarde na secção da interface.

ii) LockinDemodulatorSettings.vi

Este VI tem como função determinar alguns dos parâmetros que são utilizadas pelo bloco seguinte na etapa de multiplicação e filtragem, juntando com algumas das definições do bloco anterior, tais como, a constante de tempo e o tempo de filtragem.

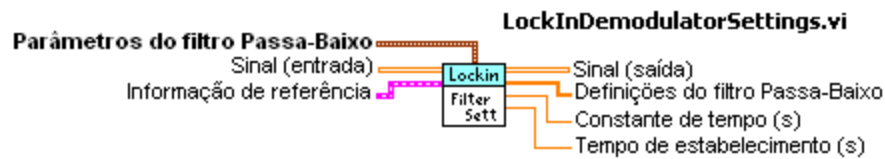


Figura E.2. Bloco de detecção dos parâmetros de filtragem.

Como se pode observar na Figura E.2, este bloco possui os seguintes controlos:

- **Parâmetros do filtro passa-baixo** - Corresponde à entrada dos dados obtidos anteriormente, havendo a hipótese de acrescentar mais informação do filtro a utilizar. Ao todo, este controlo inclui a constante de tempo (TC), o roll-off do filtro e o tipo de filtro passa-baixo.
- **Sinal (entrada) e Informação de referência** - Este controlo permite receber os dados obtidos no bloco anterior.

Como indicadores, este bloco detém os seguintes:

- **Definições do filtro passa-baixo** - Exibe as configurações dos filtros do lock-in.
- **Constante de tempo do filtro passa-baixo (TC)**.
- **Tempo de estabelecimento** - sendo este o tempo necessário para actualizar definições recentes aplicadas ao filtro passa-baixo.

iii) LockInDemodulator.vi



Figura E.3. Bloco de processamento do lock-in

Por fim, temos o bloco “LockInDemodulator.vi” representado na Figura E.3 que permite

extrair a componente de frequência (em Hz) e fase (em radianos) definidas pelo sinal de referência. Este bloco permite visualizar todos os controlos necessários para o funcionamento do lock-in, onde os dados introduzidos são aplicados segundo o funcionamento do lock-in e depois são enviados para indicador (display). Então em relação aos controlos deste bloco temos os seguintes:

- **Sinal (entrada)** - É o controlo que permite que os dados dos sinais de entrada (sinal de referência e o sinal luminescente), sejam entregues ao bloco de processamento do lock-in.
- **Mudança de fase** - Este controlo permite a introdução de um atraso de fase no sinal de referência de forma a maximizar as componentes X e Y.
- **Dados de filtragem (entrada)** - É um controlo utilizado para introduzir os dados do filtro passa-baixo definidos pelos dois blocos anteriores.
- **Aplicar?** - É um controlo booleano que traduz a capacidade de resposta de filtragem quando são modificados alguns parâmetros de filtragem, tais como, o tempo de estabelecimento, a constante de tempo e o tipo de filtro. Por isso, para que essas mudanças sejam acompanhadas de forma a se tornarem efectivas, este controlo deverá ser verdadeiro.

Para finalizar a descrição deste bloco, temos nas saídas os dados já filtrados e processados. Os indicadores que este bloco possui são os seguintes:

- **Sinal (saída) e Dados de filtragem (saída)** - Saída dos dados de configuração interna do filtro aplicados durante todo o processamento.
- **Dados (saída)** - É uma matriz 2-D contendo os valores de X e Y para todos os valores de roll-off do filtro.