



**INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA**

**Área Departamental de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores**



**ALS-Sense – Sistema de Aquisição e Processamento de Electromiogramas para Pacientes com ALS**

**ROMIL KIRITCUMAR ARGI**

(Licenciado em Engenharia Electrónica e Telecomunicações e de Computadores)

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre  
em Engenharia de Electrónica e Telecomunicações

Orientadores : Doutor João Pedro Barrigana Ramos da Costa  
Doutora Matilde Pós-de-Mina Pato  
Doutor Manuel Barata

Júri:

Presidente: Doutor Mário Pereira Véstias

Vogais: Doutor André Ribeiro Lourenço  
Doutor João Pedro Barrigana Ramos da Costa

Novembro, 2015





**INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA**

**Área Departamental de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de  
Computadores**



**ALS-Sense – Sistema de Aquisição e Processamento de  
Electromiogramas para Pacientes com ALS**

**ROMIL KIRITCUMAR ARGI**

(Licenciado em Engenharia Electrónica e Telecomunicações e de Computadores)

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre  
em Engenharia de Electrónica e Telecomunicações

Orientadores : Doutor João Pedro Barrigana Ramos da Costa  
Doutora Matilde Pós-de-Mina Pato  
Doutor Manuel Barata

Júri:

Presidente: Doutor Mário Pereira Véstias

Vogais: Doutor André Ribeiro Lourenço  
Doutor João Pedro Barrigana Ramos da Costa

Novembro, 2015



*Anyone who has never made a mistake has never tried  
anything new.  
Albert Einstein*



# Agradecimentos

Gostaria de começar por agradecer aos professores João Costa e Matilde Pato pelo apoio e disponibilidade durante a orientação deste trabalho.

Ao professores Hugo Ferreira, do Instituto de Biofísica e Engenharia Biomédica da Faculdade de Ciências, pelo seu tempo dispendido na resolução de dúvidas no decorrer do trabalho, André Catarino da Universidade do Minho pelos elétrodos têxteis, António Serrador pela cedência de espaço no Laboratório de Investigação e Desenvolvimento para desenvolvimento deste trabalho, André Lourenço pelo Bitalino, Miguel Fernandes pelo tempo dispendido, ao Prof. Mamede de Carvalho e Doutora Susana Pinto do Hospital Santa Maria pelas sugestões e iterações para a realização da placa de acondicionamento de sinal.

A todos os meus amigos e colegas que ao longo destes anos me apoiaram tanto a nível pessoal como académico. Agradeço a compreensão pela falta de tempo em estar com eles.

Um agradecimento especial aos meus pais e irmão pelo apoio dado ao longo de todo o meu percurso académico. Sem eles este trabalho não seria possível.



# Resumo

A realização desta dissertação enquadra-se no âmbito das aplicações da eletrónica e telecomunicações à medicina. No seguimento de uma colaboração com o Hospital Santa Maria (HSM) e o Instituto de Medicina Molecular (IMM) surgiu a necessidade de desenvolver um sistema para aquisição, processamento e transmissão de sinais biomédicos para efeitos de monitorização de doentes com Esclerose Lateral Amiotrófica (ELA). O projeto focou-se na medição de sinais mioelétricos e de concentração de oxigénio no sangue. O objetivo centrou-se em desenvolver um modelo de dispositivo em que o mesmo *hardware* fosse utilizado para medir vários sinais recorrendo à reconfiguração de circuitos analógicos de acondicionamento de sinal.

Inicialmente, realizou-se um estudo acerca das diversas soluções e modelos disponíveis no mercado e optou-se pela tecnologia PSoC<sup>®</sup>. O principal objetivo dos sistemas analógicos reconfiguráveis é aumentar a produtividade, reduzindo o tempo, o custo no desenvolvimento de novos sistemas e, ainda facilitar alterações com o mínimo impacto no sistema em execução. No entanto, em circuitos analógicos mais complexos ainda apresentam algumas limitações quando comparados com sistemas analógicos implementados com eletrónica discreta (clássica), nomeadamente no número de componentes disponíveis num único integrado. Apesar disso, pode ser bastante vantajoso na utilização sistemas de acondicionamento de sinal, de complexidade não muito elevada e com frequências de operação relativamente baixas como no caso dos sinais biomédicos.

Foram realizados duas implementações no PSoC<sup>®</sup>: sensor de mioelétrico e sensor de oximetria. Nas duas implementações os sinais recebidos pelo PSoC<sup>®</sup> são sinais analógicos filtrados, amplificados e retificados. Após o acondicionamento de sinal são convertidos para o domínio digital e guardados num cartão de memória.

Posteriormente, servem para análise por parte do médico. Os dados guardados no cartão de memória podem ser enviados através de *bluetooth* para um computador sem haver a necessidade de retirar o cartão de memória. Os resultados obtidos das experiências efetuadas confirmaram que através de uma escolha criteriosa de circuitos programáveis e componentes externos é possível desenvolver um dispositivo compacto e flexível para a aquisição dos dois sinais biomédicos pretendidos.

**Palavras-chave:** Acondicionamento de sinal, eléctrodos, oxímetro de pulso, PSoC<sup>®</sup>, sinal mioelétrico

# Abstract

The purpose of this thesis is the development a biosignal acquisition system based on digital and analog programmable components embedded on Chip. The biosignal acquired should be useful for monitoring patients with Amyotrophic Lateral Sclerosis (ALS). The measurements include the myoelectric signal, level of myoelectric signal and the level of oxygen concentration in the blood. The main focus was the development of a system where with the same hardware is used to register different types of biomedical signal using the reconfiguration of analog circuit.

After a study about different types and models available on the market, PSoC<sup>®</sup> was chosen. The main objective of the reconfigurable analog system is to increase the productivity by reducing the time and the cost of developing new systems and changes with minimal impact on the system. In spite of that in more complex analog circuits they have some limitations compared to analog systems implemented with discrete electronic components. The limitations are related with the number of components available inside one integrated circuit. However, it can be very advantageous and fast-prototyping in particular with biomedical signals.

Two applications were implemented with PSoC<sup>®</sup>: pulse oximeter and myoelectric sensors. In this two implementations the analog signal was filtered, amplified and rectified. After these steps, the signal was converted to the digital domain and stored on a memory card. Data stored on the memory card can be sent via Bluetooth to a computerso there is no need to remove the memory card. The results of experiments have confirmed that by careful choice of programmable circuits and external components it is possible to develop a compact and flexible device for acquiring the two desired biomedical signals.

**Keywords:** Biosignal acquisition, electrodes, myoelectric signal, pulse oximeter, PSoC<sup>®</sup>



# Índice

<b>Índice</b>	<b>xiii</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xvii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xxi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Enquadramento . . . . .	3
1.2 A patologia: esclerose lateral amiotrófica . . . . .	4
1.3 Motivação e Objetivos . . . . .	5
1.4 Trabalho relacionado . . . . .	6
1.5 Organização do documento . . . . .	7
<b>2 Métodos e materiais</b>	<b>9</b>
2.1 Sinal mioelétrico . . . . .	9
2.1.1 Tipos de EMG . . . . .	10
2.1.2 Eléttodos intrusivos . . . . .	11
2.1.3 Eléttodos de superfície . . . . .	11
2.1.4 Eléttodos têxteis . . . . .	12
2.2 Oximetria de pulso . . . . .	14
2.2.1 Tipos de sensores para o oxímetro . . . . .	15

2.2.2	Lei de Beer-Lambert . . . . .	16
2.2.3	Nível de saturação . . . . .	18
2.2.4	Pulsação . . . . .	18
2.2.5	Cálculo de SpO <sub>2</sub> . . . . .	20
2.2.6	Implementação do algoritmo para o cálculo da taxa de SpO <sub>2</sub>	22
2.3	Circuitos analógicos e digitais programáveis . . . . .	23
2.3.1	Fabricantes de circuitos analógicos e digitais programáveis .	23
2.3.2	<i>Programmable System-on-Chip</i> (PSoC <sup>®</sup> ) . . . . .	26
2.3.3	Tecnologia PSoC <sup>®</sup> . . . . .	26
2.3.4	Vantagens de usar o PSoC <sup>®</sup> . . . . .	28
2.3.5	Desenvolver um projeto no PSoC <sup>®</sup> . . . . .	30
2.3.6	Os <i>chips</i> escolhidos . . . . .	31
<b>3</b>	<b>Desenvolvimento do sistema</b>	<b>33</b>
3.1	Acondicionamento de sinal do EMG . . . . .	33
3.1.1	Acondicionamento de sinal com eletrônica discreta . . . . .	34
3.2	Sistema EMG realizado no PSoC <sup>®</sup> . . . . .	37
3.3	Oxímetro . . . . .	41
3.3.1	Sensor ótico . . . . .	41
3.3.2	Acondicionamento do sinal . . . . .	42
3.4	<i>Bluetooth</i> . . . . .	46
3.5	Armazenamento de Dados . . . . .	48
3.6	<i>Bootloader</i> e <i>Bootloadable</i> . . . . .	49
3.7	Impressão 3D da caixa . . . . .	52
3.8	Características do protótipo . . . . .	53
<b>4</b>	<b>Resultados experimentais</b>	<b>55</b>
4.1	Oxímetro . . . . .	55
4.2	Electromiografia . . . . .	61

<i>ÍNDICE</i>	xv
<b>5 Conclusão e trabalho futuro</b>	<b>65</b>
5.1 Conclusão . . . . .	65
5.2 Trabalho futuro . . . . .	66
<b>Referências</b>	<b>67</b>
<b>A Anexo A - Circuito de acondicionamento do sinal de EMG com componentes discretos</b>	<b>i</b>
<b>B Anexo B - Circuito de acondicionamento do sinal de EMG implementado no PSoC®</b>	<b>iii</b>
<b>C Anexo C - Circuito de acondicionamento do sinal de oximetria implementado no PSoC®</b>	<b>v</b>
<b>D Anexo D - Circuito de controlo dos LEDs e filtro Twin-T Notch passivo</b>	<b>vii</b>
<b>E Anexo E - UART Bootloader Host</b>	<b>ix</b>
<b>F Anexo F - UART Bootloader</b>	<b>xi</b>
<b>G Anexo G - Bootloadable1</b>	<b>xiii</b>
<b>H Anexo H - Bootloadable2</b>	<b>xv</b>



# Lista de Figuras

1.1	Falência das células nervosas motoras . . . . .	4
2.1	Configuração dos elétrodos: unipolar e bipolar . . . . .	11
2.2	Elétrodos intrusivos . . . . .	11
2.3	Elétrodos de superfície . . . . .	12
2.4	Amplificador diferencial para captar o sinal de EMG . . . . .	13
2.5	Exemplo de um eletrodo ativo . . . . .	13
2.6	Elétrodo do tipo têxtil . . . . .	14
2.7	Oxímetro de pulso . . . . .	14
2.8	Absorvância medida a diferentes comprimentos de onda no oxímetro	15
2.9	Dois tipos de sensores de oximetria . . . . .	15
2.10	Intensidade da luz transmitida por uma amostra (caso geral) . . . . .	17
2.11	Esquema do sensor . . . . .	18
2.12	Quantidade de luz absorvida num tecido celular em função do tempo	19
2.13	Intensidade de luz obtida pelos LEDs antes e depois da normalização	20
2.14	Curvas da saturação de oxigênio em função da razão $\gamma$ . . . . .	22
2.15	Intensidade de luz transmitida por um oxímetro por transmissão .	23
2.16	Estrutura interna de uma FPAA . . . . .	24
2.17	Estrutura interna do ispPAC10 . . . . .	25
2.18	Estrutura interna do ispPAC20 . . . . .	26

2.19	Estrutura interna do ispPAC30 . . . . .	27
2.20	Diagrama de blocos de microcontroladores PSoC® . . . . .	27
2.21	Ambiente de desenvolvimento do PSoC® <i>Creator</i> . . . . .	31
3.1	Disposição dos elétrodos secos para recolha de sinal de EMG . . . . .	34
3.2	Modelo dos sistemas de acondicionamento de sinal de EMG . . . . .	35
3.3	Amplificador de Instrumentação . . . . .	36
3.4	Filtro passa-alto discreto . . . . .	36
3.5	Filtro passa-baixo discreto . . . . .	37
3.6	Retificador de onda completa . . . . .	37
3.7	Sistema de EMG implementado no PSoC®3 . . . . .	38
3.8	Protótipo da placa de EMG . . . . .	39
3.9	Amplificador de instrumentação implementado no PSoC®3 . . . . .	40
3.10	Blocos digitais: ADC, protocolo UART e escrita no cartão de memória . . . . .	40
3.11	Protótipo da placa de oximetria . . . . .	41
3.12	Protótipo da placa de oximetria com o sensor ótico . . . . .	42
3.13	Nellcor DS100a . . . . .	42
3.14	Esquema das ligações do sensor . . . . .	43
3.15	Circuito de transimpedância . . . . .	44
3.16	Blocos digitais do PWM e do <i>track&amp;hold</i> . . . . .	45
3.17	Filtro de segunda ordem do tipo Sallen-Key . . . . .	45
3.18	Circuito do filtro Twin T-notch . . . . .	46
3.19	Sincronização dos circuitos de <i>track&amp;hold</i> do oxímetro de pulso . . . . .	47
3.20	Ponte de transístores para controlo dos LEDs . . . . .	48
3.21	Diagrama de blocos da ligação entre o módulo Bluetooth e o PSoC® . . . . .	48
3.22	Diagrama de blocos da ligação entre o módulo microSD e o PSoC® . . . . .	49
3.23	Principais elementos num sistema de bootloader . . . . .	50
3.24	Fluxograma do <i>bootloader</i> . . . . .	51
3.25	Esquema de ligação entre PSoC® . . . . .	52

3.26	Impressora 3D da BQ, modelo <i>Prusa i3 Hephastos</i> . . . . .	53
3.27	Protótipo final . . . . .	53
4.1	Amplificador de transimpedância a funcionar como filtro passa-baixo . . . . .	56
4.2	Resposta em frequência e fase do amplificador de transimpedância	56
4.3	Transformada rápida de Fourier dos sinais à saída do gerador de funções nas frequências de 6 e 12 Hz . . . . .	57
4.4	Sinal de entrada e saída do <i>track&amp;hold</i> para as frequências de 6 e 12Hz . . . . .	57
4.5	Diagrama de blocos utilizado na implementação do espectro . . . . .	58
4.6	Sobreposição dos sinais à saída do <i>switch</i> e de cada um dos <i>track&amp;hold</i>	58
4.7	Resposta em frequência e em fase do filtro passa-baixo dos sinais nas frequências de 6 e 12 Hz . . . . .	59
4.8	Resposta em frequência do filtro passa-baixo e do amplificador de ganho baixo . . . . .	60
4.9	Sinal à saída do <i>switch</i> e sinal recuperado aplicando os fatores de correção . . . . .	61
4.10	Sinais IR e Red obtidos através do PSoC® . . . . .	61
4.11	Teste ao amplificador de instrumentação . . . . .	62
4.12	Resposta em frequência e fase do filtro passa-alto . . . . .	62
4.13	Resposta em frequência e fase do filtro passa-baixo . . . . .	63
4.14	Resposta em frequência e fase dos filtros passa-baixo e passa-alto .	63
4.15	Retificador de onda completa . . . . .	64
4.16	Exemplo do sinal de EMG utilizando elétrodos de gel . . . . .	64
4.17	Exemplo do sinal de EMG utilizando elétrodos secos . . . . .	64



# Lista de Tabelas

2.1	Principais características do PSoC <sup>®</sup> 1, 3, 4 e 5 . . . . .	29
3.1	Memórias utilizadas, <i>flash</i> e SRAM . . . . .	53
3.2	Potência em funcionamento . . . . .	54
3.3	Custo do protótipo . . . . .	54
4.1	Tabela de resultados do SINAD para diferentes frequências . . . . .	59





# Introdução

O corpo humano através da sua atividade diária desenvolve processos fisiológicos, a que estão ligados biosinais, que podem ser medidos e monitorizados [15], para diversos fins, como por exemplo para a deteção de patologias. O termo biosinal é muitas vezes usado para se referir ao sinal bioelétrico, mas pode referir-se a ambos os sinais elétrico e não-elétrico. Habitualmente, refere-se apenas a sinais com variação temporal, apesar de variações de parâmetros espaciais, por vezes estarem incluídos.

Assim, entre os sinais bioelétricos mais conhecidos tem-se: (i) eletroencefalograma (EEG), (ii) eletrocardiograma (ECG), (iii) eletromiografia (EMG), (iv) mecanomiograma (MMG), (v) eletroculografia (EOG), (vi) resposta galvânica da pele (GSR), e (vii) magnetoencefalograma (MEG). Destacam-se aqui, três desta lista.

O EEG é um exame auxiliar de diagnóstico, não invasivo, que avalia a atividade elétrica cerebral, através da diferença de potencial entre diversos pontos no escalpe. É sobretudo utilizado em estudos de epilepsia, cefaleias, e em patologias do sono, como hipersonolência diurna.

Para a deteção de doenças neuromusculares e/ou miopatias tem-se a EMG. Trata-se de uma técnica de monitorização da atividade elétrica das membranas excitáveis das células musculares, por meio da leitura da tensão elétrica. O sinal mioelétrico é a soma algébrica de todos os sinais detetados sob a área de alcance dos

elétrodos, podendo ser afetado por propriedades musculares, anatómicas e fisiológicas, assim como pelo controle do sistema nervoso periférico e a instrumentação utilizada para a aquisição dos sinais [14]. A EMG ajuda na diferenciação da debilidade muscular causada por neuropatias.

Outro exemplo, muito actual, refere-se aos sistemas de interface cérebro-computador (ICC), onde os sinais de EEG, devidamente processados e decodificados são utilizados para controlar dispositivos externos [23]. A comunicação entre o cérebro humano e o computador necessita de equipamentos físicos para a captação e transmissão dos sinais biométricos transmitidos. Estes métodos diferem entre si na forma como captam a atividade cerebral, e podem ser divididos em invasivos, como os neuroimplantes, e não invasivos tipicamente com recurso a elétrodos de superfície.

A utilidade da medição dos diversos sinais fisiológicos, não está apenas relacionada com os processos de diagnóstico, podendo ser utilizada em noutros contextos. É possível prevenir episódios críticos decorrentes de algumas patologias, por monitorização contínua de pessoas em situação de risco sem internamento hospitalar - monitorização remota ou telemedicina. O avanço de novas tecnologias na medicina e a disponibilidade de tecnologias sofisticadas de comunicação permitem que um número crescente de pessoas aceda às informações dos sistemas de controlo e verifiquem uma significativa melhoria na qualidade de vida. O aparecimento de equipamentos médicos eletrónicos implica o aumento de informações médicas disponíveis [3].

Um tipo de monitorização móvel com o objectivo de diagnóstico é o monitor de Holter, na atividade elétrica cardíaca. Neste caso, os pacientes devem descrever as suas atividades durante esse período. Os dispositivos antigos faziam os registos e posteriormente os dados eram analisados. Atualmente, utilizam dispositivos de memória *flash* para armazenar os dados e, posteriormente são enviados para um computador que os analisa automaticamente [20].

A telemonitorização em Portugal está fundamentalmente ligada ao tele-eletrocardiograma e aos registos de eventos, e ao controlo remoto de funcionalidades de *pacemakers* [29]. A possibilidade de monitorização remota noutras áreas e a tendência de mudança nos procedimentos da medicina preventiva tem crescido significativamente com a evolução de dispositivos móveis. Estas funcionalidades servirão como complemento na monitorização de doentes entre consultas presenciais. Assim, a investigação em aplicações de monitorização portátil tem evoluído de uma forma exponencial. Acredita-se que a avaliação e monitorização contínua

do doente, podem fornecer ao médico dados importantes para melhorar o diagnóstico e avaliar o sucesso das terapias [29].

## 1.1 Enquadramento

Esta dissertação enquadra-se nas áreas de aplicações médicas e aplicações para dispositivos móveis. Foi realizada no ISEL e resulta de uma colaboração com uma equipa médica do Hospital de Santa Maria (HSM) liderado pelo Prof. Doutor Mamede de Carvalho, Diretor da Clínica Universitária de Fisiologia da Faculdade de Medicina da Universidade de Lisboa e investigador no Instituto de Medicina Molecular (IMM). Para além disso, faz parte de um projecto multidisciplinar que envolve outros campos da engenharia e decorrem em paralelo no ISEL. Deste modo, foi desenvolvido fazendo uso de:

1. Um modelo de dados indicado para a recolha de registos da atividade elétrica depois de contração voluntária, em ambulatório, nos músculos flexor radial do carpo, tibial anterior e esternocleidomastoideu dos pacientes. E, medidas de oximetria que mede indiretamente a quantidade de oxigénio no sangue de um doente.
2. Um serviço e uma aplicação *web* que fazem a receção dos dados de forma segura; um *data warehouse* onde os dados são verificados, processados e gravados autonomamente através do processo de extração, transformação e carregamento de dados; duas APIs (Application Programming Interface), OData (*Open Data Protocol*) e XMLA (XML for Analysis), que permitem a aplicação *web* cliente realizar interrogações sobre os dados recolhidos garantindo a segurança dos mesmos.
3. Uma aplicação *web* cliente que permite ao utilizador, após autenticação, visualizar a ficha de cada doente e seleccionar filtros interativos visualizando os resultados instantaneamente.

Cada um dos pontos enumerados é realizado por diferentes pessoas, dada a especificidade e objetivos de cada trabalho. O meu contributo na realização deste projeto multidisciplinar passa pela criação do sistema de aquisição de dados. Este passo, no sistema de monitorização, é muito importante no sentido em que algum erro pode deturpar os resultados que o médico irá visualizar na aplicação *web* cliente. O equipamento foi pensado para ser utilizado em doentes com alguma debilidade num estado mais avançado, Esclerose Lateral Amiotrófica (ELA), e, por

ficar instalado por um período de 24 horas não causar incómodo na actividade diária destes.

## 1.2 A patologia: esclerose lateral amiotrófica

A ELA, ou doença de Lou Gehrig, é uma doença neurodegenerativa progressiva e rara, causada por uma degeneração dos neurónios motores do córtex cerebral. A Figura 1.1 mostra o efeito nos tecidos musculares em consequência da morte do neurónio, do sistema nervoso central, responsável pela contração muscular. Cerca de 5 a 10% dos casos são familiares e 85 a 90% são pontuais [8]. A sobrevivência média está descrita como sendo entre 3 a 5 anos, mais baixa nas formas de início bulbar ( $\approx 3$  anos) que na medular, possivelmente pelo início mais tardio da doença.

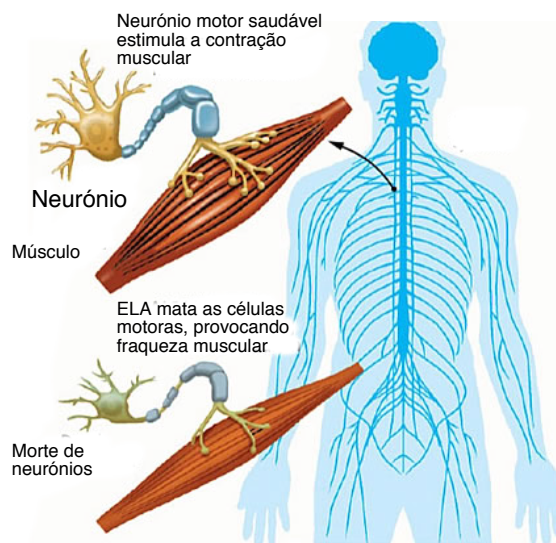


Figura 1.1: Esclerose Lateral Amiotrófica é uma doença neurodegenerativa progressiva que destrói os neurónios motores. Os neurónios motores são responsáveis pelo envio de mensagens para os músculos em todo o corpo. (adaptado da página *web The ALS Foundation for Life*)

A ELA tem, geralmente, um início insidioso, com diminuição da força muscular num membro, geralmente distal e de forma assimétrica. Outro sintoma é a presença de fasciculações, sendo frequente a sua descrição nas fases iniciais da doença. Esta contracção isolada e involuntária de fibras musculares é um indicador de hiperexcitabilidade neuronal nas fases iniciais da ELA [13]. A progressão da doença verifica-se com o agravamento da parésia na região inicialmente afectada

e pelo envolvimento de outros segmentos contíguos, mais proximais, bem como do membro contralateral, igualmente segundo o mesmo padrão disto-proximal.

O diagnóstico é baseado na história clínica, exame físico e no resultado de exames complementares. Não existe um exame que diagnostique a ELA. Os exames auxiliam a excluir outras doenças que apresentam sintomas semelhantes. Os exames mais importantes são a electroneuromiografia, a tomografia computadorizada, ressonância nuclear magnética e exames laboratoriais.

A avaliação da função respiratória é essencial para a monitorização da progressão da doença e na determinação da necessidade de adaptação de ventilação não-invasiva, terapêutica não farmacológica que aumenta a sobrevida e a qualidade de vida destes doentes. A monitorização inclui a realização de EEG, EOG, ECG e EMG com registo mentoniano, a avaliação do fluxo aéreo (ao nível do nariz e boca) e do esforço ventilatório, o registo da saturação do oxigénio ( $SpO_2$ ) no sangue por oximetria de pulso nocturna e a avaliação da posição corporal e de movimentos dos membros (com possibilidade de registo por EMG).

A EMG analisa a atividade elétrica dos músculos. Alguns tipos de atividade elétrica são normais, enquanto que certos padrões sugerem uma doença dos nervos ou dos músculos. Para um doente com ELA, a EMG permite avaliar a eficácia de técnicas de recuperação funcional. Neste contexto, algumas aplicações específicas compreendem a avaliação da eficácia dos exercícios para facilitar ou inibir a atividade muscular específica, podendo, então, verificar se as metas terapêuticas estão sendo alcançadas.

### 1.3 Motivação e Objetivos

Os equipamentos de medição dos sinais fisiológicos são frequentemente complexos, sofisticados e dispendiosos. No seguimento da colaboração com o HSM e IMM surgiu a necessidade de desenvolver um sistema para aquisição, processamento e transmissão de sinais mioelétricos para efeitos de monitorização de doentes com ELA. Este equipamento foi pensado e implementado para ser compacto e flexível no sentido em que se pretendeu desenvolver um protótipo que usando o mesmo hardware fosse capaz de realizar múltiplas funcionalidades. Para a aquisição do sinal de EMG foram testados diferentes tipos de elétrodos. Descrevem-se em seguida a lista de tarefas propostas:

1. Investigação sobre a possibilidade de usar elétrodos têxteis (*e-textiles*) em EMG de superfície em alternativa a elétrodos convencionais,

2. Desenvolvimento de circuitos de acondicionamento de sinal para aquisição do eletromiograma de um músculo do membro inferior (tibial anterior, TA), do membro superior (flexor radial do carpo, FCR) e do pescoço (esternocleidomastoideu, SCM),
3. Desenho de circuitos e escolha de módulos tendo em conta critérios de baixa potência, portabilidade e comunicação sem fios,
4. Implementação de conversão analógica-digital e processamento digital com vista a obter informação relevante para a equipa médica,
5. Desenvolvimento de ICC baseado em sinais eletrofisiológicos que permita minimizar dificuldades causadas pelas limitações motoras dos doentes,
6. Integração de uma interface de comunicação que permita enviar dados através do bluetooth para a equipa médica,
7. Integração do armazenamento no cartão microSD
8. Produção em placa de circuito impresso de um protótipo e teste do dispositivo.
9. Possibilidade de implementar diferentes circuitos de acondicionamento de sinal biomédico recorrendo a *hardware* reconfigurável.

## 1.4 Trabalho relacionado

Nos últimos anos tornou-se prática comum na comunidade de investigadores e curiosos na área a criação dos seus próprios sensores. No entanto, são raros os equipamentos que permitem integrar a aquisição de diversos biosinais, com custos reduzidos e uma interface fácil de ser usada. Alguns procedimentos clínicos de diagnóstico necessitam de medições contínuas em condições normais da vida quotidiana. Para esta finalidade foram propostos equipamentos portáteis e de fácil utilização que permitem o envio de informação por comunicação sem fios.

Atualmente existem diversos sensores de EMG comerciais que apresentam uma boa precisão, alguns destes são particularmente úteis para realizar a aquisição contínua do sinal de EMG mas não estão ao alcance de qualquer doente dado os elevados custos monetários.

Moon et al. [26], desenvolveram um sistema de aquisição de sinais de EMG em tempo real, baseado numa interface *wireless*. Embora os resultados apresentados

demonstrem que o sistema funciona com êxito na transmissão de dados sem fios, o sistema apresenta limitações no número de canais de leitura, que é insuficiente para as medidas de EMG apresentadas.

No mercado português foi desenvolvido um produto denominado de Vital Jacket [18], que consiste numa camisola que deteta o sinal de ECG do utilizador. Este dispositivo médico combina a tecnologia têxtil com as soluções da bioengenharia médica. Consiste numa camisola *slimfit*, que permite a recolha do sinal de ECG seja feita junto à pele [16]. Este dispositivo está equipado com a tecnologia *Bluetooth* permitindo uma monitorização em tempo real através de um computador, *tablet* e/ou *smartphone*. Permite ainda o registo do batimento cardíaco num cartão de memória SD. Este tipo de solução permite monitorizar, por exemplo, uma ida ao ginásio ou para atletas de alta competição. Contudo, apresenta desvantagens de ter um custo demasiado alto ou a presença de ruído no sinal devido ao deslocamento dos elétrodos. Este produto é algo inviável a nível funcional e de mercado pelas razões apresentadas anteriormente.

O BITalino consiste num sistema de aquisição de sinais biomédicos, modular e de baixo custo, com base na plataforma Arduino. Este sistema é composto por diversos sensores, ECG, EMG, EDA, com *bluetooth* e acelerómetro de software livre [17].

Sistemas mais complexos, denominados por *Home-monitoring*, permitem a monitorização de doentes à distância, combinando várias tecnologias. O artigo [30], refere-se a um estudo apresentado sobre a ventilação não invasiva, método eficiente para o tratamento de insuficiência respiratória em pacientes com esclerose lateral amiotrófica.

## 1.5 Organização do documento

A dissertação está dividida em cinco capítulos principais. O presente capítulo faz o enquadramento dos temas abordados nesta tese. São expostos os conceitos fundamentais relativos ao estudo, descrição do problema, motivação e importância.

No capítulo 2 são introduzidos os conceitos teóricos do sinal mioelétrico e o de oximetria e abordados outros trabalhos relacionados. Os estudos mais recentes e adequados ao desenvolvimento de circuitos analógicos e digitais programáveis, bem como os diferentes fabricantes existentes. É feita uma descrição acerca da família de microcontroladores PSoC<sup>®</sup> com circuitos analógicos e digitais integrados a qual será objeto de estudo. Tecnologia esta que será objeto de estudo no

desenvolvimento dos sensores propostos para a realização deste projeto.

O capítulo 3 apresenta os sistemas de acondicionamento dos sinais de EMG e de oximetria, bem como é descrita a implementação realizada no PSoC®.

No capítulo 4 e última parte do estudo, são mostrados todos os resultados obtidos e a discussão dos mesmos, alternando momentos mais descritivos, de explicitação de dados, com outros mais analíticos, de compreensão de fenômenos e relacionamento com abordagens teóricas.

Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões, expõem-se as limitações ao estudo e são apontadas linhas para trabalho futuro.

# 2

## Métodos e materiais

Neste capítulo são apresentadas as principais características dos métodos e materiais utilizados neste trabalho, sinal mioelétrico e medida da saturação de oxigênio no sangue através de métodos não invasivos, mioelétrico e oximetria. Seguem-se os exemplos de aplicação e são descritos diferentes tipos de circuitos analógicos e digitais programáveis.

### 2.1 Sinal mioelétrico

A EMG é considerada um método de estudo da função muscular que consiste em registrar a atividade elétrica dos músculos, ou seja, regista as mudanças no potencial elétrico que o músculo gera em cada contração. Este processo está presente em diversas áreas, na reabilitação da atividade muscular bem como na fisiologia com o intuito de conhecer a ação muscular em certos movimentos. Um dos grandes desafios de utilizar os sinais de EMG de superfície em aplicações reais é o facto do sinal ter bastante ruído, uma vez que este atravessa diferentes diferentes tecidos musculares até chegar à pele, zona onde o sinal irá ser adquirido. O sinal de EMG, tal como outro sinal eletrofisiológico, possui características elétricas conhecidas, nomeadamente em termos da sua gama de frequências entre 20Hz e 2000Hz e de tensões entre 1mV e 10mV [31].

Na aquisição do sinal de EMG, a amplitude do potencial de ação das unidades motoras depende de muitos fatores como a taxa de disparo, características da

membrana da fibra muscular, o diâmetro da fibra muscular, a distância entre a fibra muscular ativa e o local de detecção do sinal de EMG, a área de captação dos eletrodos e a extensão em que os eletrodos estão distribuídos sobre o músculo, i.e. o posicionamento dos eletrodos.

A melhor localização do eletrodo é realizada entre o ponto da unidade motora e o tendão de inserção do músculo. De forma a obter uma padronização mais fidedigna dos dados analisados, o SENIAM<sup>1</sup> (*Surface EMG for Non-Invasive Assessment of Muscles*) detalha os procedimentos com recomendações de configuração e posicionamento dos eletrodos.

Começamos por apresentar as formas de recolha de sinal de EMG, seguindo-se com uma descrição sucinta dos eletrodos mais usados.

### 2.1.1 Tipos de EMG

A forma como é efetuada a recolha do sinal de EMG, bem como uma conseqüente utilização em áreas distintas deve-se à existência de duas formas de recolha de sinais eletromiográficos: EMG de superfície (sEMG) e de profundidade [11]. A classificação é feita com base no tipo de eletrodo a ser utilizado.

Atualmente, existem dois tipos de eletrodos diferenciais, o eletrodo de diferenciação simples e de dupla diferenciação. Este último apresenta três superfícies de detecção igualmente separadas e, tem a vantagem de eliminar ou reduzir com maior eficiência os sinais originados em pontos distante dos eletrodos [14]. Assim sendo, parece ser uma alternativa válida para reduzir o *cross-talk* de outros músculos, por exemplo a contaminação do sinal de um músculo pela ativação de músculos adjacentes. Além destes eletrodos (sejam de superfície ou intramusculares), deve ser aplicado um eletrodo de referência, por forma a cancelar o efeito de interferência do ruído causado pela rede elétrica.

O sinal de EMG pode ser obtido por dois tipos de configuração, unipolares ou bipolares, como se pode verificar na Figura 2.1. A configuração unipolar obtém a diferença de potencial entre dois pontos, sendo um deles o ponto de referência. No caso da configuração bipolar são necessários três pontos de detecção, dois sinais em relação a uma referência, que depois são subtraídos [19].

---

<sup>1</sup><http://www.seniam.org/>

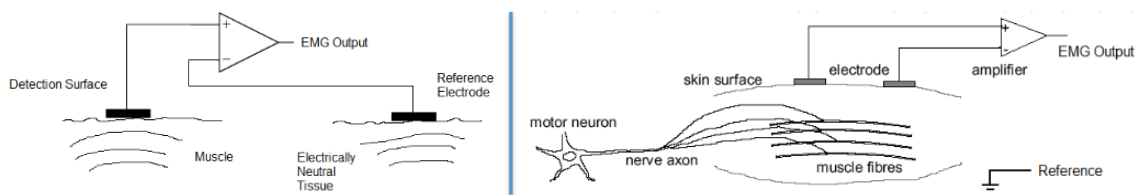
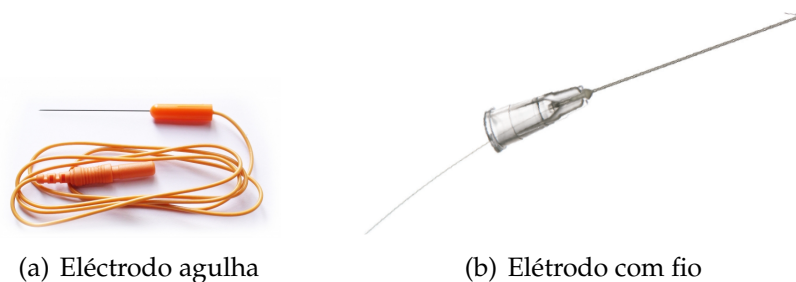


Figura 2.1: Configuração dos elétrodos: unipolar (à esquerda) e bipolar (à direita) (Adaptado de NR Sign Inc.)

### 2.1.2 Elétrodos intrusivos

Os elétrodos intrusivos, mais conhecidos por elétrodos de agulha, Figura 2.2(a), podem conter vários condutores (cada fio condutor tem um diâmetro de 25 a 75  $\mu\text{m}$  numa única agulha) formando assim a superfície de contato. A soma de toda a atividade elétrica é conhecida como potencial de ação da unidade motora (MUAPs). Esta atividade eletrofisiológica de múltiplas unidades motoras é o sinal avaliado durante uma EMG. Existem outros elétrodos intrusivos, que consistem apenas na introdução de fios condutores rígidos, Figura 2.2(b). Estes possuem um diâmetro menor e por isso podem atingir músculos mais profundos. Para a análise das unidades motoras, utilizam-se elétrodos de agulha, porque possuem uma área de detecção menor, sendo substituídos por outros em atividades de contração forçada ou por influência considerável de dor [14].



(a) Eléctrodo agulha

(b) Eléctrodo com fio

Figura 2.2: Elétrodos intrusivos

### 2.1.3 Elétrodos de superfície

A aquisição de sinais de forma não invasivos de EMG, com recurso a elétrodos de superfície, medem a diferença de potencial à superfície da pele. Este tipo de elétrodos são capazes de capturar sinais até 500 Hz com amplitudes que variam entre 50  $\mu\text{V}$  e 5 mV, dependendo do músculo analisado e da configuração do eléctrodo em questão [14]. Elétrodos de superfície podem ser ativos ou passivos.

Em pele seca, esta variação pode ir desde de algumas dezenas de ohms até alguns megaohms [14]. Estes elétrodos passivos, normalmente consistem num disco de Ag-AgCl que é colocado à superfície da pele, Figura 2.3(a). Este tipo de elétrodos são utilizados com recurso a um gel ou uma pasta condutora que contém iões de cloro, com o propósito de diminuir a impedância de contacto entre o elétrodo e a pele. Elétrodos passivos podem ser descartáveis ou reutilizáveis, sendo que os descartáveis já incluem um “gel condutor com adesivo”, para se manter em contacto com a pele. Os elétrodos reutilizáveis são fixos com cintas, Figura 2.3(b).

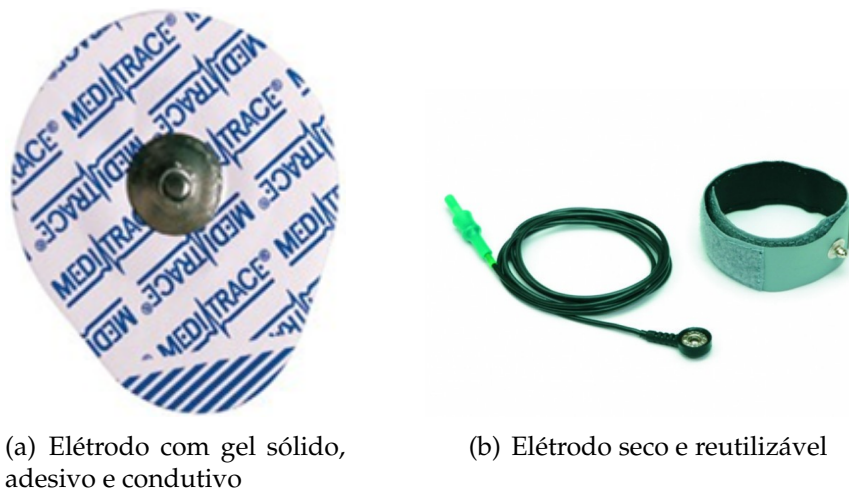


Figura 2.3: Elétrodos de superfície

Na Figura 2.4 está representado um amplificador diferencial captando o sinal mioelétrico ( $m$ ) com ruído ( $n$ ) em modo comum. O amplificador diferencial é utilizado para que ruído, que é introduzido nas duas entradas, seja subtraído, com a finalidade de reduzi-lo na saída.

Os elétrodos ativos, Figura 2.5 são compostos por um amplificador diferencial com impedância de entrada alta que se encontra integrado no próprio elétrodo.

### 2.1.4 Elétrodos têxteis

Os elétrodos têxteis, também chamados tecidos inteligentes, têm a vantagem de poderem ser “vestidos” como qualquer outra peça de vestuário, permitindo obter monitorização local. Sensores e elementos computacionais simples são incorporados num tecido [25]. O principal obstáculo consiste nas características mecânica do fio condutor e na matéria-prima. Assim, o fio deve ser maleável o suficiente para suportar as operações de torção e tracção. Deve possuir elasticidade, que

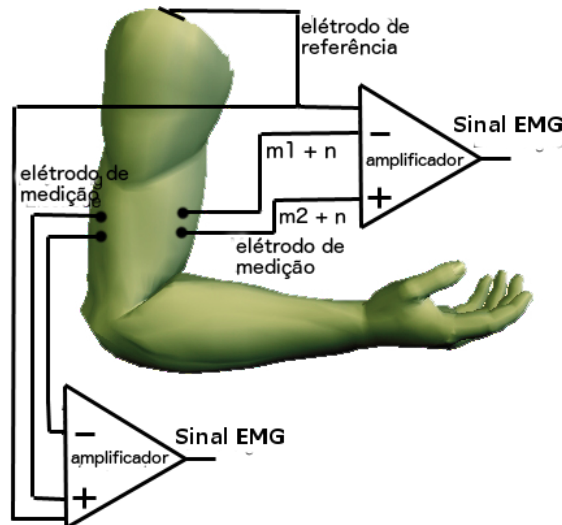


Figura 2.4: Exemplo de funcionamento de um amplificador diferencial com o objetivo de captar o sinal de EMG (Adaptado de Biomechanics of Movement lectures, Universidade Northwestern)

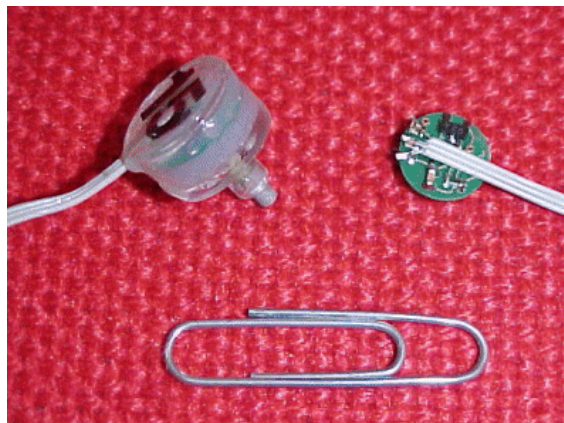


Figura 2.5: Exemplo de um eletrodo ativo [7]

Ihe permita recuperar a forma inicial após a retirada de uma força de tracção. Existem diversos fios, fio baseado numa mistura de fibras de poliéster (80%) com aço inox (20%), e outro de monofilamentos de poliamada revestida a prata (80%), recobrando um monofilamento de elastano (20%) [6].

A vantagem do uso de eletrodos têxteis é a possibilidade de serem inseridos em peças de roupa que asseguram a sua fixação, sendo por isso mais confortáveis e com menos tendência para reações alérgicas decorrentes do uso de adesivos, para além de poderem ser mais estéticos. O tipo de tecido deve ser de uma malha que suporta compressão, como por exemplo malha de trama. A ligação dos eletrodos têxteis é assegurada por botões de pressão cravados aos fios têxteis condutores, como se verifica na Figura 2.6.



Figura 2.6: Eléctrodo do tipo têxtil (exemplo de um tecido cedido pela Universidade do Minho, Maio de 2015)

## 2.2 Oximetria de pulso

O oxímetro de pulso é um dispositivo médico, não-invasivo e destina-se à medição da saturação parcial de oxigénio no sangue ( $SpO_2$ ), bem como a frequência cardíaca, Figura 2.7.



Figura 2.7: Oxímetro de pulso. A medição faz-se na extremidade dos dedos

O funcionamento do oxímetro tem por base a emissão de luz através de um LED (*Light Emitting Diode*) vermelho e outro infravermelho com comprimentos de onda habitualmente de cerca de 660 nm e 910 nm, respetivamente. Estes comprimentos de onda são usados porque a hemoglobina desoxigenada (Hb) tem uma alta taxa de absorção nos 660 nm e a hemoglobina oxigenada ( $HbO_2$ ) nos 910 nm, como se observa na Figura 2.8. A transmissão da luz através do sangue e dos tecidos pode ser aproximada pela Lei de Beer-Lambert. Esta lei permite obter uma estimativa do valor da saturação em oxigénio no sangue [36]. Normalmente o dedo é colocado entre as fontes de luz e o fotodíodo .

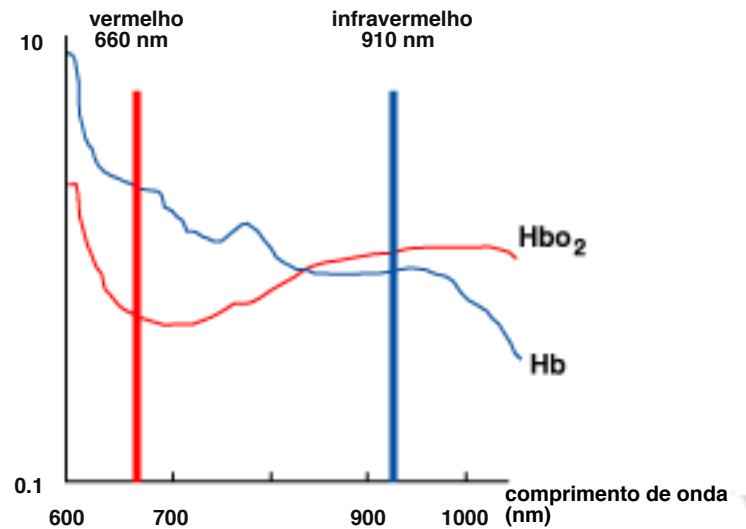


Figura 2.8: Valores de absorvância a diferentes comprimentos de onda dos LEDs presentes no oxímetro (Adaptado de The Royal College of Anaesthetists)

### 2.2.1 Tipos de sensores para o oxímetro

Existem dois tipos de oxímetros de pulso: por transmissão e por reflexão. O oxímetro de reflexão possui quer os LEDs quer o fotodíodo no mesmo lado do dispositivo e faz uso da reflexão da luz emitida de forma a poder estimar a concentração de sangue oxigenado/desoxigenado. No caso do oxímetro de transmissão, o fotodíodo e os LEDs (vermelho e infravermelho) ficam em lados opostos em relação ao objeto que irá ser medido, habitualmente o dedo. Este sistema utiliza a luz transmitida através dos tecidos para determinar a quantidade de sangue oxigenado/desoxigenado. A Figura 2.11 ilustra estes dois tipos de sensores.

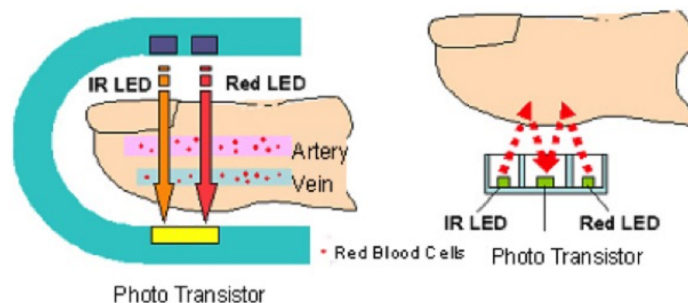


Figura 2.9: Dois tipos de sensores de oximetria: por transmissão (à esquerda) e por reflexão (à direita)

O sistema utilizado neste trabalho para a aquisição dos sinais foi o sistema de

transmissão. Este sistema consiste na associação de dois LEDs com comprimentos de onda diferentes, vermelho e infravermelho. Estes LEDs são ativados alternadamente de forma a que a luz de um determinado comprimento de onda passe através do tecido e seja detetado pelo fotodíodo. Como se sabe, quando a luz atravessa o tecido há uma atenuação, devido à quantidade de sangue presente no tecido a analisar e pode variar consoante a composição do mesmo. Tal como seria de esperar, o coeficiente de absorção da oxihemoglobina é diferente do coeficiente de absorção da desoxihemoglobina para diferentes comprimentos de onda. Assim, a diferença na quantidade de luz absorvida pelo sangue a dois comprimentos de onda distintos permite deduzir acerca da saturação em oxigénio do sangue [36].

Uma das desvantagens deste tipo de sensores é a movimentação do paciente, provocando uma variação na quantidade de luz absorvida, que por consequência altera o valor lido pelo fotodíodo e pode levar a erros de leitura. Este efeito condiciona o uso deste equipamento.

### 2.2.2 Lei de Beer-Lambert

A lei de Beer-Lambert traduz o funcionamento básico do oxímetro de pulso. Esta lei descreve a atenuação da luz que atravessa um meio uniforme contendo uma substância absorvente. Se um feixe de luz incide num meio com uma intensidade  $I_0$ , uma fração atravessará o meio, enquanto a restante será absorvida. A intensidade do feixe de luz que atravessa o meio, como se observa na Figura 2.10, decresce exponencialmente de acordo com a distância por si percorrida [36]. A expressão que traduz a lei, é:

$$I = I_0 \times \exp[-\varepsilon(\lambda)cd], \quad (2.1)$$

onde  $\varepsilon(\lambda)$  é o coeficiente de atenuação da substância absorvente a um comprimento de onda específico, expresso em  $\text{Lmmol cm}^{-1}$ ,  $c$  representa a concentração da substância absorvente, constante no meio, cuja a unidade é  $\text{mmol L}^{-1}$  e,  $d$  a distância do percurso óptico percorrida no meio pelo feixe de luz, dado em cm.

De salientar que, esta lei somente tem em conta a luz que é absorvida e transmitida, assumindo que, a luz incidente iguala a soma da luz absorvida com a luz transmitida. Como se sabe, existem mais fenómenos para além da absorção e da transmissão, quando um feixe de luz atravessa um meio. Contudo, esta lei não os considera, o que poderá ser uma provável fonte de erro. Seguindo a equação 2.1,

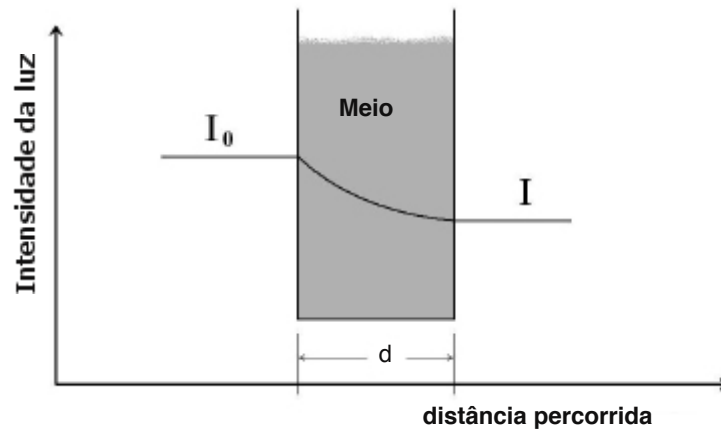


Figura 2.10: Representação gráfica da absorção da luz por uma amostra em função da distância percorrida pela luz no interior da amostra (caso geral)

pode deduzir-se que a transmitância ( $T$ ), a luz incidente com um comprimento de onda específico, através do meio é dada por [36]:

$$T = \frac{I}{I_0} = \exp[-\varepsilon(\lambda)cd] \quad (2.2)$$

A absorvância ( $A$ ) é dada pelo logaritmo natural negativo da transmitância [36]:

$$A = -\ln T = \varepsilon(\lambda)cd \quad (2.3)$$

O sinal que irá chegar ao fotodíodo após a transmissão de luz é observado como uma onda, com picos que retratam cada batimento cardíaco [35]. Para que o sistema seja funcional, os sinais provenientes do sangue arterial devem ser isolados daqueles que representam a componente de *direct current* (DC) [38]. A solução passa por subtrair a absorção da luz entre os picos, que inclui as componentes DC, ao pico de absorção de luz. Com isto, os resultados serão as características de absorção devidas ao volume do sangue adicionado, o que corresponde ao sangue arterial. A designação de oxímetro de pulso resulta dos picos ocorrerem a cada pulso ou batimento [35].

Neste trabalho utilizamos dois LEDs, um vermelho (R, *red*) e outro infravermelho (IR, *infrared*) numa das extremidades, e o fotodíodo na outra extremidade, como representado na Figura 2.11. De acordo com a intensidade de luz que é obtida no fotodíodo, obtém-se o nível de oxigénio disponível no sangue.

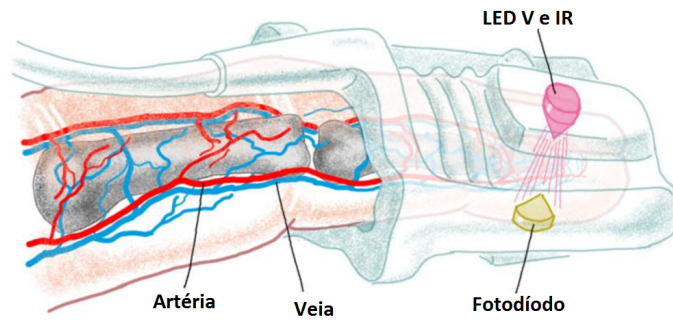


Figura 2.11: Esquema de um oxímetro de pulso transmissivo no dedo [37]

### 2.2.3 Nível de saturação

De acordo com a lei de Beer-Lambert, para soluções com mais de uma componente, a expressão da absorvância é dada por:

$$A_t = \varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda)c_{\text{HbO}_2}d_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda)c_{\text{Hb}}d_{\text{Hb}}, \quad (2.4)$$

em que,  $\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda)$  é o coeficiente de hemoglobina oxigenada,  $\varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda)$  coeficiente de hemoglobina desoxigenada,  $d_{\text{HbO}_2}$  é a distância percorrida no meio com hemoglobina oxigenada,  $d_{\text{Hb}}$  é a distância percorrida no meio com hemoglobina desoxigenada, e por fim  $c_{\text{Hb}}$  e  $c_{\text{HbO}_2}$  que correspondem à concentração de hemoglobina desoxigenada e oxigenada, respectivamente.

As concentrações de hemoglobina em função da saturação do oxigênio ( $\text{SpO}_2$ ) são expressas por:

$$\begin{cases} c_{\text{HbO}_2} = \text{SpO}_2(c_{\text{HbO}_2} + c_{\text{Hb}}) \\ c_{\text{Hb}} = (1 - \text{SpO}_2)(c_{\text{HbO}_2} + c_{\text{Hb}}) \end{cases} \quad (2.5)$$

Assumindo que a distância ( $d$ ) percorrida pelas duas componentes será a mesma, de (2.4) e (2.5), obtém-se a seguinte relação:

$$A_t = [\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda)\text{SpO}_2 + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda)(1 - \text{SpO}_2)](c_{\text{Hb}} + c_{\text{HbO}_2})d \quad (2.6)$$

### 2.2.4 Pulsação

A luz ao atravessar o corpo é absorvida por diversos tipos de tecidos, tais como ossos, músculos, sangue venenoso ou arterial. Como tal, o nível total de absorção

não é constante, principalmente devido à pulsação. Durante a sístole ocorre um aumento da absorção de luz dada a maior quantidade de substâncias absorventes presente. Isto provoca um aumento do caminho ótico ( $d$ ), fazendo com que aumente a absorção da luz, e a conseqüente diminuição na transmissão e na luz detetada pelo fotodíodo [36]. Durante a diástole ocorre o inverso, como se pode verificar na Figura 2.12.

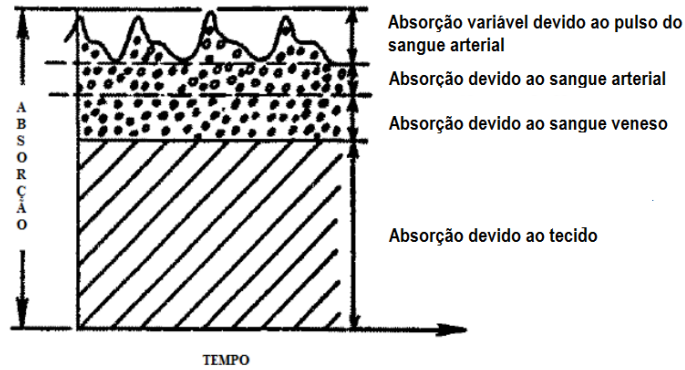


Figura 2.12: Quantidade de luz absorvida num tecido celular em função do tempo

A transmissão máxima da luz ocorre durante a diástole, altura em que a distância ótica é mínima,  $d_{\min}$ . De acordo com a lei de Beer-Lambert (2.1), a equação que a descreve é dada por:

$$I_{\max} = I_0 \exp[-\varepsilon_{DC}(\lambda)c_{DC}d_{DC}] \exp[-(\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda)c_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda)c_{\text{Hb}})d_{\min}], \quad (2.7)$$

e, a transmissão mínima de luz é por:

$$I_{\min} = I_0 \exp[-\varepsilon_{DC}(\lambda)c_{DC}d_{DC}] \exp[-(\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda)c_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda)c_{\text{Hb}})d_{\max}]. \quad (2.8)$$

Durante o ciclo cardíaco, a distância ótica varia de  $\Delta d = d_{\max} - d_{\min}$ , e por isso a intensidade pode ser escrita, em função de  $I_{\max}$ , da seguinte forma:

$$I = I_{\max} \exp[-(\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda)c_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda)c_{\text{Hb}})\Delta d] \quad (2.9)$$

Na Figura 2.10 é possível verificar a variação da intensidade da luz em função da distância percorrida pela luz. Esta variação ocorre devido a alteração de volume do sangue.

### 2.2.5 Cálculo de $SpO_2$

A leitura efetuada com o oxímetro de pulso define-se por  $SpO_2$  e, trata-se de uma estimativa da saturação de oxigénio presente no sangue arterial,  $SaO_2$ . A estimativa reside na omissão de outros fenómenos que não a transmissão da luz [36]. Para o cálculo recorreremos ao princípio da lei de Beer-Lambert como enunciado anteriormente. A intensidade de luz medida nos diferentes comprimentos de onda são normalizados antes de serem comparados, uma vez que os LEDs emitem luz com diferentes intensidades. A normalização é feita dividindo o valor medido pelo valor máximo, equação (2.10), e obtém-se o sinal com a mesma intensidade durante a diástole para os dois comprimentos de onda, Figura 2.13. A sensibilidade do fotodíodo varia nos dois comprimentos de onda, de paciente para paciente e também no local da medição.

$$I_n = \frac{I}{I_{\max}} = \exp[-(\varepsilon_{HbO_2}(\lambda)c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda)c_{Hb}) \Delta d] \quad (2.10)$$

Os sinais normalizados dos LEDs vermelho e infravermelho são independentes do nível da luz incidente e da não-linearidade do fotodíodo, como se pode verificar na Figura 2.13. A componente da corrente alternada (AC) dos sinais normalizados representam apenas as alterações da luz transmitida causada pela pulsação do sangue nas artérias e podem ser comparadas entre elas. Estas, apenas dependem do sangue arterial (Hb e  $HbO_2$ ) e do comprimento ótico que varia de acordo com a alteração do volume nas artérias.

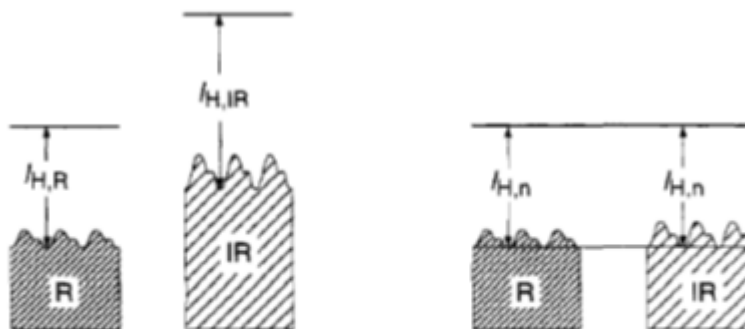


Figura 2.13: Intensidade de luz obtida pelos LEDs de comprimento de onda vermelha (R) e infravermelho (IR) antes (à esquerda) e depois (à direita) da normalização dos sinais[36]

O cálculo da absorvância da luz vem da aplicação do logaritmo natural à luz transmitida normalizada, nos LEDs vermelho (R) e infravermelho (IR):

$$\begin{cases} A_{t,R} = \ln(I_{\min,R}/I_{\max,R}) \\ A_{t,IR} = \ln(I_{\min,IR}/I_{\max,IR}) \end{cases} \quad (2.11)$$

A razão das absorvâncias ( $\gamma$ ) que tem como objetivo eliminar a dependência da distância ótica, é dado por:

$$\gamma = \frac{A_{t,R}}{A_{t,IR}} = \frac{\ln\left(\frac{I_{\min,R}}{I_{\max,R}}\right)}{\ln\left(\frac{I_{\min,IR}}{I_{\max,IR}}\right)} \quad (2.12)$$

Utilizando (2.4), a equação (2.12) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\gamma = \frac{A_{t,R}}{A_{t,IR}} = \frac{(\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_R)c_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_R)c_{\text{Hb}}) \Delta d_R}{(\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{IR})c_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{IR})c_{\text{Hb}}) \Delta d_{IR}} \quad (2.13)$$

Assumindo que as distâncias óticas são iguais para os dois LEDs (vermelho e infravermelho), e que apenas o diâmetro das artérias varia durante a sístole, substituindo em (2.6):

$$\gamma = \frac{\varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_R) + (\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_R) - \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_R)) \text{SpO}_2}{\varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{IR}) + (\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{IR}) - \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{IR})) \text{SpO}_2} \quad (2.14)$$

Resolvendo a equação em ordem a  $\text{SpO}_2$ , i.e. a quantidade de oxigênio saturado no sangue em valores percentuais, têm-se:

$$\text{SpO}_2 = \frac{\varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_V) - \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_V)}{\varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_V) - \varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_V) + (\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{IV}) - \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{IV})) \gamma} \times 100 \quad (2.15)$$

Através desta equação é possível determinar o valor de  $\text{SpO}_2$ , conhecidos os valores de  $\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{IR})$ ,  $\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_R)$ ,  $\varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{IR})$ ,  $\varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_R)$  e, o valor de  $\gamma$  calculado.

Este seria o modelo teórico para determinar o nível de saturação no sangue, obtido através da medição dos níveis de absorção da luz vermelha e infravermelha, calculando a razão  $\gamma$  e substituindo na equação (2.15), onde os valores do coeficiente de extinção  $\varepsilon$  são conhecidos para os dois comprimentos de onda. No entanto, para a calibração dos instrumentos recorre-se a uma curva empírica, que relaciona a razão  $\gamma$  com o nível de oxigenação, Figura 2.14.

A curva empírica [32] para o cálculo da percentagem de  $\text{SpO}_2$  é dada por:

$$S = a - b\gamma, \quad (2.16)$$

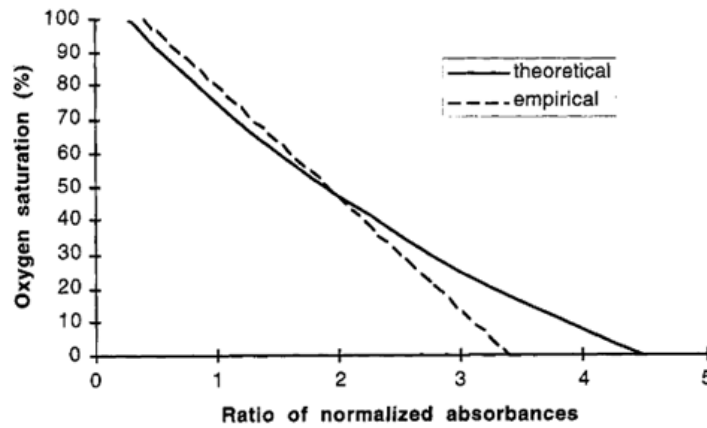


Figura 2.14: Curvas da saturação de oxigênio, teórica e empírica, em função da razão  $\gamma$  normalizada

onde  $a$  e  $b$  são parâmetros calculados quando o aparelho é calibrado. Para que possam ser determinados é necessário ter conhecimentos de medições anteriormente efetuadas com métodos teste, por exemplo com um oxímetro já calibrado.

### 2.2.6 Implementação do algoritmo para o cálculo da taxa de $SpO_2$

Para a taxa de oxigenação, o primeiro passo é calcular a razão  $\gamma$ , e posteriormente o nível de saturação através da curva empírica de calibração  $SpO_2 \times \gamma$ . O método utilizado designa-se por “Peak and Valley” [36]. Este método consiste em obter os valores da intensidade de luz transmitida máximo e mínimo, equações (2.7) e (2.8) respectivamente, para cada comprimento de onda.

Calculando a razão entre as intensidades, têm-se:

$$\frac{I_{\min}}{I_{\max}} = \exp[-\alpha_A(\lambda)\Delta d] \quad (2.17)$$

Através da equação anterior, eliminamos qualquer dependência que este tenha com a luz incidente  $I_0$ , bem como a influência do nível da absorção constante da luz, que representa um nível DC à saída do fotodíodo. Entretanto, é necessário eliminar a dependência da distância ótica. Aplicando o logaritmo natural na equação anterior:

$$\ln\left(\frac{I_{\min}}{I_{\max}}\right) = \ln(\exp[-\alpha_A(\lambda)\Delta d]) = -\alpha_A(\lambda)\Delta d \quad (2.18)$$

Obtendo os valores de  $I_{\min}$  e  $I_{\max}$  para os dois comprimentos de onda em estudo,

vermelho e infravermelho, calcula-se a razão entre as medidas e assim eliminamos a dependência de  $\Delta d$ . Relacionando as intensidades das luzes de ambos os comprimentos de onda, obtém-se a seguinte relação:

$$\frac{\ln\left(\frac{I_{\min,R}}{I_{\max,R}}\right)}{\ln\left(\frac{I_{\min,IR}}{I_{\max,IR}}\right)} = \frac{\alpha_A(\lambda_R)\Delta d}{\alpha_A(\lambda_{IR})\Delta d} = \frac{\alpha_A(\lambda_R)}{\alpha_A(\lambda_{IR})} = \gamma \quad (2.19)$$

Este valor, razão  $\gamma$  é utilizado para o cálculo do SpO<sub>2</sub> através da curva de calibração empírica vista na Figura 2.14. A Figura 2.15, representa os valores, mínimo e máximo, da intensidade de luz nos comprimentos de onda vermelha ( $I_{\min,R}$  e  $I_{\max,R}$ ) e infravermelha ( $I_{\min,IR}$  e  $I_{\max,IR}$ ) que servem para o cálculo da razão  $\gamma$ . O algoritmo implementado no PSoC<sup>®</sup> deve então identificar os pontos máximos e mínimos por forma a poder processá-los.

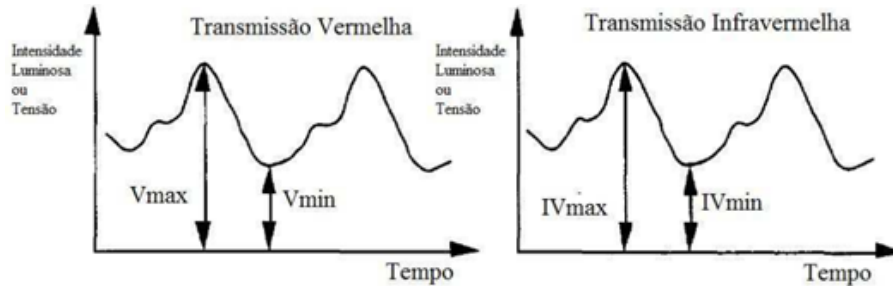


Figura 2.15: Intensidade de luz ou tensão registada por um oxímetro por transmissão com comprimentos de onda vermelha (à esquerda) e infravermelha (à direita)[36]

## 2.3 Circuitos analógicos e digitais programáveis

Os sistemas de microcontroladores têm-se tornado mais comuns, sobretudo devido ao baixo custo de produção, aliado ao elevado número de transístores integrados numa única pastilha de silício, permitindo que um maior número de funcionalidades estejam integradas num único dispositivo. Deste modo, foram desenvolvidos sistemas mistos, i.e. possuem recursos digitais e analógicos num único componente.

### 2.3.1 Fabricantes de circuitos analógicos e digitais programáveis

Esta secção tem como objetivo fazer uma breve descrição dos principais fabricantes de circuitos analógicos e digitais programáveis

### 2.3.1.1 Anadigm

A Anadigm [1] é uma empresa dedicada à comercialização de soluções de base em *Field-Programmable Analog Arrays* (FPAA). Possui uma vasta gama de produtos que incluem FPAA genéricas, bem como soluções mais específicas, como o *Rangemaster*, para leitores de RFID e o *AnadigmFilter*, para o desenvolvimento de filtros analógicos.

No caso da FPAA, AN221E04, a Figura 2.16 apresenta uma estrutura interna do modelo AN221E04. É composta por um dispositivo com quatro *Configurable Analog Blocks* (CABs) dispostas numa matrix  $2 \times 2$ . Este dispositivo pode ser configurado dinamicamente, sem a necessidade de efetuar qualquer tipo de interrupção na utilização do mesmo. A configuração da CAB é guardada na memória *Static Random Access Memory* (SRAM) [1].

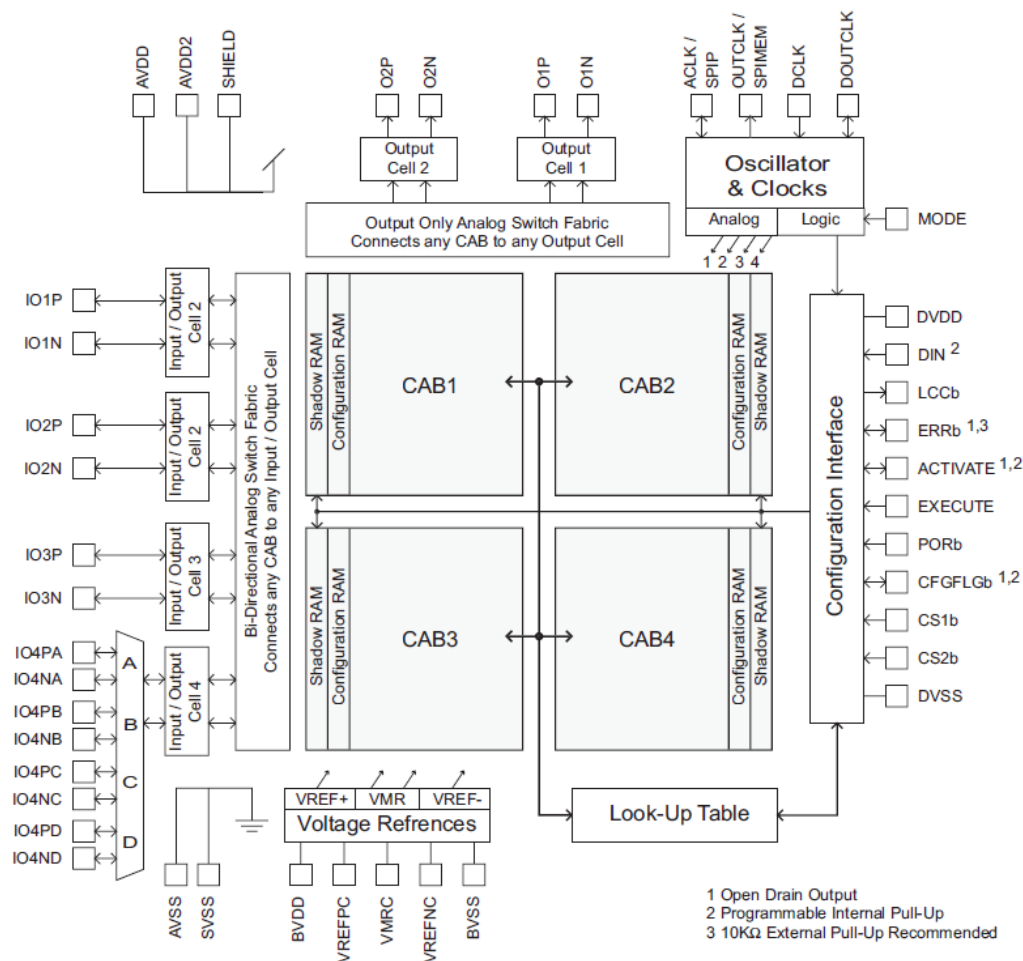


Figura 2.16: Estrutura interna de uma FPAA

### 2.3.1.2 Lattice Semiconductor

A *Lattice Semiconductor* desenvolveu o *in-System Programmable Analog Integrated Circuits* (ispPAC) que consiste numa família de FPAA's em que cada dispositivo desempenha uma tarefa específica. Atualmente a *Lattice* disponibiliza vários modelos de FPAA's da família ispPAC. Como por exemplo, a ispPAC10, para circuitos de acondicionamento de sinais, a ispPAC20, para circuitos de monitorização e sistemas realimentados ou o ispPAC30 com a finalidade de elaborar circuitos analógicos versáteis.

A FPAA ispPAC10, Figura 2.17, contém 8 amplificadores de instrumentação com ganho programável, 4 matrizes de condensadores com 128 valores e 4 saídas de amplificadores diferenciais. Possui 4 CABs com ganhos programáveis de 0dB a 80dB e ainda filtros do tipo passa baixo com frequências de corte entre 10KHz a 100KHz. É possível ainda somar e subtrair sinais analógicos [21] e traz uma porta série de programação JTAG [21].

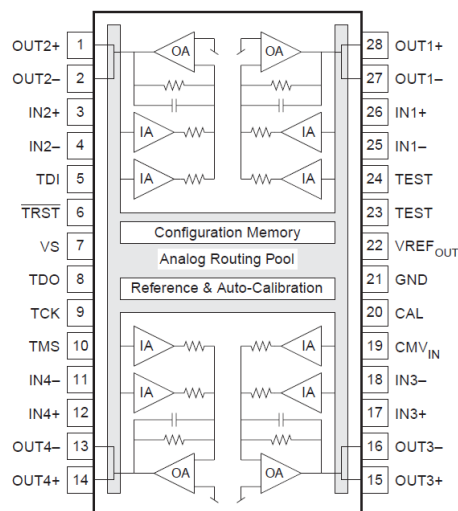


Figura 2.17: Estrutura interna do ispPAC10

A FPAA ispPAC20, Figura 2.18, é constituída por 4 amplificadores de instrumentação com ganho regulável, 2 matrizes de condensadores com 128 valores, 2 saídas de amplificadores diferenciais, 2 comparadores e 1 conversor A/D de 8 bits. Possui apenas 2 CABs com ganho programável entre 0dB a 40dB. Tal como o ispPAC10, ispPAC20 permite a soma e a subtração de sinais analógicos [22]. Esta FPAA traz uma porta série de programação JTAG e uma interface SPI para atualizações dinâmicas do conversor A/D.

Em relação a FPAA ispPAC30, Figura 2.19, é composta por 4 amplificadores de

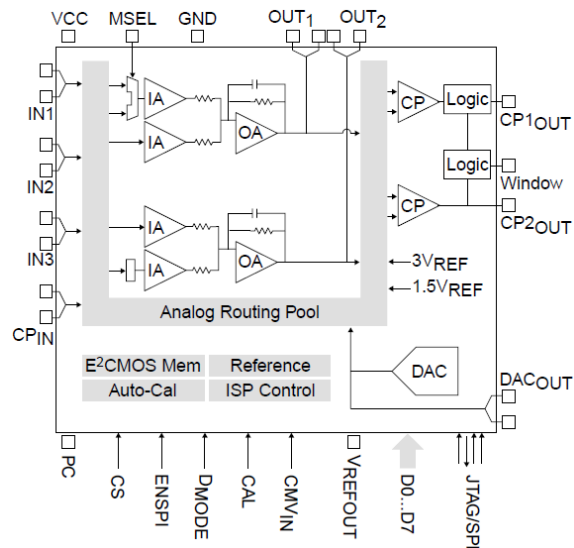


Figura 2.18: Estrutura interna do ispPAC20

instrumentação com ganho regulável, 2 conversores A/D multiplicadores e 2 saídas de amplificadores diferenciais. É possível a sua reprogramação através da memória *Electrically Erasable Programmable Read-Only* (EEPROM) e reconfiguração através da memória SRAM.

### 2.3.2 Programmable System-on-Chip (PSoC<sup>®</sup>)

O *Programmable System on Chip* (PSoC<sup>®</sup>) consiste numa geração de microcontroladores desenvolvidos pela Cypress Microsystems<sup>™</sup>. Define-se como uma nova forma de desenvolvimento e implementação de circuitos eletrônicos de processamento de sinal de pequena dimensão e elevada versatilidade. O PSoC<sup>®</sup> contém dispositivos analógicos e digitais independentes de configuração programável incorporados num único circuito integrado, juntamente com um microprocessador e os seus periféricos limitados (protocolos de comunicação, conversores A/D e conversores D/A, AMPOPs), ver Figura 2.20. Este tipo de arquitetura permite ao utilizador final obter um sistema personalizado que vá de encontro às suas necessidades.

### 2.3.3 Tecnologia PSoC<sup>®</sup>

No PSoC<sup>®</sup> todos os blocos e pinos disponíveis estão desativados inicialmente e têm de ser configurados através do ambiente de programação. O utilizador define quais os blocos e pinos de entrada e saída (GPIO) que irão ser utilizados no

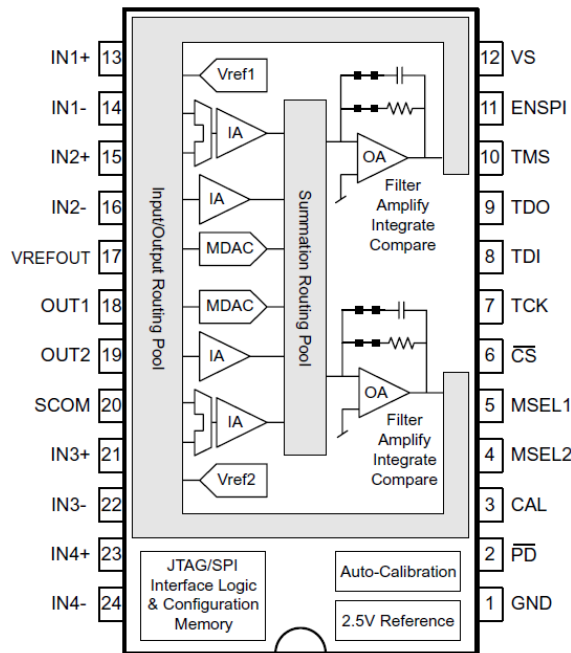


Figura 2.19: Estrutura interna do ispPAC30

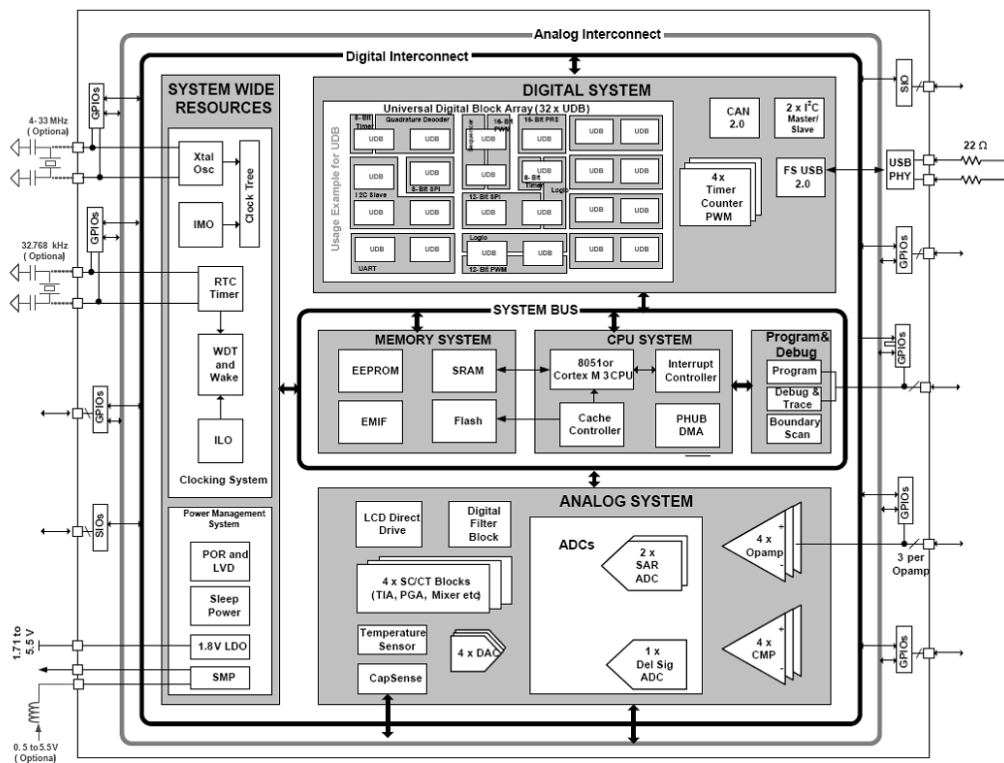


Figura 2.20: Diagrama de blocos sobre a arquitetura geral da família de microcontroladores PSoC<sup>®</sup>. (Imagem retirada do manual técnico da Cypress Microsystems<sup>™</sup>)

projeto. Este tipo de configuração pode ser vista como uma desvantagem, pelo facto de exigir um conhecimento mais profundo ao programador do dispositivo em si. Contudo, é necessário que exista um critério de seleção nos recursos a serem utilizados no projeto, por forma a otimizá-lo. Além disso, o PSoC<sup>®</sup> irá ter um menor consumo de energia por apenas serem utilizados recursos selecionados para esse projeto.

O desenvolvimento do PSoC<sup>®</sup> permite flexibilidade de configuração. Os GPIOs e os blocos funcionam de forma independente, ou seja, é possível utilizar qualquer GPIO para aceder a qualquer bloco. Por isso, é fácil migrar de um dispositivo mais simples para um mais complexo, redireccionando apenas os GPIOs para os respetivos locais.

Existem quatro categorias de PSoC<sup>®</sup> desenvolvidos pela Cypress. A Tabela 2.1 descrevem as principais características desde PSoC<sup>®</sup> 1, 3, 4 e 5.

#### 2.3.4 Vantagens de usar o PSoC<sup>®</sup>

O PSoC<sup>®</sup> trata-se de um dispositivo que permite a utilização de blocos analógicos e digitais num único *chip*. Os blocos funcionam de forma independente, sendo possível utilizar apenas blocos analógicos ou digitais, ou mesmo usar os dois tipos em simultâneo.

Uma das vantagens de usar este tipo dispositivo está relacionado pelo facto de estes componentes analógicos e digitais estarem inseridos num único *chip*, ou seja, o espaço físico ocupado pelos componentes num determinado projeto será muito menor, diminuindo os custos e aumentando a complexidade dos circuitos inerentes ao projeto. Como estes componentes estão integrados num único *chip*, evitam-se interferências bem como efeitos parasitas que poderão estar associados a ligações externas ao circuito.

A presença de conversor analógico-digital (ADC) e conversor digital-analógico (DAC) no PSoC<sup>®</sup> permite tratar os sinais de forma analógica ou digital, com a finalidade de no final convertê-los no formato desejado.

Como se pode verificar, as vantagens inerentes a este dispositivo vão desde a diminuição do tamanho dos circuitos, como consequência obtém-se um menor custo de fabricação, a maior fiabilidade do sistema, diminuição de interferências e uma maior velocidade de operação e transferência de dados. Neste projeto explora-se ainda outra vantagem que é a reconfiguração dos circuitos para diversas funcionalidades.

Tabela 2.1: Principais características do PSoC<sup>®</sup>1, 3, 4 e 5

PSoC <sup>®</sup> 1	PSoC <sup>®</sup> 3	PSoC <sup>®</sup> 4	PSoC <sup>®</sup> 5
8-bit M8C core até 24 MHz	8-bit 8051 core ( <i>single-cycle</i> ) até 67 MHz	32-bit ARM Cortex-M0 até 48 MHz	32-bit ARM Cortex-M3 até 67 MHz
Flash: 4 KB a 32 KB SRAM: 256 bytes a 2 KB	Flash: 8 KB a 64 KB SRAM: 3 KB a 8 KB	Flash: 16 KB to 32 KB SRAM: 2 KB to 4 KB	Flash: 32 KB to 256 KB SRAM: 8 KB to 64 KB
I <sup>2</sup> C, SPI, UART, FS USB 2.0	I <sup>2</sup> C, SPI, UART, LIN, FS USB 2.0, I <sup>2</sup> S, CAN	I <sup>2</sup> C, SPI, UART	I <sup>2</sup> C, SPI, UART, LIN, FS USB 2.0, I <sup>2</sup> S
1 Delta-Sigma ADC (6 to 14-bit) 131 ksps @ 8-bit 2 DACs (6 a 8-bit)	1 Delta-Sigma ADC (8 to 20-bit) 192 ksps @ 12-bit 4 DACs (8-bit) 4 AMPOPs 4 PGA	1 SAR ADC (12-bit) 1 Msps @ 12-bit 2 DACs (7 ou 8-bit) 4 AMPOPs	1 Delta-Sigma ADC (8 a 20-bit) 192 ksps @12-bit 2 SAR ADCs (12-bit) 1 Msps @ 12-bit 4 DACs (8-bit) 4 AMPOPs 4 PGA
Até 64 GPIO	Até 72 GPIO	Até 36 GPIO	Até 72 GPIO
Funcionamento: 1.7 V a 5.25 V Ativo: 2 mA Inativo: 3 uA	Funcionamento: 0.5 V a 5.5 V Ativo: 1.2 mA Inativo: 1 uA	Funcionamento: 1.71 V a 5.5 V Ativo: 1.6 mA Inativo: 1.3 uA	Funcionamento: 2.7 V a 5.5 V Ativo: 2 mA Inativo: 2 uA
TQFP-44 PU: 3.84€	TQFP-100 PU: 3.94 a 12.68€	TQFP-100 PU: 1.63 a 1.82€	TQFP-100 PU: 2.66 a 19.23€

\* PU: Preço unitário

### 2.3.5 Desenvolver um projeto no PSoC®

O PSoC® utilizado neste trabalho é do tipo PSoC®3 e, como tal, estes *chips* são programados através do protocolo *Serial Wire Debug* (SWD) ou *Joint Test Action Group* (JTAG). Estes protocolos permitem, através de um programador externo (Minipro3) e de *software* adequado programar ou reprogramar o microcontrolador quando este já se encontra instalado num circuito específico, *Printed Circuit Board* (PCB). O programador comunica com o dispositivo, fornecendo-lhe os comandos necessários ao procedimento de programação e envia o ficheiro hexadecimal para o PSoC® que se irá programar.

O *software* que permite programar o PSoC® com recurso ao Minipro3 designa-se por *PSoC Programmer* e encontra-se acessível no sítio da Cypress bem como o manual do utilizador [34].

A Cypress criou um ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) que permite ao utilizador configurar o seu dispositivo PSoC® de uma forma prática e simples com a vantagem de se poupar tempo e trabalho. Esta ferramenta tem o nome de *PSoC Designer*, trata-se de uma interface de programação visual onde todos os projetos com PSoC® são criados, editados e construídos. Para o desenvolvimento dos circuitos, recorreu-se a um nível mais alto no PSoC® onde o utilizador apenas pode definir a arquitetura alta do dispositivo a fim de cumprir os objetivos desejados. Neste nível, à medida que o utilizador adiciona blocos e funções predefinidas ao seu projeto, o *PSoC Creator* escreve o *firmware* de forma automática. Certamente ao criar um projeto ao nível do sistema perde-se a capacidade de alterar algumas propriedades, o controlo sobre o projeto diminui, e alguns recursos tornam-se inacessíveis. Este projeto de desenvolvimento foi realizado recorrendo a este *software*.

O *PSoC Creator* possui um ambiente de desenvolvimento que permite ao utilizador ver a disposição interna dos blocos analógicos e digitais selecionados, bem como controlar e definir as ligações entre os diferentes blocos do PSoC®. O utilizador tem apenas de selecionar o bloco com a função desejada, proceder às respetivas ligações entre blocos ou GPIOs e especificar determinadas funções que irão desempenhar, por outras palavras, o utilizador tem de definir a estrutura interna do PSoC® de acordo com o projeto a realizar. O *software* configura automaticamente os registos associados a cada bloco, ligação ou GPIO, de acordo com as ligações efetuadas pelo utilizador, ao mesmo tempo que este vai especificando as partes do PSoC® para a sua aplicação. A versão utilizada neste projeto foi o *PSoC Creator 3.2*. O ambiente de desenvolvimento é descrito ao pormenor em [12], e



Figura 2.21: Ambiente de desenvolvimento do PSoC<sup>®</sup> Creator.

representado na Figura 2.21.

Depois de concluídas as especificações dos blocos, ligações, das suas propriedades e da escrita do *Firmware* necessário para o bom funcionamento dos sistemas (digitais e analógicos), o PSoC Creator cria um ficheiro hexadecimal que contém toda a informação do projeto desenvolvido pelo utilizador assim como código essencial para a correta operação com o PSoC<sup>®</sup>. Este ficheiro hexadecimal irá posteriormente programar o dispositivo PSoC<sup>®</sup> do modo já descrito anteriormente.

### 2.3.6 Os chips escolhidos

Para desenvolver os sensores propostos com a tecnologia PSoC<sup>®</sup>, foi necessário escolher uma plataforma de desenvolvimento. No processo de escolha, a decisão recaiu sobre o PSoC<sup>®</sup> por diversas razões, nomeadamente tem uma vasta comunidade de utilizadores que facilitam a resolução de problemas, uma boa relação custo desempenho e os blocos analógicos e digitais estão integrados num único *chip*. De recordar, que o objetivo deste projeto é criar um equipamento que seja leve e compacto com o propósito de adquirir, processar e enviar sinais mioelétricos para efeitos de monitorização de pacientes. A plataforma escolhida foi o *kit* de desenvolvimento CY8CKIT-001 [34] que é destinado a desenvolvimento e teste de projetos nos PSoC<sup>®</sup> 1, 3 e 5.

Tendo em conta a relação custo/recursos disponíveis, como se verifica na Tabela 2.1, começou-se por desenvolver o sensor de EMG utilizando o PSoC<sup>®</sup>3. Para a implementação deste sensor foi necessário recorrer a quatro AMPOP's e a três PGA para implementação dos blocos detalhados na Secção 3.2. Como consequência desta utilização de AMPOPs e PGAs, PGAs, foi impossível implementar os sensores para EMG e de oximetria num único PSoC<sup>®</sup>. Dada as limitações quanto ao número de AMPOPs disponíveis no PSoC<sup>®</sup>, desenvolvemos os sensores em dois PSoC<sup>®</sup>3 de forma independente e sem perda de resolução.

Mais tarde, e com alguma pesquisa adicional, chegámos à conclusão que se poderia utilizar o PSoC<sup>®</sup> de uma forma mais eficiente e versátil. Utilizar um PSoC<sup>®</sup> para fazer de *bootloader* e outro PSoC<sup>®</sup> como *bootloadable*, com a finalidade de alojar os sensores desenvolvidos, sensor de EMG e de oximetria.

Com esta solução, encontrámos um outro problema. O PSoC<sup>®</sup>3 tem limitações quanto à memória *flash* e por isso não é possível utilizar como *bootloader*. Perante este cenário, existiu a necessidade de utilizar um PSoC<sup>®</sup> que tivesse mais memória *flash* para alojar, os ficheiros dos sensores propostos neste projeto, para que o *bootloader* funcionasse corretamente. Assim sendo, optou-se pelo PSoC<sup>®</sup>5 por ter as características necessárias para poder alojar os ficheiros necessários(ver Secção 3.6) para o correto funcionamento dos sensores implementados, mas também para que fosse possível num futuro próximo ser utilizado para desenvolver mais sensores com esta tecnologia sem haver a necessidade de alterar o "*hardware base*".

Este é um ponto crítico do trabalho porque permite à partida manter o modelo de desenvolvimento e acrescentar no futuro mais funcionalidades no mesmo *hardware*.

# 3

## Desenvolvimento do sistema

O sistema desenvolvido para a aquisição de dados tem como objetivo ser compacto e flexível e , portátil, alimentado por bateria e que cause o mínimo de obstrução ao doente. Este capítulo apresenta os sistemas de acondicionamento de sinal implementados, para obter os sinais de EMG e as medidas de oxigénio no sangue. Realizaram-se dois sistemas, para a captação do sinal biomédico de EMG. Um apenas com componentes de eletrónica convencional, e outro com uma placa de desenvolvimento com recurso ao PSoC<sup>®</sup> onde é efetuado grande parte do acondicionamento dos sinais em estudo. A medida realizada no oxímetro foi implementada apenas no PSoC<sup>®</sup>. Após a implementação de ambos os sinais, estes foram comparados com equipamentos existentes no mercado de forma a avaliar o desempenho do PSoC<sup>®</sup> no acondicionamento destes sinais em estudo.

### 3.1 Acondicionamento de sinal do EMG

Os sinais biopotenciais obtidos pelos elétrodos são bastantes fracos (na ordem dos uV) e afetados por diversas fontes de ruídos que possuem elevada amplitude. Uma das técnicas mais comuns de acondicionamento dos sinais de EMG consiste em amplificar o sinal com um ganho elevado (na ordem da centenas) e filtrar as componentes que interferem com o sinal que se pretende obter. Só após esta fase estar concluída é que se obtém um sinal que permite, a especialistas médicos, garantir uma análise correta dos resultados obtidos.

Na maioria dos sistemas, o acondicionamento do sinal é todo realizado com componentes analógicos discretos, o que aumenta o volume dos circuitos de acondicionamento de sinal, e com isso diminui-se a portabilidade e torna-se difícil reconfigurar a funcionalidade sem alterações de *hardware*. Resultam as perdas energéticas, afetando a portabilidade e autonomia dos sistemas em questão. Para efetuar a remoção do ruído do sinal de EMG, utiliza-se uma topologia com dois filtros. Estes filtros são um filtro passa-alto, Secção 3.1.1.2, com frequência de corte de aproximadamente 10 Hz e um filtro passa-baixo, Secção 3.1.1.3, com uma frequência de corte de aproximadamente 340 Hz. No caso do sinal mioelétrico é necessário visualizar não só o sinal de EMG mas também a envolvente do mesmo. Isso é obtido através do uso de um retificador de onda completa, Secção 3.1.1.4.

### 3.1.1 Acondicionamento de sinal com eletrônica discreta

No primeiro circuito implementado para obter o sinal mioelétrico e a envolvente, foram utilizados apenas componentes discretos: resistências, condensadores, amplificadores operacionais, amplificador de instrumentação e díodos. O sinal é recolhido utilizando três elétrodos colocados no braço segundo a disposição da Figura 3.1, configuração bipolar. Como o potencial de ação possui uma trajetória no mesmo sentido das fibras musculares, os elétrodos são alinhados no mesmo sentido para uma melhor obtenção do sinal de EMG.



Figura 3.1: Disposição dos elétrodos secos para recolha de sinal de EMG segundo o SENIAM. O eléctrodo de referência está representado como o verde

Na Figura 3.2 verificam-se várias fases de amplificação e filtragem do sinal, desde

a recolha dos sinais biopotenciais dos elétrodos até as saídas analógicas. São obtidas duas saídas analógicas em que a primeira apresenta o sinal de EMG amplificado e filtrado, e a segunda saída a envolvente do mesmo. Os circuitos mencionados são combinados entre si segundo o diagrama da Figura 3.2 de forma a obter o circuito que se encontra descrito no Anexo A.

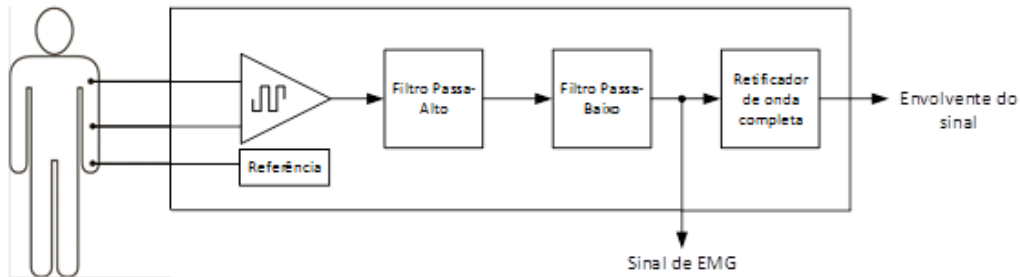


Figura 3.2: Diagrama de blocos dos sistemas de acondicionamento de sinal de EMG.

### 3.1.1.1 Amplificador de instrumentação

Na amplificação do EMG são utilizados amplificadores de instrumentação, uma vez que, para sinais de baixa amplitude, uma das características presentes é eliminar o ruído em modo comum. Por sua vez, o ganho ( $G$ ) é facilmente ajustável com uma elevada impedância de entrada.

O amplificador de instrumentação representado na Figura 3.3 apresenta-se com dois AMPOPs com o objectivo de amplificar o sinal de EMG. Está projetado com um ganho igual a 64. O amplificador dimensionado converte o sinal de EMG diferencial num único sinal de saída, com rejeição em modo comum alta, Figura 3.3. O ganho do amplificador é dado por:

$$G = 4 + \frac{60K}{R1} = 4 + \frac{60K}{1K} = 64 \quad (3.1)$$

A tensão à saída do amplificador de instrumentação vem expressa por:

$$V_{out} = (V_{sn^+} - V_{sn^-})G \quad (3.2)$$

### 3.1.1.2 Filtro Passa-Alto

O filtro passa-alto da Figura 3.4, é um filtro ativo de primeira ordem com um ganho aproximadamente igual a 3. Foi projetado para deixar apenas passar as

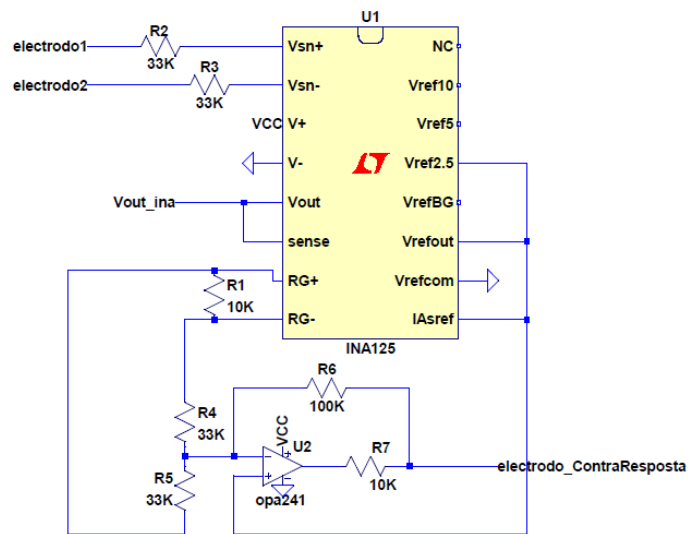


Figura 3.3: Amplificador de instrumentação

frequências superiores a 10 Hz. Este filtro tem como objetivo eliminar a componente DC do sinal.

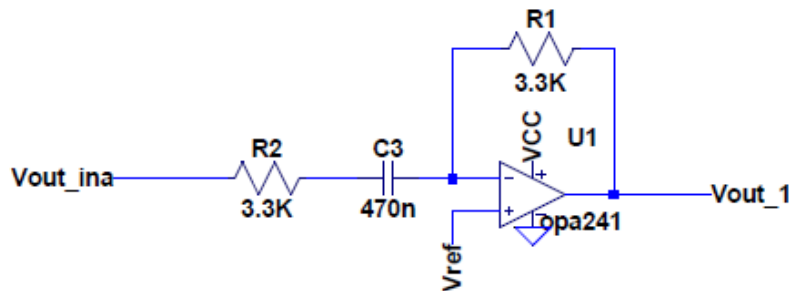


Figura 3.4: Filtro passa-alto

$$F_c = \frac{1}{2\pi * 33K * 470n} = 10.3\text{Hz} \quad (3.3)$$

### 3.1.1.3 Filtro Passa-Baixo

O filtro passa-baixo, representado na Figura 3.5, é um filtro ativo de primeira ordem com ganho igual a 10 e uma frequência de corte de 339 Hz, i.e. frequências inferiores a 339 Hz.

$$F_c = \frac{1}{2\pi * 4.7K * 100n} = 339\text{Hz} \quad (3.4)$$

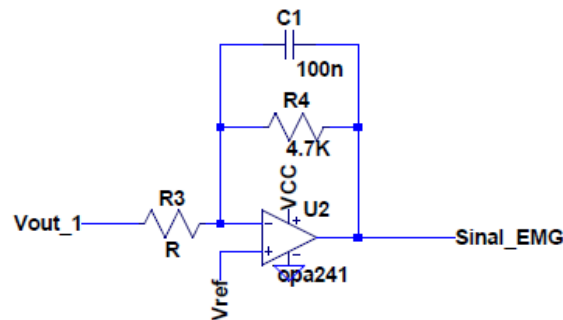


Figura 3.5: Filtro passa-baixo

#### 3.1.1.4 Retificador de onda completa

O retificador de onda completa é um circuito constituído por um retificador de meia onda onde mantém a parte negativa do sinal, posteriormente, é adicionando ao sinal o dobro da amplitude do sinal original que estava na entrada do amplificador. O resultado é apenas um sinal com polaridade positiva, Figura 3.6.

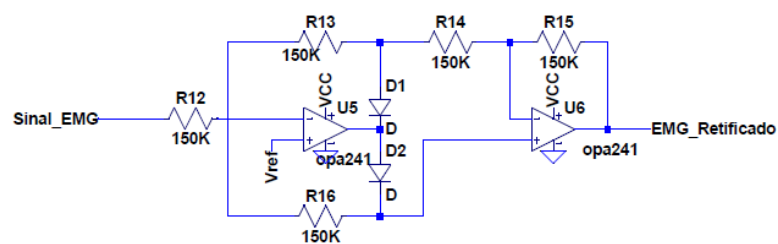


Figura 3.6: Retificador de onda completa

## 3.2 Sistema EMG realizado no PSoC®

Este segundo sistema realizado para a aquisição de sinais biopotenciais, efetua o acondicionamento do sinal mioelétrico e a envolvente do sinal. Foi realizado utilizando o *kit* de desenvolvimento PSoC CY8CKIT-001 com o uso do PSoC®3. Os recursos utilizados no *kit* de desenvolvimento foram os AMPOPs e amplificadores de ganho programáveis. As resistências, condensadores e díodos que foram utilizados na criação deste sistema são componentes externos. O diagrama da Figura 3.7 descreve os recursos utilizados para a criação do sistema.

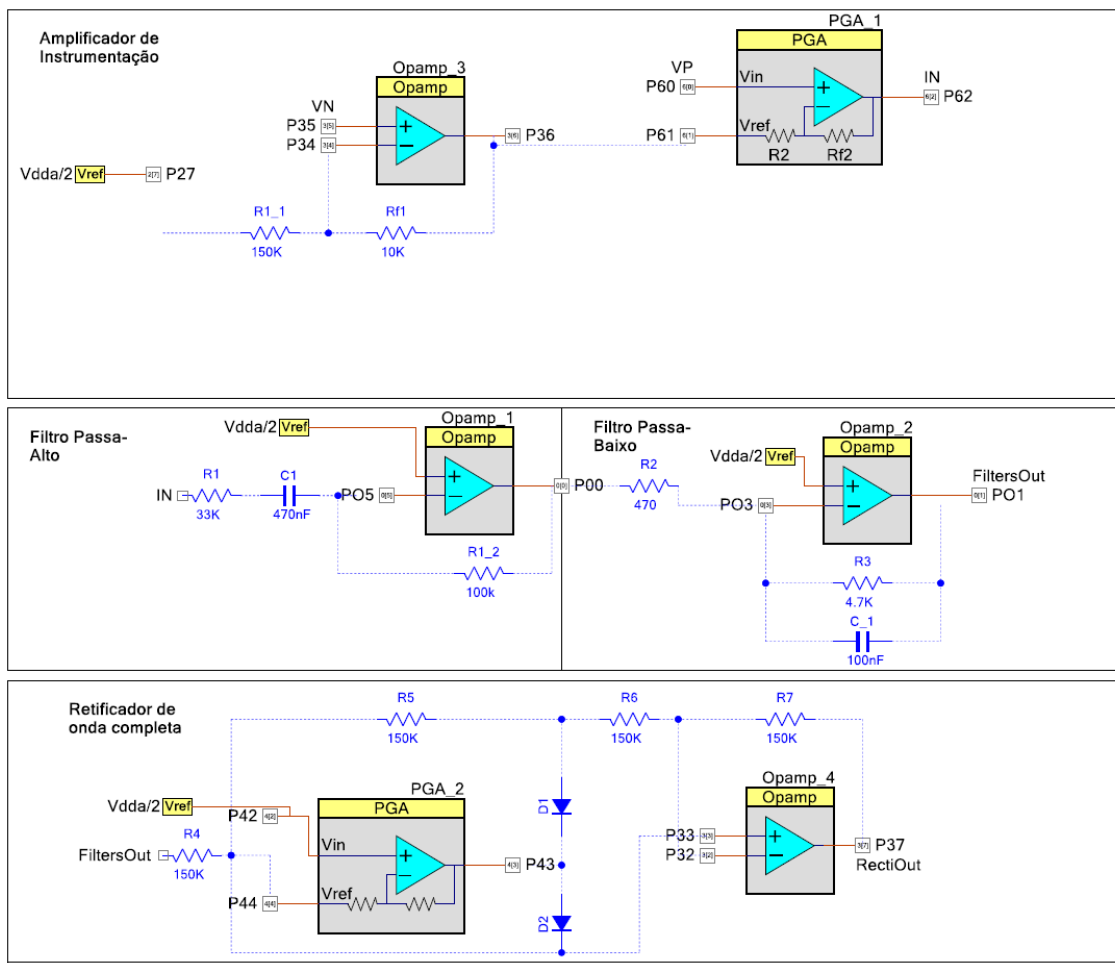
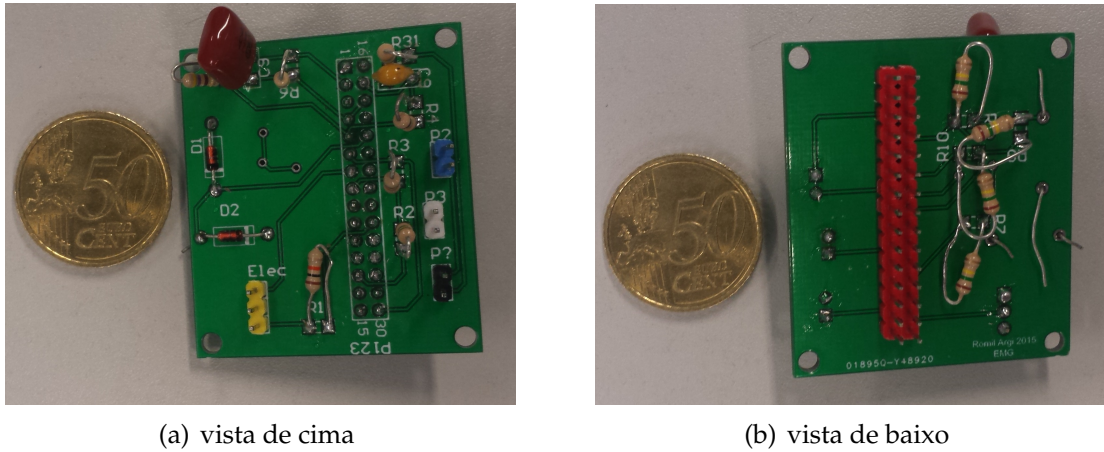


Figura 3.7: Sistema de EMG implementado no PSoC<sup>®</sup> 3

Foram utilizados componentes discretos pelo facto do PSoC<sup>®</sup> não permitir o uso destes componentes internos. Outra das razões, a mais importante está relacionado com a vantagem de usar componentes discretos externos, assim sendo, obtem-se um maior controlo e precisão na amplificação e filtragem do sinal em estudo. O circuito implementado e descrito na Figura 3.7 utiliza todos os AM-POPs disponibilizados pelo PSoC<sup>®</sup>, impedindo assim que este componente seja utilizado para o uso de outro tipo de circuito. As configurações utilizadas nos filtros e o amplificador de instrumentação foram pensadas de forma a se obter a melhor qualidade do sinal. O protótipo da placa de EMG encontra-se na Figura 3.8. O sistema completo implementado no PSoC<sup>®</sup> 3 encontra-se no Anexo B.

Como se pode verificar na Figura 3.7, para se ler o sinal diferencial proveniente dos eléctrodos (VN e VP), primeiro é necessário configurar os GPIOs disponíveis. Neste trabalho foram configurados com uma impedância analógica elevada. De



(a) vista de cima

(b) vista de baixo

Figura 3.8: Protótipo da placa de EMG

seguida, os sinais provenientes dos elétrodos são encaminhados para o amplificador de instrumentação diferencial elaborado com dois AMPOPs [33], e tem-se a diferença de potencial entre os elétrodos VP e VN.

$$V_{out} = VP \times \left(1 + \frac{Rf2}{R2}\right) - VN \times \left(1 + \frac{Rf1}{R1}\right) \left(\frac{Rf2}{R2}\right) + V_{ref} \quad (3.5)$$

Quando a relação das resistências é dada pela equação (3.6), de (3.5) obtém-se (3.7):

$$\frac{Rf1}{R1} = \frac{R2}{Rf2} \quad (3.6)$$

$$V_{out} = (VP - VN) \times \left(1 + \frac{Rf2}{R2}\right) + V_{ref} \quad (3.7)$$

Este amplificador está configurado com um ganho igual a 16:

$$G = \left(1 + \frac{Rf2}{R2}\right) = \left(1 + \frac{600K}{40K}\right) = 16 \quad (3.8)$$

Em relação aos filtros passa-alto e passa-baixo implementados, são ambos filtros de primeira ordem. Os filtros têm condensadores e resistências como componentes externos e os AMPOPs são blocos digitais implementados no PSoC®. O retificador de onda completa como já foi explicado na Secção 3.1.1.4, necessita de resistências e díodos externos e os AMPOPs, tal como na implementação dos

filtros, são blocos digitais. De salientar, que os amplificadores de ganho programáveis (PGA) foram configurados de forma a poderem ser utilizados como AMPOPs dado a restrição do PSoC<sup>®</sup> que apenas possibilita a utilização de quatro AMPOPs.

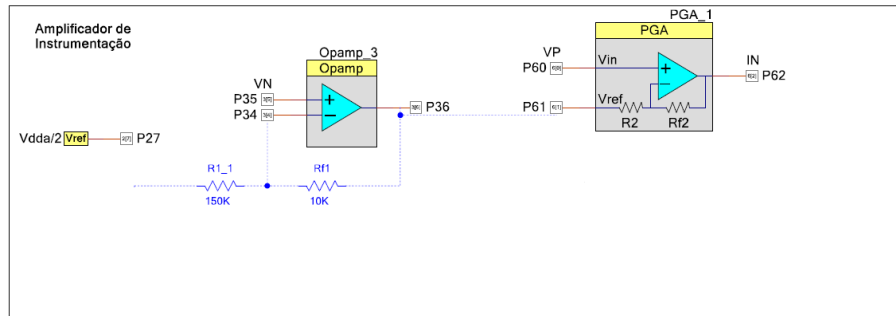


Figura 3.9: Amplificador de instrumentação implementado no PSoC<sup>®</sup>3

Na Figura 3.9, utilizando o bloco digital “PGA\_3” está implementado o circuito contra resposta que utiliza a tensão em modo comum do sinais de entrada do amplificador de instrumentação para uma redução da interferência da rede elétrica, de ganho 10.

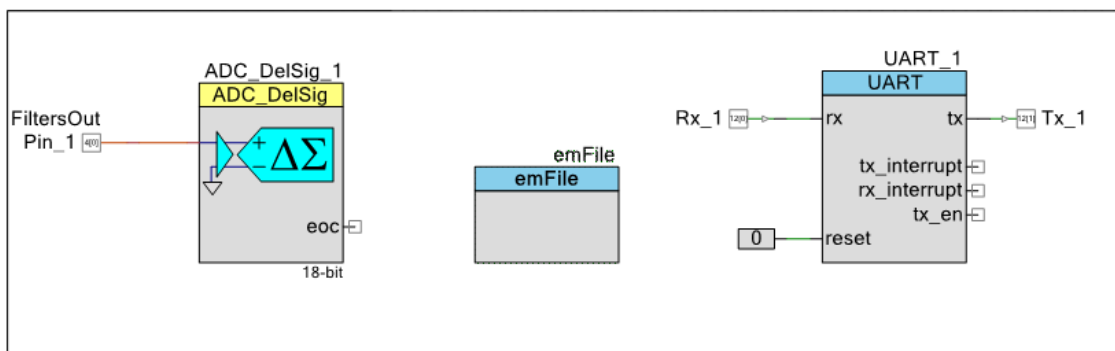


Figura 3.10: Blocos digitais referentes ao ADC, ao protocolo *Universal Asynchronous Receiver Transmitter* (UART) e à escrita no cartão de memória (emFile)

De seguida, o sinal proveniente do filtro passa-baixo (FiltersOut), Figura 3.7, irá para a entrada do ADC. O ADC utilizado é um conversor Delta-Sigma, que é implementado recorrendo a um bloco digital do PSoC<sup>®</sup>. Posteriormente o valor de saída do ADC irá ser escrito no cartão de memória microSD. De referir que, o ADC está configurado para uma resolução de 18 bits com um taxa de conversão de 2000 *sample per second* (SPS). Para tal, é preciso utilizar um outro bloco digital que se encontra no PSoC<sup>®</sup>, o “emFile”. Este bloco digital tem como principal função estabelecer a ligação, através do protocolo (SPI) entre o PSoC<sup>®</sup> e o

módulo do cartão microSD. O bloco digital *Universal Asynchronous Receiver Transmitter* (UART), tem como função estabelecer a ligação entre o módulo *Bluetooth* e o PSoC<sup>®</sup> através do protocolo UART.

### 3.3 Oxímetro

Na realização deste trabalho utilizou-se o sensor comercial da marca Nellcor que contém dois LEDs, infravermelho e vermelho, e um fotodíodo. De referir que, todo o circuito de acondicionamento do sinal foi desenvolvido neste projeto, o sensor apenas contém os LEDs e o fotodíodo. Durante a ativação de cada LED (através do bloco digital *Pulse Width Modulator* (PWM)), há um circuito de acondicionamento de sinal composto por um amplificador de transimpedância, um *Sample&Hold* para cada LED, filtro passa-baixo de segunda ordem implementado com AMPOPs do e um filtro Twin-T-Notch passivo para cada comprimento de onda. Este sinal analógico será posteriormente adquirido pelo PSoC<sup>®</sup> que irá tratar de fazer a passagem para o domínio digital através de um ADC e também os cálculos necessários para a apresentação dos resultados obtidos.

O dispositivo utilizado para o processamento trata-se do mesmo PSoC<sup>®</sup>3 fabricado pela Cypress utilizado na implementação sensor de EMG. Nas secções seguintes serão detalhados os blocos utilizados na criação deste sistema. Na Figura 3.11 encontra-se o protótipo da placa de oximetria. O circuito completo de oximetria encontra-se no Anexo C.

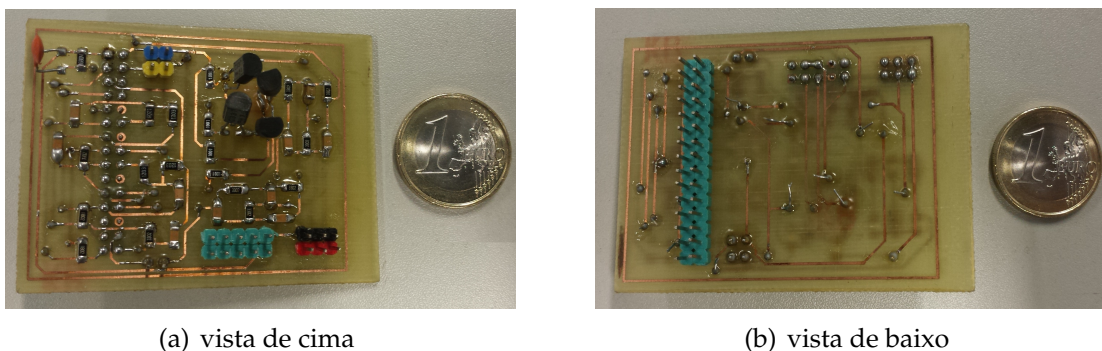


Figura 3.11: Protótipo da placa de oximetria

#### 3.3.1 Sensor ótico

Trata-se de um sensor comercial da Nellcor, modelo DS100A em formato clip, que possui isolamento próprio para as interferências luminosas exteriores quando se

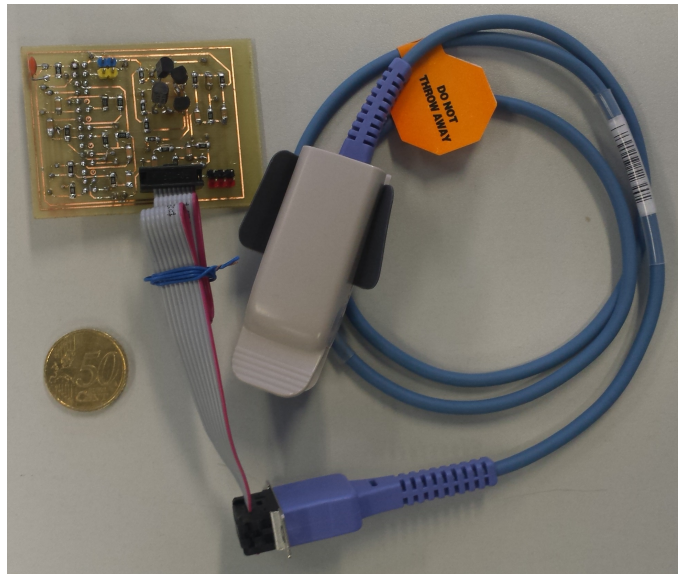


Figura 3.12: Protótipo da placa de oximetria com o sensor óptico

coloca o dedo, Figura 3.13.



Figura 3.13: Nellcor DS100a

Este sensor possui dois LEDs ligados de forma invertida e um fotodíodo, conforme o esquema da Figura 3.14, e um conector DB-9.

### 3.3.2 Acondicionamento do sinal

O circuito implementado no PSoC<sup>®</sup>3, tem como função condicionar, filtrar e amplificar o sinal gerado pelo fotodíodo. Para isso é necessário implementar um circuito de transimpedância, que transforma corrente em tensão, o *sample&hold*, que separa o sinal proveniente dos LEDs, filtro de passa-baixo de segunda ordem, um amplificador de ganho programável e por fim um filtro Twin T-Notch para reduzir a interferência da rede elétrica.

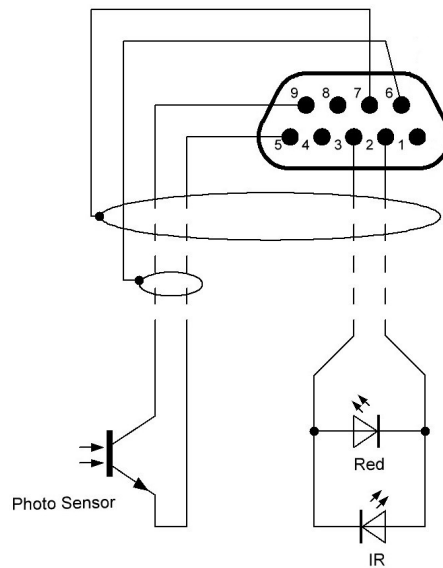


Figura 3.14: Esquema das ligações do sensor

### 3.3.2.1 Circuito de transimpedância

Para que o sinal proveniente do fotodíodo seja lido, é necessário converter a corrente em tensão que seja proporcional. Além disso, é necessário ter em conta algumas considerações para o dimensionamento do circuito, como, a resistência de *feedback*, deve ser o maior possível com o objetivo de amplificar o sinal, e o condensador de *feedback*, para melhorar a estabilidade e minimizar o ganho de pico [36]. O cálculo do valor do condensador de *feedback* é dado pela equação (3.10).

$$C_f = \frac{1}{4\pi R_f f_c} (1 + \sqrt{1 + 8\pi R_f f_c C_i}) \quad (3.9)$$

onde  $f_c$  corresponde a frequência quanto o ganho é unitário,  $C_i$  é a capacidade de entrada (capacidade de junção do fotodíodo mais a capacidade de entrada do AMPOP) e por fim  $R_f$  corresponde à resistência de *feedback*.

Após alguma pesquisa [36] e testes efetuados, o valor escolhido para  $R_f$  é de  $13.6\text{M}\Omega$ . Utilizando a equação (3.10) determinou-se o valor  $C_f$ :

$$C_f \approx 56\text{pF} \quad (3.10)$$

Em que  $f_c = 1\text{MHz}$ ,  $R_f = 13.6\text{M}\Omega$  e  $C_i = 45\text{pF} + 15\text{pF} = 70\text{pF}$ .

A Figura 3.15 representa o circuito de transimpedância com uma tensão de referência de  $1.024\text{V}$ .

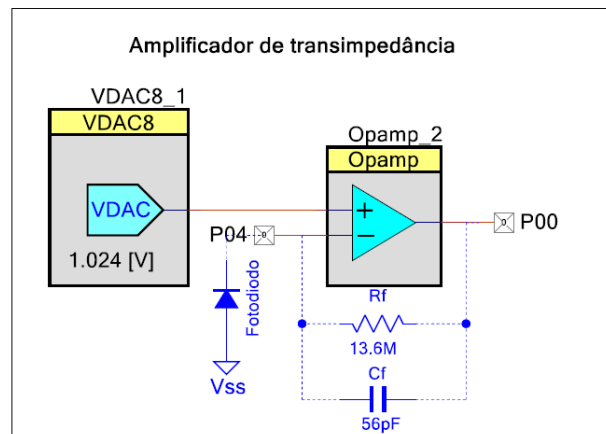


Figura 3.15: Circuito de transimpedância

A resposta do circuito de transimpedância é dada por:

$$V_{out} = I \times R \quad (3.11)$$

onde  $I$ ,  $V_{out}$  representam a corrente proveniente do fotodíodo e a tensão de saída do AMPOP, respetivamente.

### 3.3.2.2 Circuito de *Track&Hold*

O sinal lido pelo fotodíodo provém de dois LEDs, que emitem luz alternadamente com um período de 2ms. Para separar o sinal destes dois dos LEDs, é necessário utilizar um *track&hold*. Este circuito foi implementado digitalmente no PSoC®, Figura 3.16.

À saída de cada um dos circuitos de *track&hold*, o sinal correspondente a intensidade de luz do LED vermelho e infravermelho.

### 3.3.2.3 Filtro passa-baixo

O filtro passa-baixo de segunda ordem é baseado na topologia de Sallen-Key, com ganho unitário. A frequência de corte deste filtro é calculada pela equação (3.12).

$$F_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} = 28.2\text{Hz} \quad (3.12)$$

Este filtro foi implementado utilizando o AMPOP disponibilizado pelo PSoC® com recurso a resistências e condensadores externos. A Figura 3.17 representa

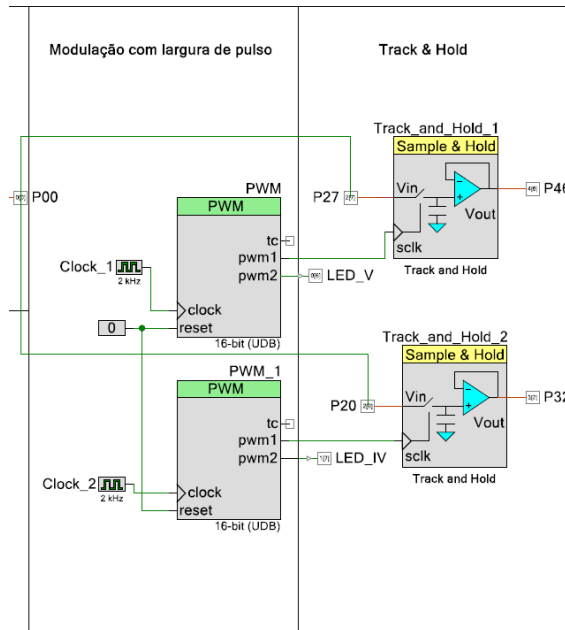


Figura 3.16: Blocos digitais do PWM e do *track&hold*

os circuitos implementados, referentes a cada sinal proveniente do *track&hold* da Figura 3.16.

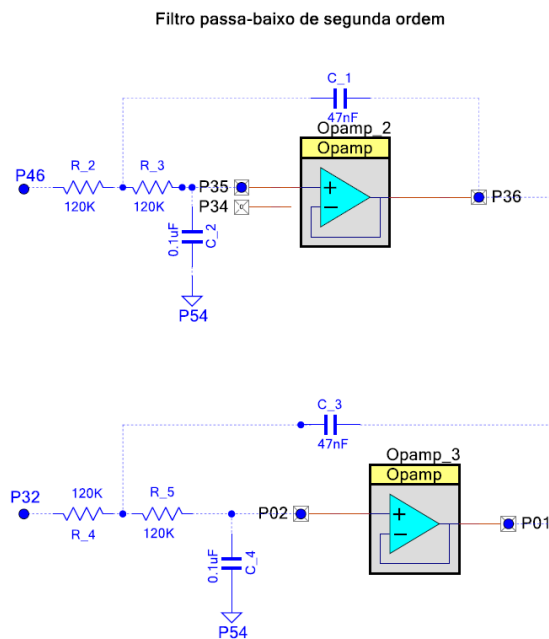


Figura 3.17: Filtro de segunda ordem do tipo Sallen-Key

### 3.3.2.4 Filtro *twin t-notch*

O último filtro implementado, é o filtro *twin t-notch* passivo, Figura 3.18, onde não existe a necessidade de utilizar nenhum tipo de AMPOP. Foi implementado para filtrar a frequência de aproximadamente 50Hz como se pode observar em (3.13):

$$F_c = \frac{1}{2\pi * R17 * C4} \approx 50\text{Hz} \quad (3.13)$$

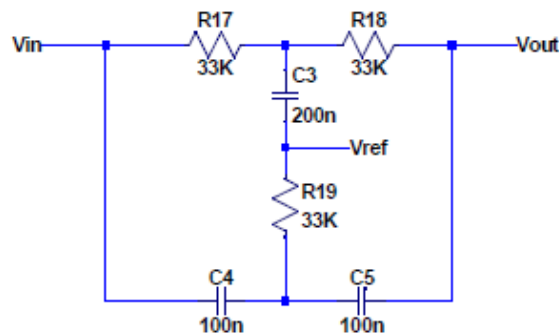


Figura 3.18: Circuito do Filtro Twin T-notch

### 3.3.2.5 Circuito de controlo de LEDs

Como já foi referido anteriormente, para se poder determinar a taxa de  $\text{SpO}_2$  é preciso fazer a leitura dos sinais provenientes de dois LEDs, um vermelho e outro infravermelho. A melhor forma de fazer essa leitura quase simultânea é ligando e desligando cada LED, de forma alternada (4 ms), como representa a Figura 3.19.

O bloco digital PWM é responsável pela sincronização da fase de *sample* para cada um dos circuitos. Na Figura 3.19 encontra-se o esquema da sincronização dos circuitos.

Adicionalmente, é necessário um circuito que mantenha uma certa intensidade de luz emitida, isto porque, se for demasiado pequena não é possível que seja captada pelo fotodíodo ou se for demasiado grande pode saturar o fotodíodo. Razão pela qual, implementou-se uma ponte de transístores, como é possível verificar na Figura 3.20.

## 3.4 Bluetooth

Para a transmissão de dados via *wireless* entre o dispositivo médico e computador utilizou-se a tecnologia *Bluetooth*. O *Bluetooth* é um protocolo de transmissão que

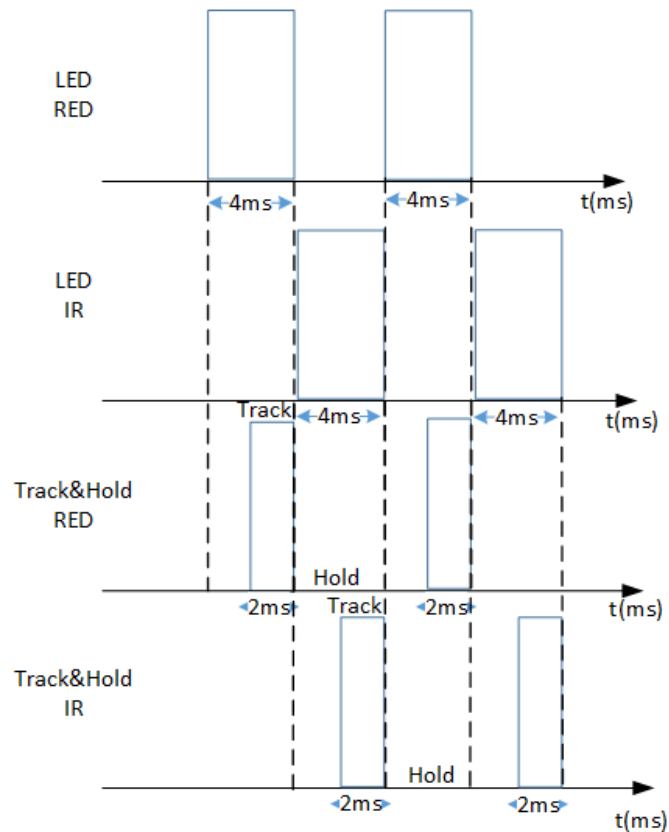


Figura 3.19: Sincronização dos circuitos de *track&hold* do oxímetro de pulso

usa as ondas de rádio para permitir a troca de dados a curtas distâncias, sem a necessidade de utilizar qualquer tipo de fios para conexão. Começou a ser utilizado em 1994 como uma característica essencial nos telemóveis [9]. O módulo utilizado trata-se de um *Bluetooth* Classe II (HC-05) com o protocolo UART integrado numa transmissão de máxima de 9600baud. O módulo *Bluetooth* está ligado nas saídas do PSoC®, devidamente configuradas para poder suportar o protocolo UART oferecido pelo PSoC®. Neste trabalho, o propósito do *Bluetooth* é de poder enviar os dados previamente gravados no cartão de memória para o computador do médico sem necessidade de retirar o cartão do dispositivo.

As vantagens desta tecnologia são:

1. Transmissão de dados sem necessidade de qualquer tipo de ligação física.
2. Tecnologia de baixo custo, quer para implementação quer para uso.
3. Transferência de dados rápida.
4. Maior parte dos telemóveis e computadores possuem *Bluetooth*.

A tecnologia *Bluetooth* transformou por completo o conceito de transmissão de dados a curtas distâncias, e por isso, nos dias de hoje é utilizado para os mais

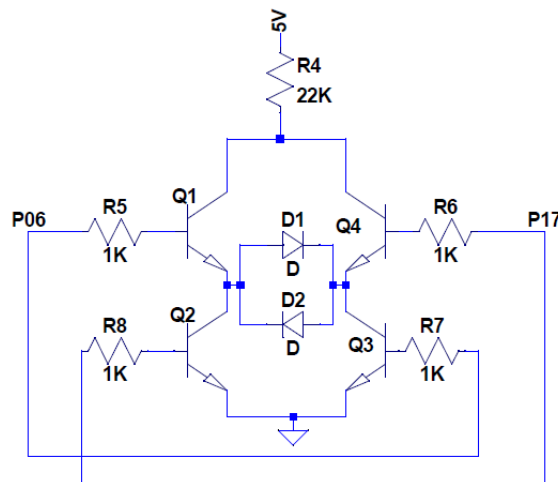


Figura 3.20: Ponte de transístores para controlo dos LEDs

diferentes tipos de aparelhos eletrônicos, como por exemplo, teclados, ratos, impressoras ou até mesmo em aparelhos médicos.

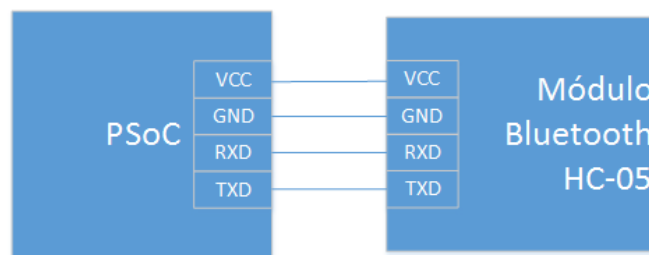


Figura 3.21: Diagrama de blocos da ligação entre o módulo *Bluetooth* e o PSoC<sup>®</sup>

### 3.5 Armazenamento de Dados

Dada a necessidade de gravar os dados referentes aos sinais de EMG e oximetria, para posterior análise médica, utilizou-se o adaptador de microSD da Catalex. A comunicação entre o adaptador e o PSoC<sup>®</sup> é feita através do protocolo SPI. O SPI é definido como sendo um protocolo de sincronização de dados, utilizado por microcontroladores para comunicar de forma rápida com um ou mais periféricos a curtas distâncias. Este protocolo caracteriza-se por ter uma implementação *master-slave*, ou seja, existe sempre um dispositivo que coordena e inicia a transferência de dados com os dispositivos *slave*.

A comunicação é efetuada através de quatro linhas diferentes como se vê na Figura 3.22:

- *Card Select (CS)* - linha dedicada para selecionar o dispositivo com o qual se quer comunicar.
- *Master In Slave Out (MISO)* - linha para recepção de dados.
- *Master Out Slave IN (MOSI)* - linha para transmissão de dados.
- *Serial Clock (SCLK)* - linha para sincronização (sinal do relógio).

Para se poder estabelecer a ligação entre o PSoC<sup>®</sup> e o adaptador microSD é necessário selecionar o *pin CS*, que o *master* utiliza para ativar o dispositivo. Os dados são gravados no formato “txt”. O ficheiro contém duas colunas, onde se encontra o tempo decorrido em ms e a força exercida pelo paciente em volts.

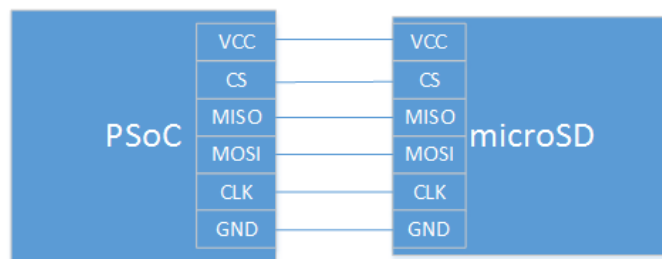


Figura 3.22: Diagrama de blocos da ligação entre o módulo microSD e o PSoC<sup>®</sup>

### 3.6 *Bootloader e Bootloadable*

O *bootloader* é um programa que permite programar o microcontrolador sem haver a necessidade de usar um programador externo. No entanto, é necessário o *bootloader* seja previamente instalado na memória *flash* do microcontrolador. A Figura 3.23 ilustra os principais elementos de um sistema de *bootloader*.

O *host* é o sistema que fornece os dados para atualizar a memória *flash* do *target*, sistema que irá ser atualizado. Na implementação deste protótipo utilizou-se um PSoC<sup>®</sup>5 para o *host* e um PSoC<sup>®</sup>3 para o *target* pelas razões mencionadas na Secção 2.3.6.

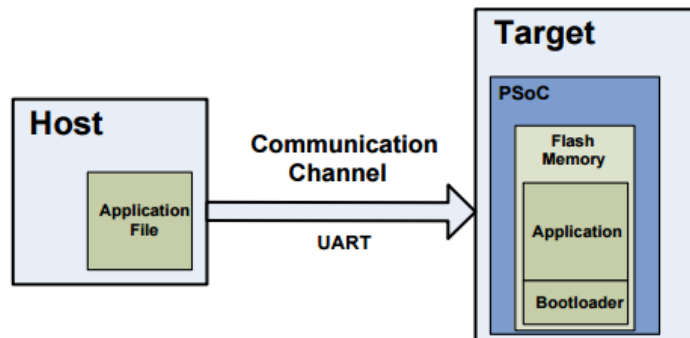


Figura 3.23: Principais elementos num sistema de bootloader

O processo de transferência dos dados desde o *host* até ao *target* denomina-se por *bootloading* ou apenas *bootload*. O *firmware* que é colocado na memória *flash* é chamado de *bootloadable* ou simplesmente aplicação. A porta de comunicação do *bootloader* é partilhada entre o *bootloader* e a aplicação que está a correr no momento. Assim que o *bootloader* entra em execução, o *host* envia o seguinte comando “start bootload” através da porta de comunicação. Se o *bootloader* enviar a mensagem “OK”, o *bootloading* é iniciado.

Durante a execução do bootloading, o *host* lê o ficheiro (.cycad) da nova aplicação juntamente com os comandos necessários para a escrita na *flash* e envia-os para o *bootloader*. Após o envio dos ficheiros, a nova aplicação entra em funcionamento em detrimento do *bootloader*. De salientar que, quando existir *reset*, o *bootloader* será a primeira função a ser executada. A Figura 3.24 representa o fluxograma das funções do *bootloader*.

Devido as razões mencionadas na Secção 2.3.6 foi necessário criar quatro projetos independentes nos PSoCs<sup>®</sup> (um projeto no PSoC<sup>®</sup>5 e três no PSoC<sup>®</sup>3) da seguinte forma:

- Projeto UART Bootloader Host: Este projeto está implementado no PSoC<sup>®</sup>5 e tem como função enviar os dados para a memória *flash* do PSoC<sup>®</sup>3 através do protocolo UART. Este projeto tem os componentes *Bootloader* e UART.
- Projeto UART *Bootloader*: Este projeto tem os componentes *bootloader* e com a componente de comunicação UART implementado no PSoC<sup>®</sup>3. Tem como objetivo receber os dados para poder atualizar o *firmware*.
- Projeto *Bootloadable1*: Projeto implementado no PSoC<sup>®</sup>3, tem o componente *bootloadable*, que é responsável pela criação do ficheiro “Bootloadable1.cycad”

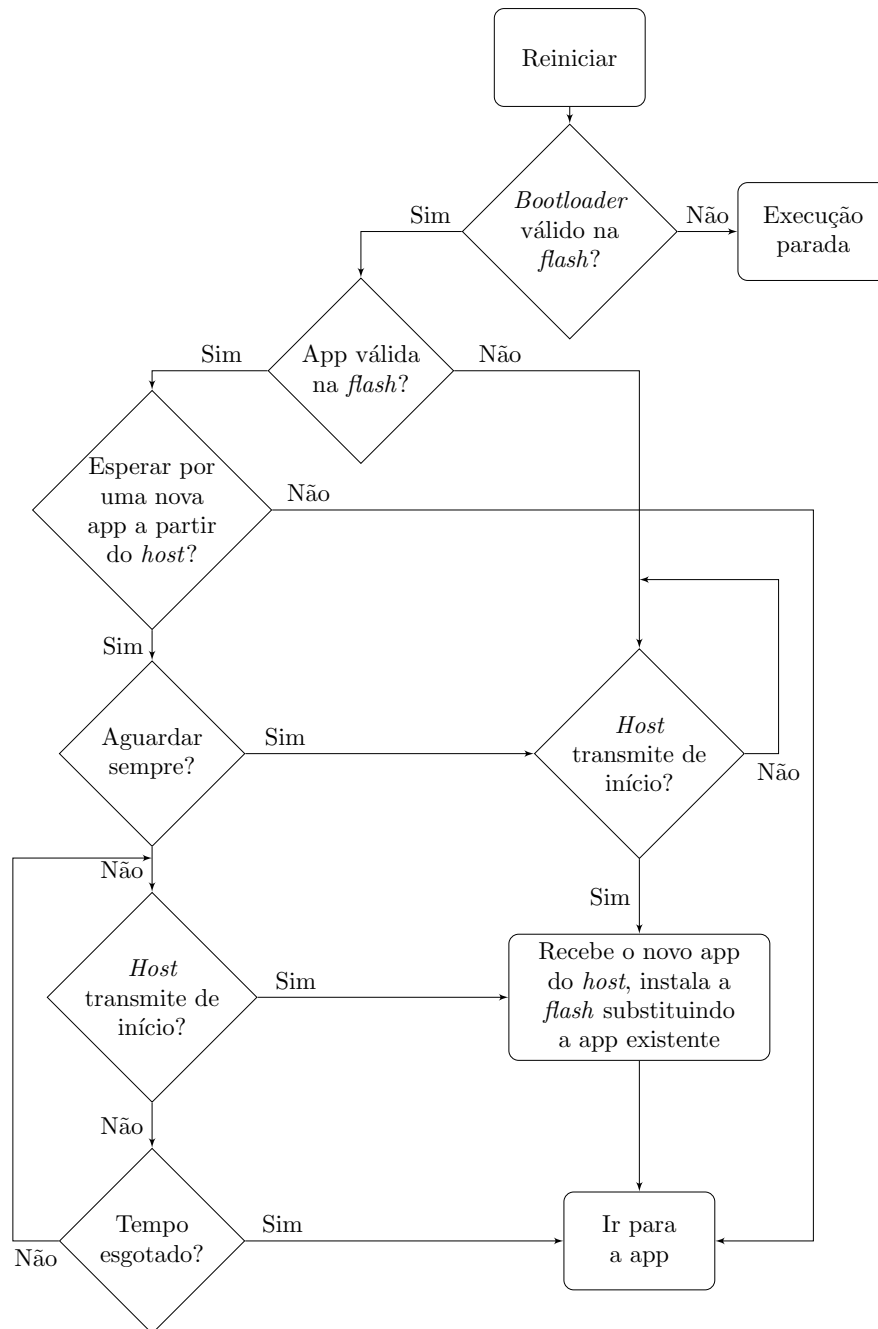


Figura 3.24: Fluxograma do *bootloader* [2]

que irá ser utilizado posteriormente, para ser enviado através do protocolo UART para o *Bootloader*. Este projeto foi implementado para o sensor de EMG.

- Projeto *Bootloadable2*: Este projeto foi implementado para o sensor de oximetria. Tal como no projeto do *Bootloadable1*, o componente *bootloadable* está presente, pelas razões mencionadas anteriormente.

Os projetos criados com o componente *bootloadable*, *Bootloadable1* e *Bootloadable2*, ao serem compilados com sucesso irão criar dois ficheiros *Bootloadable*, “*Bootloadable1.cyacd*” e “*Bootloadable2.cyacd*”, que correspondem aos dados que irão ser escritos na memória *flash* do PSoC<sup>®</sup>3. Estes dois ficheiros são similares aos ficheiros *.hex*, utilizados para este tipo de situações [2].

Após a criação dos ficheiros acima referidos, estes deverão ser convertidos para um vetor de *strings*, através do programa *CYACD\_to\_StringImage*, disponibilizado pela Cypress. O conteúdo destes novos ficheiros (“*Bootloadable1.h*” e “*Bootloadable2.h*”) criados pelo programa, irão ser colocados dentro do ficheiro “*StringImage.h*”, que se encontra no projeto *UART\_Bootloader\_HOST*. Neste ficheiro é necessário definir uma macro e um vetor de *strings*. A macro é definida com o número de linhas dos vetores correspondente a cada um dos ficheiros a ser escrito na memória *flash*, enquanto o vetor de *strings* corresponde ao conteúdo dos ficheiros “*Bootloadable1.h*” e “*Bootloadable2.h*”.

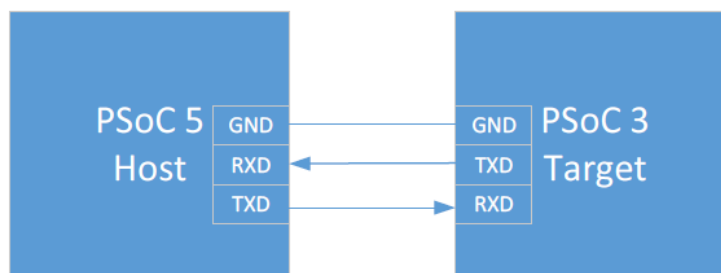


Figura 3.25: Esquema de ligação entre PSoC<sup>®</sup>

### 3.7 Impressão 3D da caixa

O protótipo desenvolvido foi colocado dentro uma caixa impressa numa impressora 3D, da BQ, cujo o modelo é *Prusa i3 Hephestos*. A caixa consiste na junção de 3 peças, na moldura Figura 3.26(a), na base Figura 3.26(b) e na tampa, Figura 3.26(c).

Na Figura 3.27 está o protótipo final que contém o sistema completo. Este sistema consiste na integração do PSoC<sup>®</sup>3 e PSoC<sup>®</sup>5 e tem dois botões que permite a comutação entre os sensores implementados, Figuras 3.8 e 3.11.

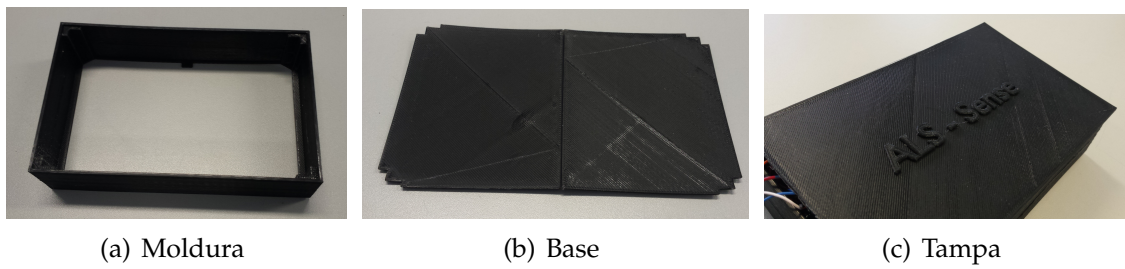


Figura 3.26: Impressora 3D da BQ, modelo *Prusa i3 Hephestos*

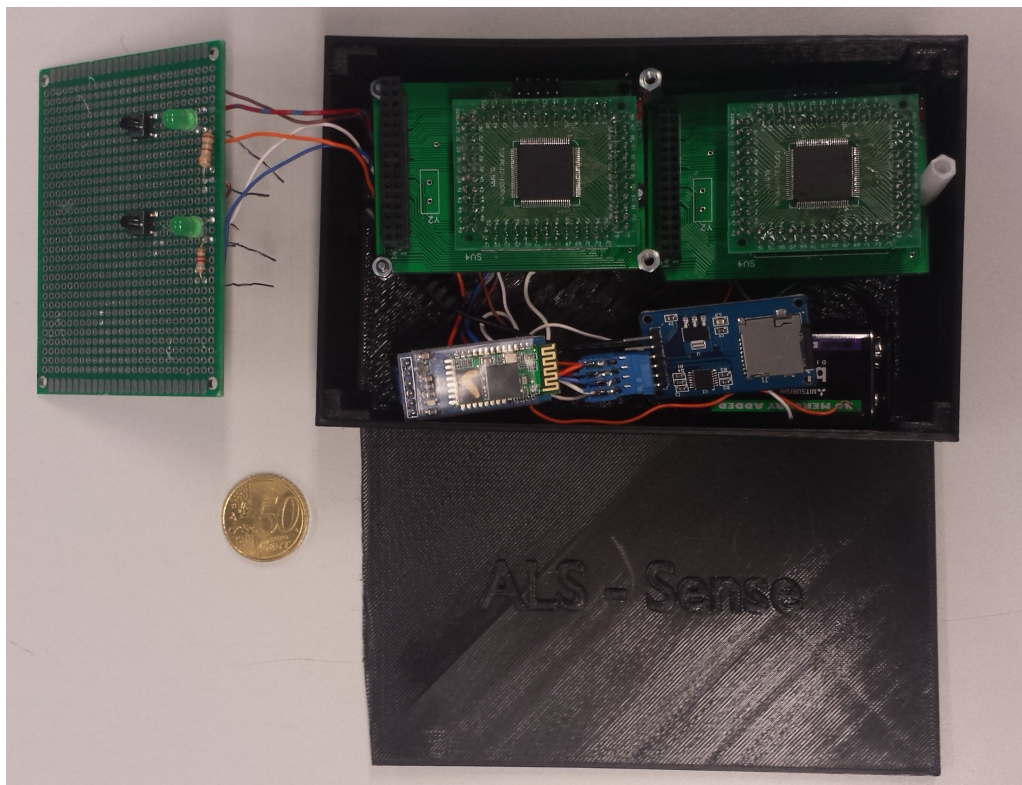


Figura 3.27: Protótipo final

### 3.8 Características do protótipo

As memórias utilizadas em cada PSoC<sup>®</sup> encontram-se descritas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Memórias utilizadas, *flash* e SRAM

	<i>flash</i> [bytes]		SRAM [bytes]	
	disponível	utilizada	disponível	utilizada
Sensor de EMG	65536	36352	8192	4874
Sensor de oximetria	65536	9126	8192	211
UART_bootloader	262144	65536	65536	21493

A potência em funcionamento do protótipo é apresentado na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Potência em funcionamento

	Potência [mW]
Sensor de EMG	110
Sensor de oximetria	150
Transmissão de dados	224

Depois de desenvolvido o equipamento e com pretensão de versátil, modular (apresentado acima) também se consegue a baixo custo, ver Tabela 3.3. O protótipo tem um custo de aproximadamente 38€ sem contar com o custo de fabrico das placas de circuito impresso.

Tabela 3.3: Custo do protótipo

Referência	Custo [€]
CY8C3866AXI-040	9,00
CY8C5868AXI-LP035	10,00
Bluetooth Module HC-05	3,43
Micro SD Shield Module	2,75
Nellcor DS-100A Adult Finger	12,00
Eletrodos Sécos	13,69
Total	37,28

# 4

## Resultados experimentais

Neste capítulo são apresentados os resultados e testes realizados pelos sensores desenvolvidos de EMG e de oximetria, implementados no PSoC<sup>®</sup> e também o sensor de EMG implementado apenas com componentes discretos.

### 4.1 Oxímetro

Para a validação do desempenho do sensor implementado, recorreu-se aos testes dos blocos digitais e analógicos criados. Os testes submetidos foram as respostas em frequência e fase dos diversos filtros implementados, e qualidade do sinal com cálculo do *Signal-to-Noise Ratio plus Distortion* (SINAD) e *Effective Number of Bits* (ENOB)

Na realização dos testes experimentais do sensor de oximetria, os sinais sinusoidais foram obtidos através do *Topward 8110 Function Generator*.

Para validar o amplificador de transimpedância alterou-se ligeiramente a montagem da Figura 3.15 para a montagem da Figura 4.1 com o objetivo de funcionar com um filtro passa-baixo de forma a validar os resultados obtidos. O sinal sinusoidal à saída do gerador de funções foi configurado para ter 1 V<sub>PP</sub> e *offset* de 1 V. A resposta em frequência e fase deste filtro estão ilustrados na Figura 4.2, verificando-se que a frequência de corte está de acordo com a frequência de corte teórica.

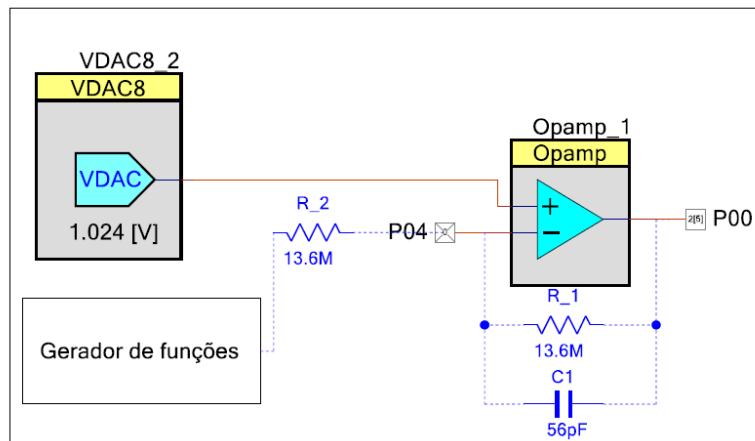
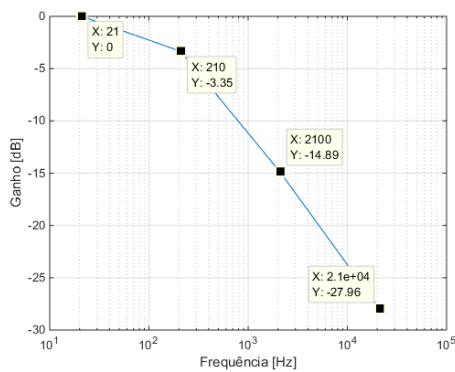
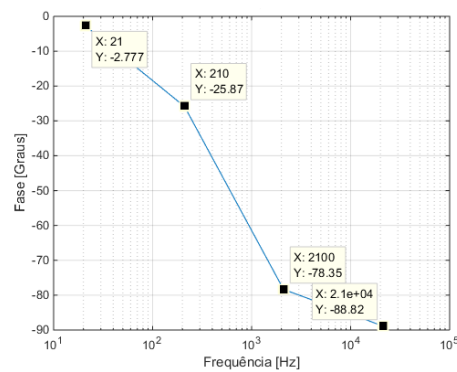


Figura 4.1: Amplificador de transimpedância a funcionar como filtro passa-baixo



(a) Resposta em frequência



(b) Resposta em fase

Figura 4.2: Resposta em frequência e fase do amplificador de transimpedância

Na Figura 4.3 encontra-se a FFT dos sinais provenientes do gerador de funções para as frequências de 6 e 12 Hz, respetivamente. Estes sinais foram configurados com amplitude  $400\text{mV}_{PP}$  e *offset* de 3.9 V para a frequência de 6 Hz e 4.6 V para a frequência de 12 Hz.

A Figura 4.4 representa o sinal de entrada do *track&hold* que corresponde às sinusóides à frequência de 6 e 12 Hz, com as configurações mencionadas anteriormente. Verifica-se que não existe nenhuma diferença significativa do sinal pela passagem no bloco digital, *track&hold*.

Após feita à análise de forma individual aos *track&hold*, testa-se o comportamento dos blocos digitais implementados de forma simultânea, isto é, criar um sinal “sinusoidal” com duas frequências distintas, 6 e 12 Hz, e colocar este sinal à entrada de cada um dos *track&hold*. O objetivo final deste teste é de comprovar o funcionamento correto do bloco em questão. Para tal recorreu-se ao *switch* analógico

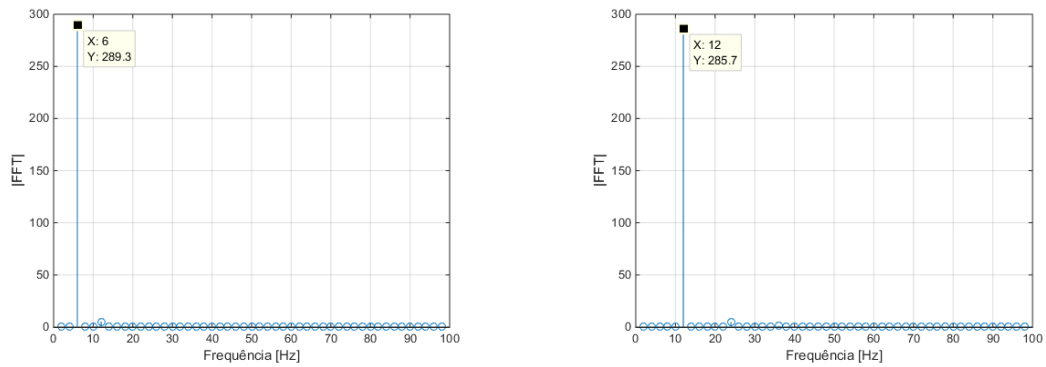


Figura 4.3: Transformada rápida de Fourier dos sinais de entrada sinusoidal à saída do gerador de funções nas frequências de 6 (à esquerda) e 12 Hz (à direita)

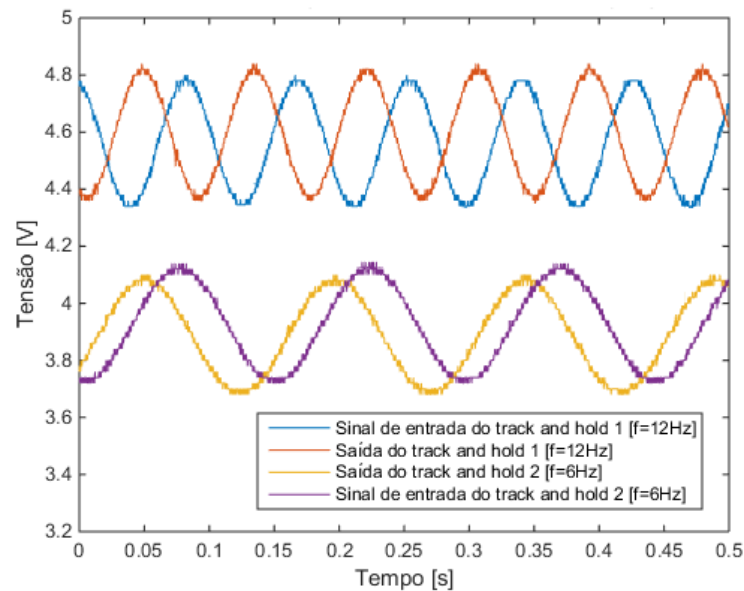


Figura 4.4: Sinal de entrada e saída do *track&hold* para as frequências de 6 e 12Hz

HCF4066BEY da marca *STMicroelectronics*. Na Figura 4.5 está representado o diagrama de blocos do esquema utilizado. Na entrada de cada *switch* coloca-se uma senoide com frequência de 6 e 12 Hz. Para o controlo das saídas dos *switchs* recorre-se à sincronização mencionada na Secção 3.3.2.5.

A Figura 4.6 representa sobreposição do sinal obtido à saída do diagrama da Figura 4.5, bem como o sinal à saída de cada um dos *track&hold*. De referir que os sinais obtidos à saída de cada um dos *track&hold* estão sobrepostos no espetro, o que comprova o correto funcionamento para aplicação em questão.

Para avaliar a qualidade do canal recorreu-se ao cálculo do SINAD, relação sinal de entrada/ruído e distorção, equação (4.1), onde  $P_s$  é a potência do sinal,  $P_n$

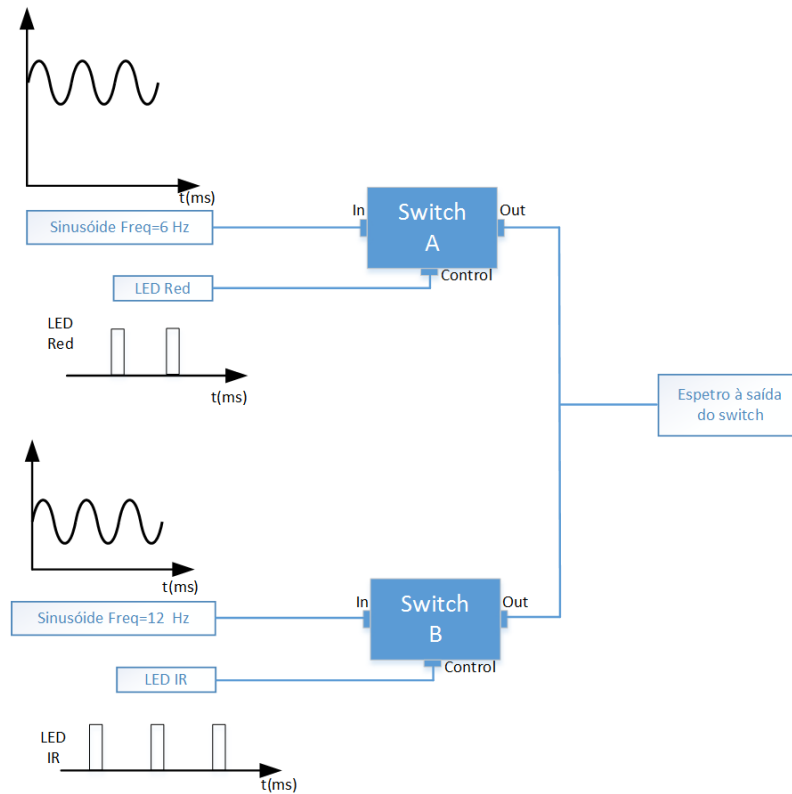


Figura 4.5: Diagrama de blocos utilizado na implementação do espectro

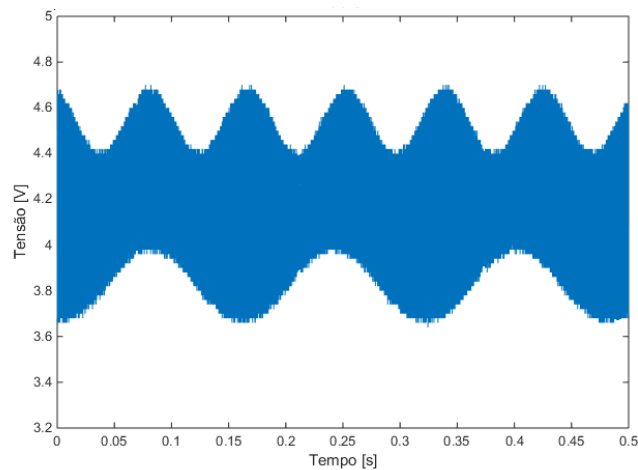


Figura 4.6: Sobreposição dos sinais à saída do *switch* e à saída de cada um dos *track&hold*

é a potência do ruído (sem a componente DC e harmónica) e por fim,  $P_d$  que representa a potência de todas as componentes espectrais (harmónicas).

$$\text{SINAD(dBc)} = 10 \log_{10} \frac{P_s}{P_n + P_d} \quad (4.1)$$

Tabela 4.1: Tabela de resultados do SINAD dos *track&hold* para diferentes frequências

	SINAD (dBc)	
	Gerador de funções	Saída do <i>track&amp;hold</i>
Sinusóide de 6Hz	23.50	22.32
Sinusóide de 12Hz	24.20	23.81

A Tabela 4.1 representa os valores obtidos do SINAD.

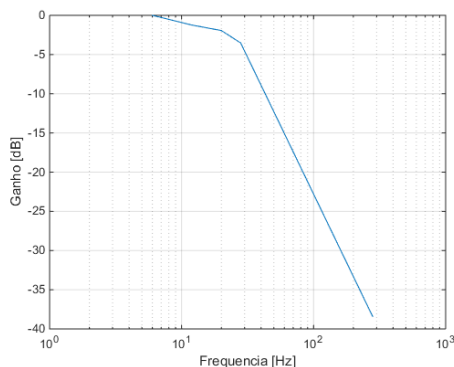
O ENOB é o parâmetro que serve para avaliar a resolução real do ADC, isto é, o número de *bits* necessários para um ADC perfeito. O cálculo do ENOB é dado pela equação (4.2).

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SINAD} - 1.76}{6.02} \quad (4.2)$$

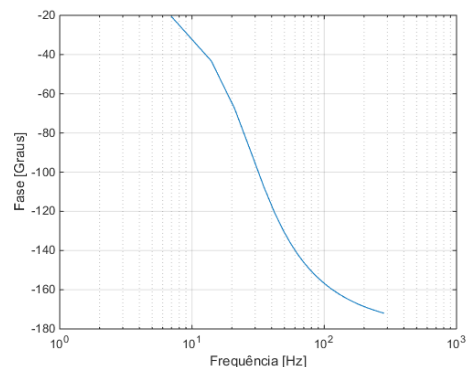
Quanto maior for valor do ENOB mais preciso é a conversão do sinal analógico para o sinal digital.

Configura-se o ADC com o *conversion rate* para 6000 SPS com uma resolução de 10 bits. O sinal analógico à entrada do ADC trata-se de um sinal sinusoidal à frequência de 15 Hz com 4.75 V<sub>pp</sub>. Utilizando as equações (4.1), para o cálculo do SINAD, e (4.2) para ao cálculo do ENOB obtém-se 46.54 dBc e 7.44 bits, respetivamente.

As Figuras 4.7 e 4.8 representam as respostas em frequência e fase do filtro passa-baixo e do filtro passa-baixo mais o amplificador, respetivamente.



(a) Resposta em frequência



(b) Resposta em fase

Figura 4.7: Resposta em frequência e em fase do filtro passa-baixo dos sinais nas frequências de 6 e 12 Hz

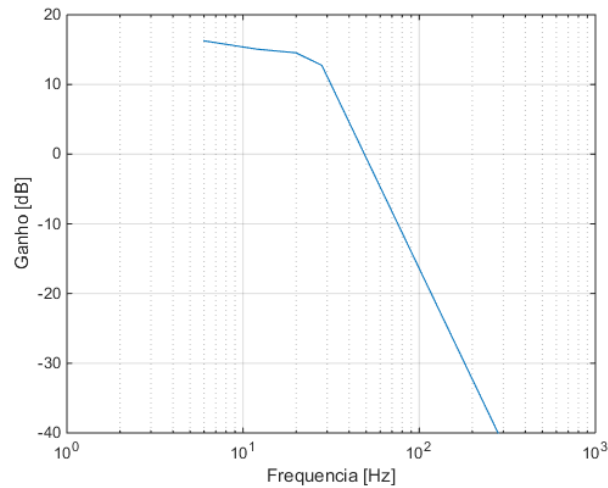


Figura 4.8: Resposta em frequência do filtro passa-baixo e amplificador de ganho

Verifica-se que à frequência de corte, a atenuação é de -3 dB. O filtro passa-baixo de 2ª ordem do tipo *Butterworth* tem uma atenuação de -40 dB/decada para frequências acima de 28 Hz.

Na Figura 4.9 encontra-se presente o espectro dos sinal às frequências de 6 e 12Hz, bem como o sinal recuperado a uma das frequências, 12Hz. Resolvendo as equações (4.3) e (4.4) em ordem a  $V_{in}$ , obtêm-se o gráfico do sinal recuperado aplicando os fatores de correção, Figura 4.9. Em que  $V_{out1}$  corresponde à saída do filtro passa-baixo de segunda ordem do tipo Sallen-Key, com ganho de 1.568 ( $G_{FPB}$ ) e  $V_{out2}$  corresponde à saída do amplificador de ganho ( $G_{AMP} = 4$ ).

$$V_{out1} = V_{ref} + (V_{in} - V_{ref})G_{FPB} \quad (4.3)$$

$$V_{out2} = V_{ref} + (V_{out1} - V_{ref})G_{AMP} \quad (4.4)$$

Na Figura 4.10 está representado a leitura do sinais dos LEDs vermelho e infravermelho. Este sinal foi obtido através da leitura do sensor colocado no indicador da mão esquerda. Através desta leitura de sinal e recorrendo aos cálculos mencionados na Secção 2.2.6, o valor de  $SpO_2$  ficou próximo de 90%, que é abaixo da concentração esperada. Este diferença deve-se ao facto do dispositivo não estar devidamente calibrado.

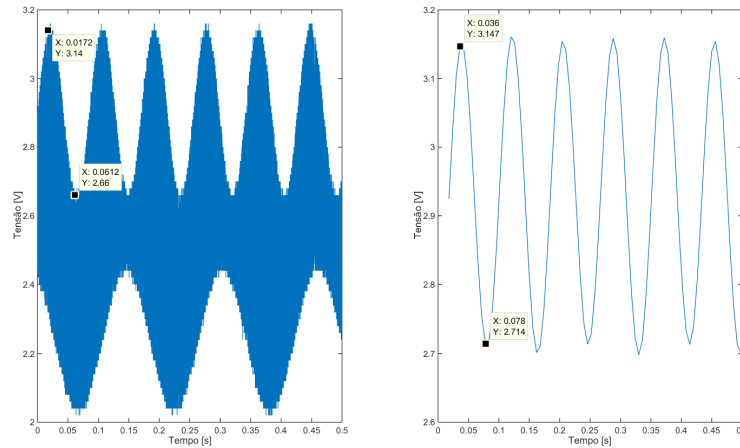


Figura 4.9: Sinal à saída do *switch*, à esquerda, e sinal recuperado aplicando os fatores de correção, à direita

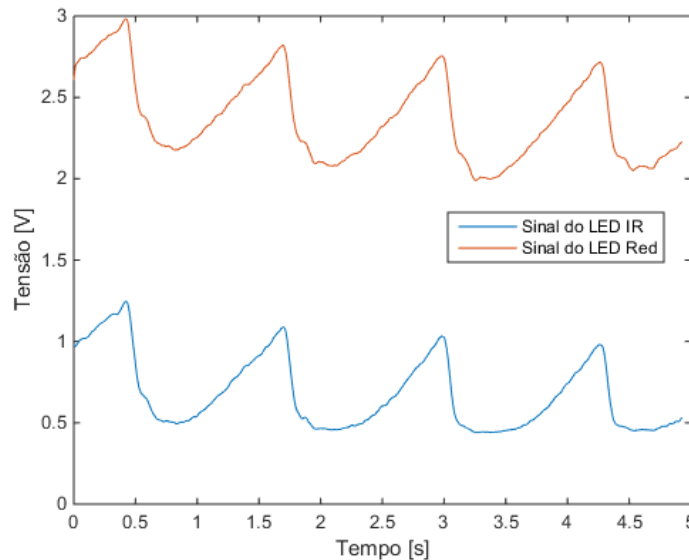


Figura 4.10: Sinais infravermelho e vermelho obtidos através do PSoC®

## 4.2 Electromiografia

Para efetuar o teste ao amplificador de instrumentação dimensionado na Secção 3.2, coloca-se na entrada analógica P35 (VN) a tensão de  $V_{ref}/2$ , um sinal sinusoidal com frequência de 20 Hz, *offset* de 2.5 V e amplitude 200 mV. O amplificador de instrumentação está configurado com ganho de 16. Na Figura 4.11 está representado o sinal de entrada (sinal a azul) bem como o sinal amplificado à saída do amplificador de instrumentação (sinal a vermelho).

Após análise à Figura 4.11 verifica-se que o amplificador possui um ganho 15.

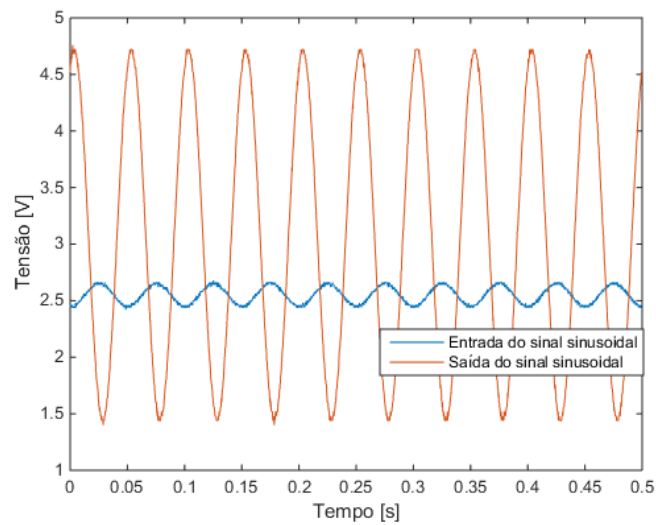
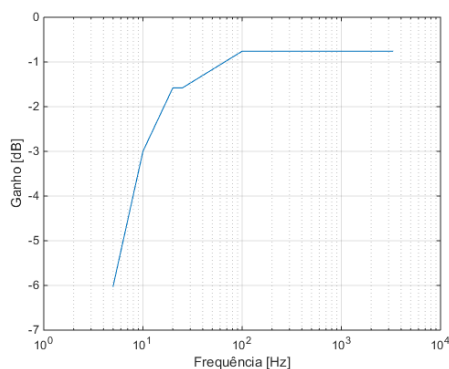


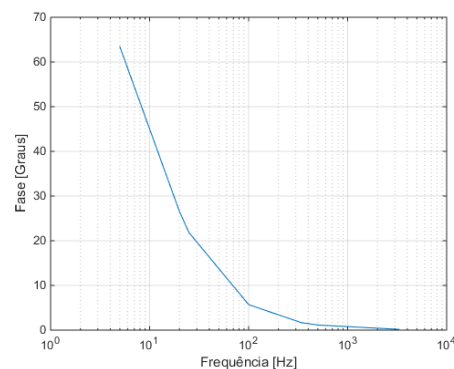
Figura 4.11: Teste ao amplificador de instrumentação

Este desvio de 6.25% em relação ao dimensionamento inicial deve-se às resistências utilizadas serem da série E12, com uma tolerância de 10% face ao valor dimensionado.

Nas Figuras 4.12 e 4.13 encontram-se as respostas em frequência e fase dos filtros passa alto e passa-baixo, respetivamente. Para testes dos filtros implementados, recorreu-se ao gerador de funções mencionado na Secção 4.1, com a frequência a variar entre 5 – 100 Hz e 25 – 3300 Hz, respetivamente. A tensão de *offset* utilizada foi  $V_{CC}/2$  com  $0.44\text{ mV}_{pp}$ , onde o ganho de cada um dos filtros foi reduzido para ganho unitário.



(a) Resposta em frequência



(b) Resposta em fase

Figura 4.12: Resposta em frequência e fase do filtro passa-alto

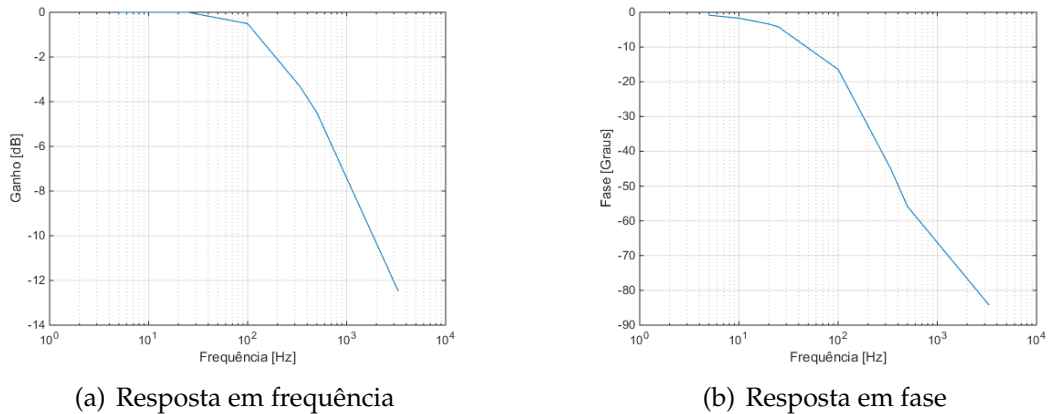


Figura 4.13: Resposta em frequência e fase do filtro passa-baixo

Na Figura 4.14 está ilustrado a resposta em frequência dos filtros mencionados anteriormente. Realizou-se o mesmo teste para ambos os filtros, alterando apenas o valor dos ganhos (ganho de 9.54 dB).

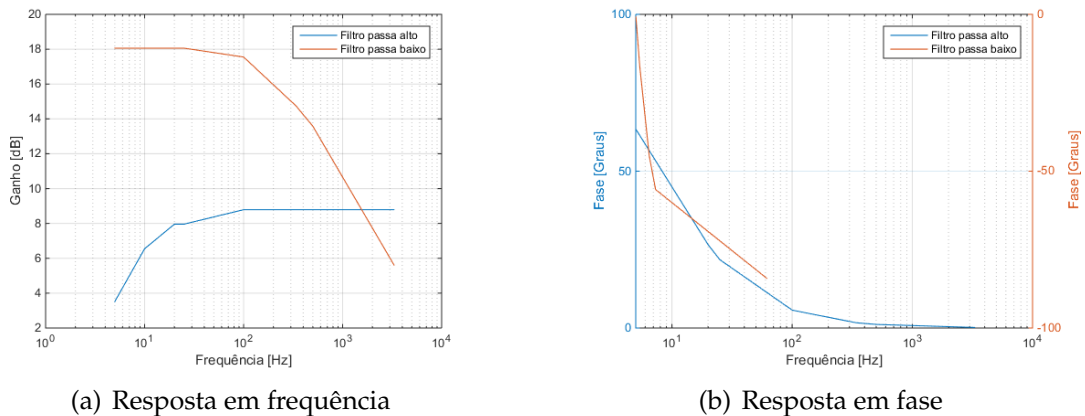


Figura 4.14: Resposta em frequência e fase dos filtros passa-baixo e passa-alto

Em ambos os filtros, a atenuação é de -3 dB nas frequências de corte. De uma forma geral, obtêm-se valores típicos para este tipo de dimensionamento.

Na Figura 4.15 encontra-se presente o sinal sinusoidal com uma frequência de 20 Hz,  $1.7 V_{pp}$  e  $V_{cc}/2$  de *offset*, sinal a azul. Como se pode visualizar o sinal à saída do retificador de onda completa (a vermelho), encontra-se completamente retificado como era de esperar.

Por fim, temos os sinais de EMG adquiridos nas Figuras 4.16 e 4.17. Em ambos os testes os elétrodos foram colados nos músculos do antebraço.

Após a análise das figuras anteriores, verifica-se menor ruído e uma maior amplitude de sinal obtém-se quando se utilizam elétrodos de gel.

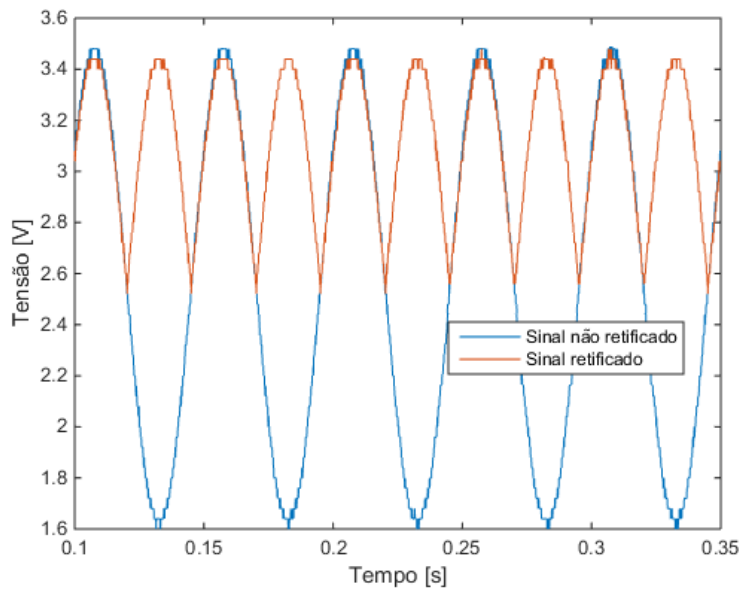
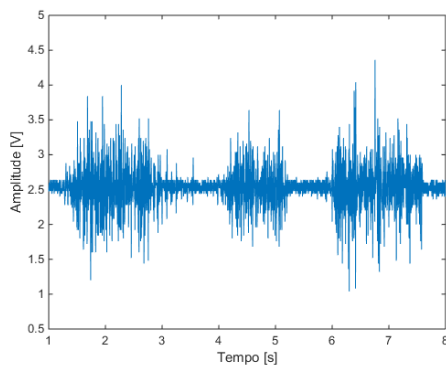
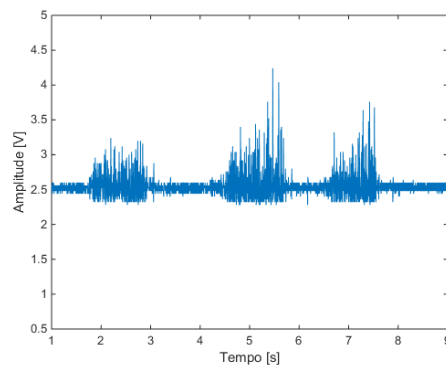


Figura 4.15: Retificador de onda completa

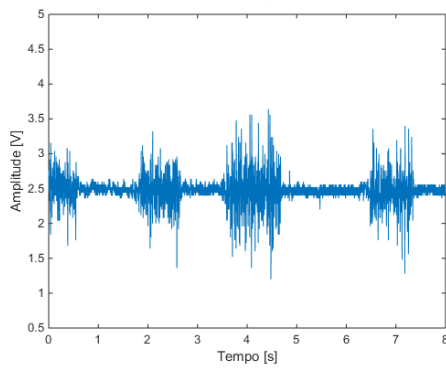


(a) Sinal de EMG

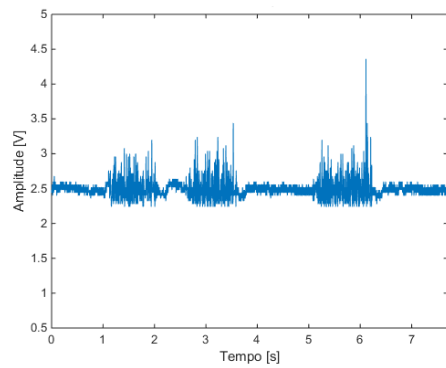


(b) Sinal de EMG retificado

Figura 4.16: Exemplo do sinal de EMG utilizando elétrodos de gel



(a) Sinal de EMG



(b) Sinal de EMG retificado

Figura 4.17: Exemplo do sinal de EMG utilizando elétrodos secos



# Conclusão e trabalho futuro

## 5.1 Conclusão

O principal objectivo deste projeto passou por desenvolver um dispositivo para a aquisição, registo e comunicação de sinais fisiológicos de relevância para doentes com Esclerose Lateral Amiotrófica que pudesse ser utilizado fora do ambiente Hospitalar. Como parte dos objetivos pretendeu-se testar uma arquitetura de dispositivo em que o acondicionamento de sinal fosse realizado por circuitos programáveis de modo permitir a reutilização dos recursos de hardware disponíveis. O objetivo foi alcançado com sucesso e foram obtidas medições com base apenas em componentes ativos programáveis.

Os sinais de oximetria e de EMG devido à pequena amplitude do sinal de entrada, são fortemente afetados por ruído. Os valores dos componentes discretos calculados teoricamente, não conseguiram ser replicados para a implementação prática havendo sempre ligeiros desvios. O desenvolvimento do sistema de aquisição do sinal de EMG bem como o de oximetria, revelou-se extremamente difícil devido a diversas fontes de ruído obrigando a inúmeros testes de configurações. Este facto potenciou o uso do PSoC<sup>®</sup>. Verificou-se também que o número de componentes analógicos disponíveis no PSoC<sup>®</sup> limitou as soluções de desenvolvimento do sistema, sobretudo no caso do oxímetro. O equipamento desenvolvido é um sistema de baixo custo, versátil e modular. O protótipo tem um custo de aproximadamente 38€ sem contar com o custo de fabrico das placas de circuito

impresso, ver Tabela 3.3.

A comunicação por *bluetooth* foi escolhida por ser bastante comum, disponível em todos os portáteis e smartphones e também pelo facto de não ter custos adicionais para o utilizador para transmissão de dados, em contraste com as redes móveis. O módulo do cartão microSD, tem como objetivo guardar os dados adquiridos pelos sensores. Os resultados experimentais mostram que os dados adquiridos têm a forma de onda esperada e são corretamente gravados e transmitidos.

## 5.2 Trabalho futuro

Como trabalho futuro seria interessante desenvolver uma manga com elétrodos têxteis e o sistema embebido nela. O acelerómetro, seria bastante útil para a monitorização remota de pacientes em ambulatório para detectar as actividades de “andar”, “subir escadas”, “parado em pé” por exemplo. Incorporar um *real time clock* (RTC) de forma a saber em que período foi feita a aquisição dos sinais e fazer um *upgrade* ao módulo do *bluetooth* para a versão BLE (*Bluetooth Low Energy*). O oxímetro necessita de ser calibrado, por exemplo, utilizando voluntários saudáveis, cuja a medição da saturação de oxigénio deve ser feita de forma invasiva, para estimar o valor de SpO<sub>2</sub>. Optimização do espaço ocupado nas placas de circuito impresso e por fim acrescentar mais módulos sensores.

# Referências

- [1] Anadigm, Agosto 2015. URL <http://www.anadigm.com/>.
- [2] Siddalinga Reddy Anu M D. *PSoC® 3, PSoC 4, and PSoC 5LP UART Bootloader*. 2015.
- [3] Jing Bai, Bingyi Hu, Yonghong Zhang, and Datian Ye. A communication server for telemedicine applications. *Information Technology in Biomedicine, IEEE Transactions on*, 1(3):205–209, 1997.
- [4] Rafael Barea, Luciano Boquete, Luis Miguel Bergasa, Elena López, and Manuel Mazo. Electro-oculographic guidance of a wheelchair using eye movements codification. *The International Journal of Robotics Research*, 22(7-8): 641–652, 2003.
- [5] Alan Barrett, AE Donnelly, and Gearoid O'laighin. Tibialis anterior EMG activation pattern changes with walking speed during over ground and treadmill walking. In *Engineering in Medicine and Biology Society, 2007. EMBS 2007. 29th Annual International Conference of the IEEE*, pages 4883–4886. IEEE, 2007.
- [6] Luís Barros, MJ Dias, Helder Carvalho, and André P Catarino. Aquisição de sinais electromiográficos recorrendo a eléctrodos em substratos têxteis. In M. Augusta *et al.* L. Roseiro, editor, *4º Congresso Nacional de Biomecânica, Coimbra*, Fevereiro 2011.
- [7] Biosemi, Agosto 2015. URL <http://www.biosemi.com/products.htm>.
- [8] Susan Byrne, Peter Bede, Marwa Elamin, Kevin Kenna, Catherine Lynch, Russell McLaughlin, and Orla Hardiman. Proposed criteria for familial

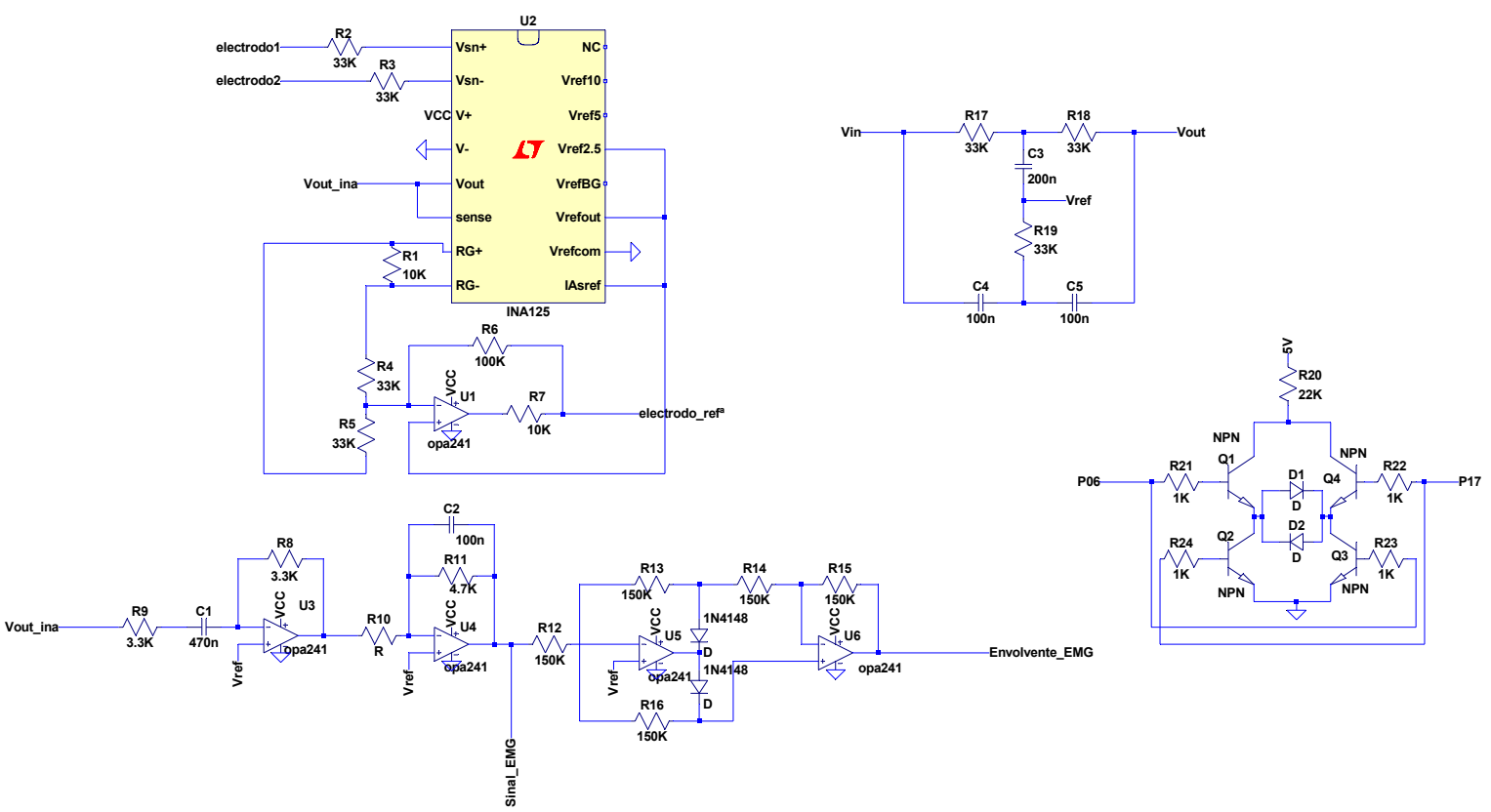
- amyotrophic lateral sclerosis. *Amyotrophic Lateral Sclerosis*, 12(3):157–159, 2011.
- [9] Kang-Ming Chang and Shing-Hong Liu. Portable sleep monitoring by ecg and accelerator and bluetooth transmission. In *Biomedical Engineering and Informatics, 2009. BMEI'09. 2nd International Conference on*, pages 1–4. IEEE, 2009.
- [10] Kang-Ming Chang, Shin-Hong Liu, and Xuan-Han Wu. A wireless sEMG recording system and its application to muscle fatigue detection. *Sensors*, 12(1):489–499, 2012.
- [11] Eleanor Criswell. *Cram's introduction to surface electromyography*. Jones & Bartlett Publishers, 2010.
- [12] PSoC® Creator™ - Component Author Guide. Cypress Semiconductor, 001-42697 rev. \*p edition.
- [13] Mamede de Carvalho and Michael Swash. Fasciculation potentials: a study of amyotrophic lateral sclerosis and other neurogenic disorders. *Muscle & nerve*, 21(3):336–344, 1998.
- [14] Carlo J De Luca. The use of surface electromyography in biomechanics. *Journal of applied biomechanics*, 13:135–163, 1997.
- [15] C.J. DeLuca, P. Bergman, G. DeLuca, and L.D. Gilmore. Biosignal monitoring system and method, May 29 2001. URL <https://www.google.com/patents/US6238338>. US Patent 6,238,338.
- [16] K.P. Grossman. The ECG shirt, January 6 2011. URL <http://www.google.com.ar/patents/US20110004088>. US Patent App. 12/464,878.
- [17] José Guerreiro. *A biosignal embedded system for physiological computing*. PhD thesis, INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA, 2013.
- [18] <http://www.publico.pt/tecnologia/noticia/vital-jacket-tecnologia-portuguesa-cria-camisola-capaz-de-fazer-electrocardiogramas> 1390259, 2009.
- [19] Muhammad Zahak Jamal. *Signal Acquisition Using Surface EMG and Circuit Design Considerations for Robotic Prosthesis*. INTECH Open Access Publisher, 2012.

- [20] Emil Jovanov, Pedro Gelabert, Reza Adhami, Bryan Wheelock, and Robert Adams. Real time holter monitoring of biomedical signals. In *DSP Technology and Education conference DSPS*, volume 99, pages 4–6, 1999.
- [21] *In-System Programmable Analog Circuit ispPAC10*. Lattice Semiconductor, 2001.
- [22] *In-System Programmable Analog Circuit ispPAC20*. Lattice Semiconductor, 2001.
- [23] Simon P Levine, Jane E Huggins, Spencer L BeMent, Ramesh K Kushwaha, Lori A Schuh, Mitchell M Rohde, Erasmo A Passaro, Donald A Ross, Kost V Elisevich, and Brien J Smith. A direct brain interface based on event-related potentials. *IEEE transactions on rehabilitation engineering: a publication of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 8(2):180–185, 2000.
- [24] Mega Electronics Ltd. emotion emg @ONLINE, March 2015. URL <http://www.megaemg.com/>.
- [25] Diana Marculescu, Radu Marculescu, Nicholas H Zamora, Phillip Stanley-Marbell, Pradeep K Khosla, Sungmee Park, Sundaresan Jayaraman, Stefan Jung, Christl Lauterbach, Werner Weber, et al. Electronic textiles: A platform for pervasive computing. *Proceedings of the IEEE*, 91(12):1995–2018, 2003.
- [26] Inhyuk Moon, Myoungjoon Lee, and Museong Mun. A novel EMG-based human-computer interface for persons with disability. In *Mechatronics, 2004. ICM'04. Proceedings of the IEEE International Conference on*, pages 519–524. IEEE, 2004.
- [27] Reza Naima and John Canny. The berkeley tricorder: Ambulatory health monitoring. In *Wearable and Implantable Body Sensor Networks, 2009. BSN 2009. Sixth International Workshop on*, pages 53–58. IEEE, 2009.
- [28] Kumpati S Narendra and Kannan Parthasarathy. Identification and control of dynamical systems using neural networks. *Neural Networks, IEEE Transactions on*, 1(1):4–27, 1990.
- [29] Mário Oliveira, Pedro Silva Cunha, and Nogueira da Silva. Monitorização à distância no seguimento de portadores de dispositivos cardíacos implantados. *Revista Portuguesa de Cardiologia*, 32(3):185–190, 2013.

- [30] Anabela Pinto, José Pedro Almeida, Susana Pinto, João Pereira, António Gouveia Oliveira, and Mamede De Carvalho. Home telemonitoring of non-invasive ventilation decreases healthcare utilisation in a prospective controlled trial of patients with amyotrophic lateral sclerosis. *Journal of Neurology, Neurosurgery & Psychiatry*, pages jnnp-2010, 2010.
- [31] MBI Reaz, MS Hussain, and Faisal Mohd-Yasin. Techniques of emg signal analysis: detection, processing, classification and applications. *Biological procedures online*, 8(1):11–35, 2006.
- [32] TL Rusch, R Sankar, and JE Scharf. Signal processing methods for pulse oximetry. *Computers in biology and medicine*, 26(2):143–159, 1996.
- [33] Praveen Sekar. *Instrumentation Amplifier Using PSoC® 3*. Cypress Semiconductor Corporation.
- [34] Cypress Semiconductor. *PSoC® Development Kit Guide*. 2013.
- [35] John G Webster. *Medical Devices and Instrumentation*. Wiley-Interscience, 1988.
- [36] John G Webster. Design of pulse oximeters. pages 54–69,94–96,138–157, 1997.
- [37] Ralph WCGR Wijshoff, Massimo Mischi, Jeroen Veen, Alexander M Van Der Lee, and Ronald M Aarts. Reducing motion artifacts in photoplethysmograms by using relative sensor motion: phantom study. *Journal of biomedical optics*, 17(11):117007–117007, 2012.
- [38] Michael W Wukitsch, Mr Michael T Petterson, David R Tobler, and Jonas A Pologe. Pulse oximetry: analysis of theory, technology, and practice. *Journal of Clinical Monitoring*, 1988.



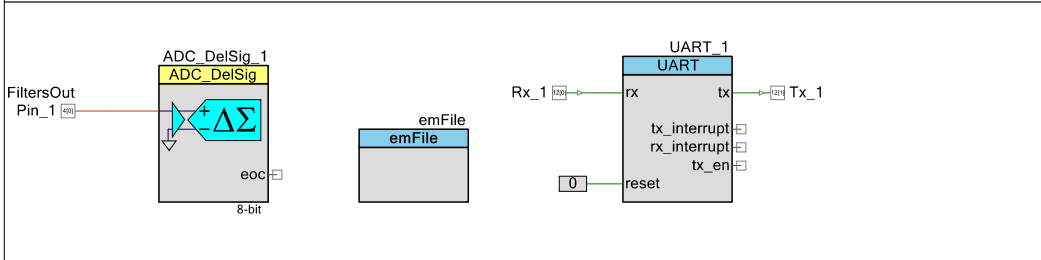
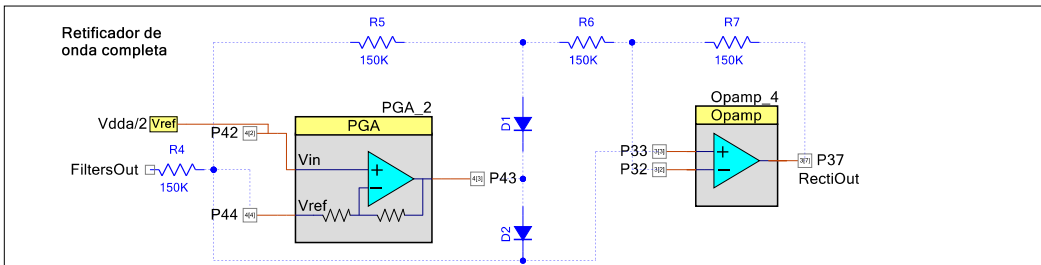
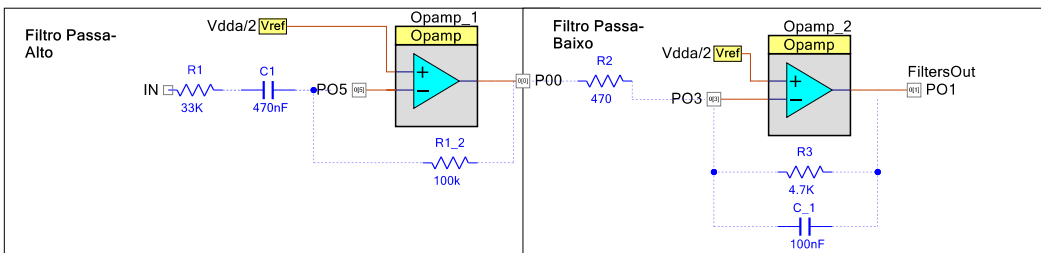
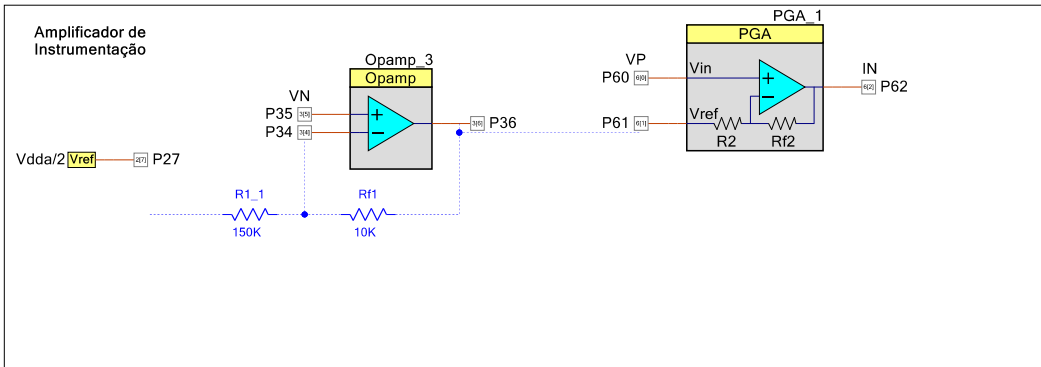
# **Anexo A - Circuito de acondicionamento do sinal de EMG com componentes discretos**



--- D:\Dropbox\ISEL\Mestrado\Tese\Oxímetro\Circuito\EMG.asc ---

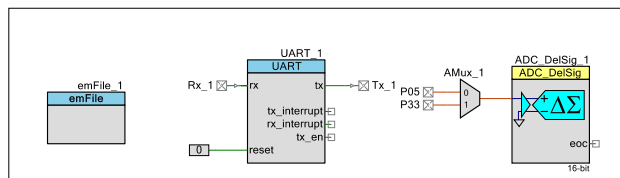
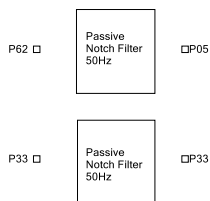
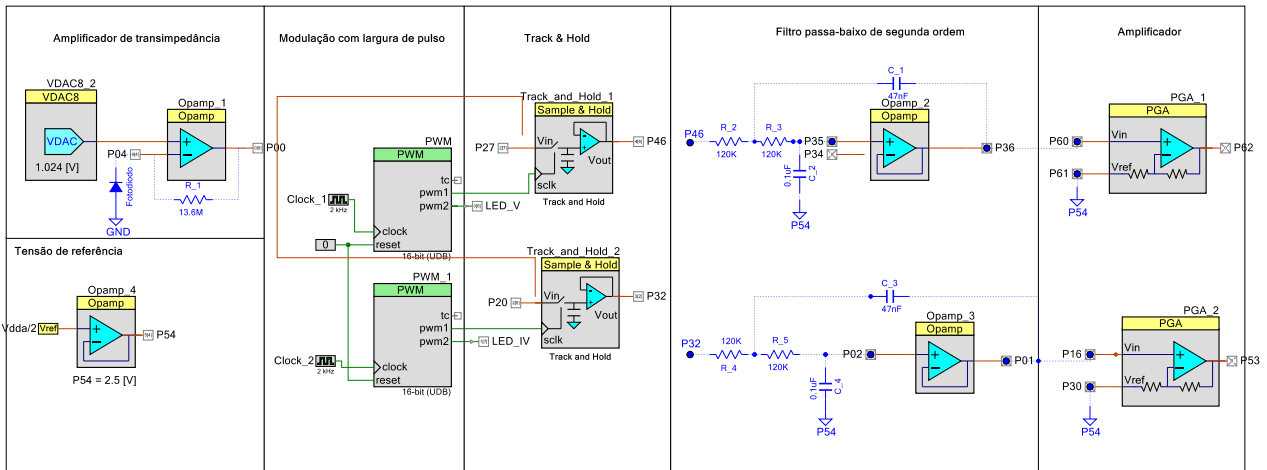


**Anexo B - Circuito de  
acondicionamento do sinal de EMG  
implementado no PSoC<sup>®</sup>**



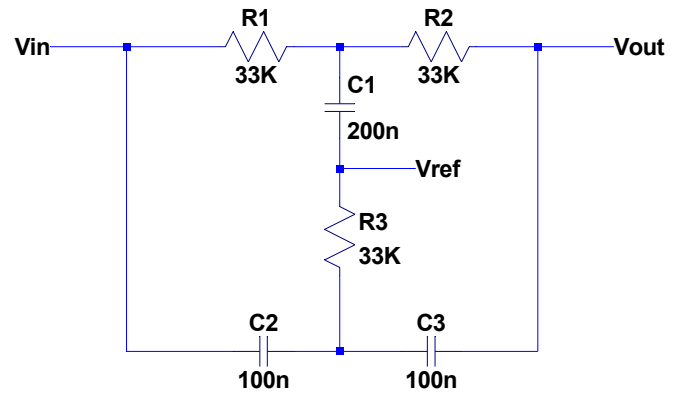
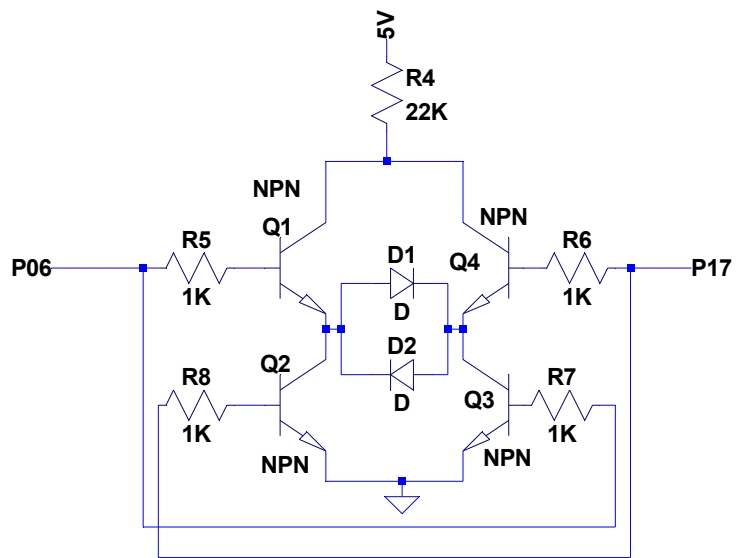


# **Anexo C - Circuito de acondicionamento do sinal de oximetria implementado no PSoC<sup>®</sup>**





## **Anexo D - Circuito de controlo dos LEDs e filtro Twin-T Notch passivo**



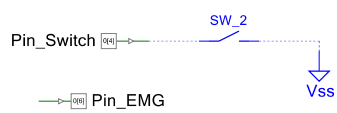
--- C:\Program Files (x86)\LTCLTspice\VDraft1.asc ---



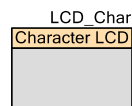
## **Anexo E - UART Bootloader Host**

# UART Bootloader Host

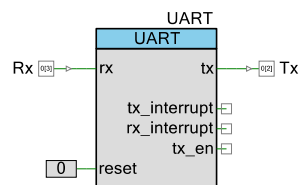
## User input



## Display



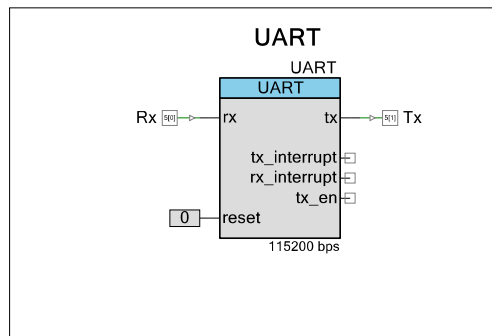
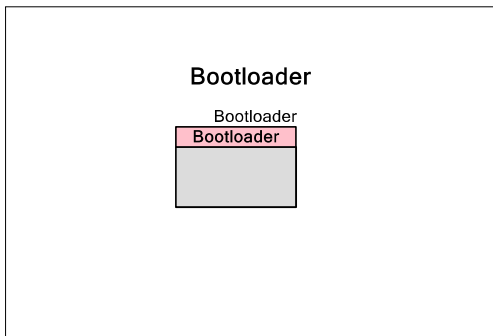
## UART



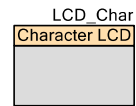


## **Anexo F - UART Bootloader**

# UART Bootloader



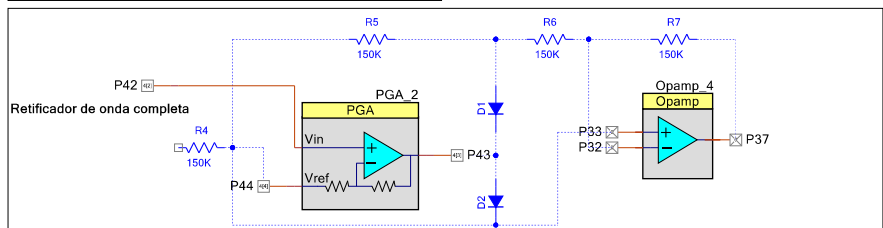
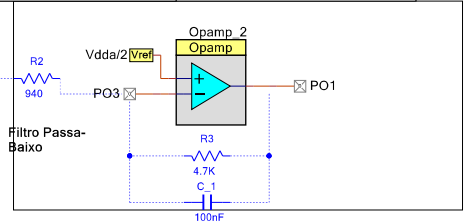
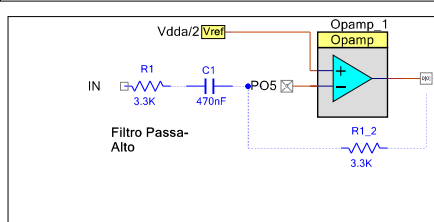
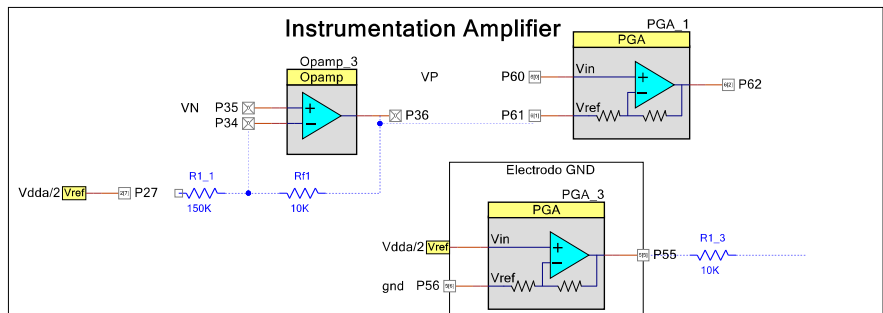
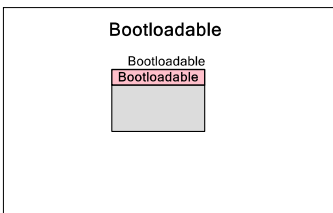
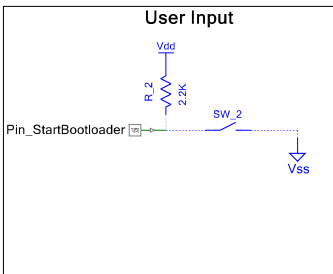
Pin\_StartBootloader  





# **Anexo G - Bootloadable1**

# Bootloadable1





## **Anexo H - Bootloadable2**

# Bootloadable2

