



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR
Faculdade De Engenharia

Sensor de Fotopletismografia por Reflexão sem Fios: Projeto e Desenvolvimento de Hardware

Daniel Fonseca Cruz

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletromecânica
(2º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor Carlos Manuel Pereira Cabrita
Coorientador: Doutor Eduardo Manuel Godinho Rodrigues

Covilhã, junho de 2016

Agradecimentos

Gostaria de agradecer a todos os que contribuíram para a elaboração desta dissertação, especialmente ao Professor Doutor Carlos Cabrita, que desde o primeiro momento partilhou o desafio constituído por esta proposta e por me proporcionar as condições para a realização desta dissertação.

Agradeço também de forma especial ao Doutor Eduardo Rodrigues por toda a sua disponibilidade, apoio, ajuda e por todos os conhecimentos que me transmitiu.

Gostaria também de endereçar um sincero agradecimento ao Mestre Radu Godina por todo o apoio e disponibilidade demonstrado ao longo desta dissertação.

A todos os meus amigos e colegas agradeço o apoio, pelas palavras de incentivo e força que me deram ao longo destes meses.

Por fim gostaria de agradecer a toda a minha família pelo inestimável apoio ao longo de todo o percurso académico.

Resumo

Nos anos oitenta do último século começaram a surgir oxímetros *wearable* que se estabeleceram como um *standart* para a monitorização da saturação de oxigénio no sangue e actividade cardíaca, de forma não intrusiva. Os referidos oxímetros medem a percentagem de hemoglobina totalmente saturada com oxigénio (SPO2), transmitindo luz com comprimentos de onda diferentes, vermelha e infra-vermelha, através dos tecidos.

Os dispositivos *wearable* atuais são frequentemente desenhados de forma modular, em que o módulo de medição e de *display* são integrados num único dispositivo. O armazenamento e tratamento de dados é difícil uma vez que são dispositivos de tamanho reduzido; baixo consumo de energia; baixo custo e baixa capacidade de processamento de dados. Tendo em conta que a quantidade de dados recolhidos é relativamente baixa, a sua transmissão de forma *wireless* é conveniente.

Nesta dissertação é desenvolvido e testado um oxímetro de pulso em modo refletivo capaz de calcular a saturação de oxigénio no sangue, o batimento cardíaco e enviar os dados de forma *wireless* para outros dispositivos.

O *hardware* desenvolvido engloba quatro módulos funcionais: fonte de alimentação constituída por um conversor DC-DC e um regulador de tensão linear, circuito de carga e monitorização da bateria que controla os ciclos de carga e descarga da bateria, um módulo de rádio frequência que permite que o oxímetro comunique com outros dispositivos de forma *wireless* e um microcontrolador responsável por gerir todas as comunicações e pelo processamento de sinal.

O *software* desenvolvido divide-se em duas partes: uma interface gráfica escrita em Matlab que permite a comunicação entre o computador e o oxímetro e o firmware do microcontrolador que engloba todos os algoritmos de cálculo do SPO2, do batimento cardíaco, drivers de periféricos, gestão das comunicações e aquisição e processamento dos dados.

Palavras-chave

Oximetria; Oxímetro de pulso; Fotoplestismograma; *Wearable*; Saturação de oxigénio no sangue; batimento cardíaco; processamento digital de sinal.

Abstract

Ever since the early 80s from the last century, wearable oximeters appear as the established standard for non-invasive monitoring of arterial oxygen saturation (SpO₂) and heart activity. Wearable oximeters can monitor arterial SpO₂, which is the percentage of arterial hemoglobin that is fully saturated with oxygen, by transmitting red and infrared light through the finger, where it is sensed.

The current wearable oximeters are frequently designed as single modular devices, namely, the measurement and display modules are integrated on a single device, which are responsible for several problems. Such devices lack effective data management functions and by being limited by size, power consumption and cost, advanced operating systems cannot be embedded to such wearable oximeters, making it difficult to store and manage data. Bearing in mind that the amount of data pulse wave signal collected is small, transmitting it wirelessly is convenient and effective.

In this thesis a reflective pulse oximeter is developed and tested capable of assessing the oxygen blood saturation (SpO₂), the heart rate and sending the acquired data through wireless communication to other devices.

The developed hardware comprises four functional modules: the power supply made of a DC-DC converter and a linear voltage regulator, the charging circuit and battery monitoring system which controls the charging and discharging cycles of the battery, a radio-frequency module that allows the device to connect through wireless communication to other devices and a microcontroller responsible for the management of the communications and for the signal processing.

The software developed in this thesis is made of two parts. One being the Matlab graphical interface that allows the communication between the oximeter and the PC while the other one being the microcontroller which comprises all the algorithms of SpO₂, heart rate, management of the communication, drivers, and data acquisition and processing.

Keywords

Oxymetry; Pulse oximeter; Photoplethysmograph; *Wearable*; Arterial oxygen saturation; Heart rate; Digital signal processing.

Índice

Lista de Figuras.....	x
Nomenclatura.....	xiv
Lista de Acrónimos.....	xvi
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 Enquadramento.....	1
1.3 Motivação e Objetivos.....	3
1.4 Organização da Dissertação	3
Capítulo 2	5
Estado de arte	5
2.1 Introdução	5
2.2 Métodos de medição da saturação de oxigénio no sangue.....	5
2.2.1 Métodos invasivos.....	5
2.2.1.1 Métodos colorimétricos	6
2.2.1.2 Métodos Químicos	6
2.2.1.3 Métodos de Espectrofotometria	6
2.2.2 Métodos não invasivos - Fotopletismografia	7
2.2.2.1. Modos de operação dos oxímetros de pulso	8
2.2.2.2.Fotoplestimograma	10
Capítulo 3	12
Fundamentos de oximetria de pulso	12
3.1 Introdução	12
3.2 Evolução da oximetria de pulso e âmbito de utilização.....	12
3.3 Fundamentos teóricos	13
3.3.1 O Modelo de Beer-Lambert	15
3.3.2 Curvas de calibração	17
3.3.3 Limitações do modelo de Beer-Lambert.....	18
3.4 Limitações da oximetria de pulso	19

Capítulo 4	21
4.1 Introdução	21
4.2 Especificações gerais e módulos funcionais	21
4.3 Elementos de <i>hardware</i>	22
4.3.1 Microcontrolador	23
4.3.2 MAX30100	24
a) Sensor interno de temperatura	25
b) Circuito de comando e controlo dos <i>LEDs RED e IR</i>	25
c) Frequência de amostragem e resolução da conversão	25
d) <i>Buffer</i> de dados	26
4.3.3 Rádio	26
4.3.4 <i>Display</i> OLED	28
4.3.5 <i>Armazenamento de energia eletroquímica e circuitos de supervisão</i>	29
4.4 Dimensionamento de <i>hardware</i>	34
4.4.1 Fonte de alimentação: Conversores DC-DC e LDO	34
4.4.1.1 Texas Instruments TPS63001	35
4.4.1.2 LDO - Texas Instruments TLV1318	45
4.4.3 Desenho das placas PCB	45
4.5 Tratamento digital de sinal	54
4.5.1 Filtros digitais	54
4.5.2 Especificações de desempenho e dimensionamento	55
4.6 <i>Software</i>	58
4.6.1 Estrutura Geral	58
4.6.2 Configuração e operação do MAX30100	61
4.6.3 Aquisição de dados	61
4.6.4 Rotinas de processamento de sinal	62
4.6.4.1 Filtro para remoção de ruído	62
4.6.4.2 Cálculo da componente DC do sinal fotopletismográfico	65
4.6.4.3 Cálculo da componente AC do sinal fotopletismográfico	65
4.6.4.4 Filtro de média	66
4.6.5 Algoritmo de deteção de picos	66

4.6.6 Detecção do batimento cardíaco	69
4.6.7 Cálculo do valor de S_pO_2	70
4.6.8 Interface do Rádio e respetiva camada de aplicação	70
4.6.9 Driver do display OLED	73
4.7 Interface Matlab	74
Capítulo 5	76
Análise de Resultados	76
5.1 Introdução	76
5.2 Análise dos sinais adquiridos fotoplestimográficos	76
Capítulo 6	84
Conclusões e Trabalhos Futuros	84
6.1 Conclusões	84
6.2 Desenvolvimento de Trabalhos Futuros	85
6.3 Trabalhos Resultantes desta Dissertação	85
Bibliografia	87
ANEXOS	92
A1 - Trabalho Resultante Desta Dissertação (Submetido, aceite e publicado na conferência IEEE <i>International Conference on Environment an Electrical Engineering florença 2016</i>)	93
A2 - Trabalho Resultante Desta Dissertação (Submetido, aceite e publicado na conferência IEEE <i>International Conference on Environment an Electrical Engineering florença 2016</i>)	94
A3 - Esquema elétrico do oxímetro de pulso	95

Lista de Figuras

Figura 1.1 Estrutura etária da população por grandes grupos etários (%), Portugal,1970-2014. Fonte: INE, I.P., Estimativas Anuais da População Residente	1
Figura 1.2 Hospitais que praticam atividade de telemedicina, por tipo de atividade em 2012 (%)	2
Figura 2.1 Funcionamento do oxímetro de pulso em função da localização: por transmissão à esquerda e por reflexão à direita [5].	8
Figura 2.2 Sondas para oxímetros de pulso.	9
Figura 2.3 Componentes do sinal de onda de pulso.	11
Figura 3.1 Coeficientes de extinção da hemoglobina funcional e disfuncional em função do comprimento de onda[2]	14
Figura 3.2 Comparação entre o modelo de Beer-Lambert e uma curva de calibração empírica.	18
Figura 4.1 Diagrama de blocos do Max30100.....	24
Figura 4.2 Relação entre a taxa de amostragem, a largura do pulso e a resolução do ADC....	26
Figura 4.3 Rádio transceiver NRF24L01	27
Figura 4.4 Estrutura do pacote de dados	28
Figura 4.5 Display OLED.....	29
Figura 4.6 Perfil de descarga de uma bateria de lítio.....	30
Figura 4.7 Ciclo de carga da bateria de Lítio.	32
Figura 4.8 Esquema de um conversor buck-boost.....	35
Figura 4.9 Esquema de um conversor em modo Buck	36
Figura 4.10 Estágios de potência de um conversor Buck.....	37
Figura 4.11 Capacidade efetiva: A) em função da tensão de bias. B) em função da temperatura.	40
Figura 4.12 Esquema de um conversor em modo Boost	41
Figura 4.13 Estágios de potência de um conversor Boost.....	42
Figura 4.14 Protótipo do oxímetro de pulso	46
Figura 4.15 PCB da fonte de alimentação com os diversos componentes soldados na layer superior.	47
Figura 4.16 Tensão de saída do conversor para valores de carga constantes: A) conversor em vazio. B) 10mA. C) 96mA. D) 960mA	48
Figura 4.17 Resposta do conversor. A) Quando lhe é imposto um transiente de corrente. B) Pormenor do pico de tensão.	49
Figura 4.18 Versão final do oxímetro (layer superior e inferior).	50
Figura 4.19 Resposta do conversor a transientes de corrente (para 13bit 1000sps).	51
Figura 4.20 Resposta do conversor a transientes de corrente com acoplamento AC (para 13bit 1000sps).	52

Figura 4.21 Resposta do conversor a transientes de corrente com acoplamento AC (para 16bit 50sps).	52
Figura 4.22 Tensão de saída do LDO com acoplamento AC.....	53
Figura 4.23 Placa de controlo	54
Figura 4.24 Resposta em frequência (a azul) e resposta em fase (a verde) da estrutura FIR passa-baixo.....	56
Figura 4.25 Resposta ao impulso da estrutura FIR passa-baixo.	57
Figura 4.26 Resposta em frequência (a azul) e resposta em fase (a verde) da estrutura FIR passa-alto.	58
Figura 4.27 Fluxograma que descreve o funcionamento da função main.	60
Figura 4.28 Forma de onda de pulso IR (valores em bruto).	62
Figura 4.29 Cadeia de processamento de sinal implementada em software.	62
Figura 4.30 Espectro de potência da onda de pulso adquirida com uma frequência de amostragem de 50 sps (resolução 16 bits).....	64
Figura 4.31 Sinal fotopletismográfico IR após filtro digital passa-baixo	64
Figura 4.32 Espectro de potência da onda de pulso adquirida com uma frequência de amostragem de 50 sps (resolução 16 bits) após filtro digital passa-baixo.	65
Figura 4.33 Sinal fotopletismográfico IR após filtro digital passa-alto	65
Figura 4.34 Algoritmo de deteção de picos (DDP).	67
Figura 4.35 Estrutura FIFO implementada.....	68
Figura 4.36 Algoritmo de decisão para picos e vales globais.....	69
Figura 4.37 Estrutura em estrela da rede sem fios e esquema de endereços.....	70
Figura 4.38 Estrutura dos sub-pacotes ou frames.	71
Figura 4.39 Esquema de funcionamento do protocolo implementado.	73
Figura 4.40 Mapeamento da memória do controlador do diplay OLED.	74
Figura 4.41 Interface gráfica escrita em Matlab.	75
Figura 5.1 Formas de onda fotopletismográficas para uma corrente nos LEDs de 50mA (16bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.	77
Figura 5.2. Formas de onda fotopletismográficas para uma corrente nos LEDs de 40.2mA (16bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.....	77
Figura 5.3 Formas de onda fotopletismográficas para uma corrente nos LEDs de 20.8mA (16bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.....	78
Figura 5.4 Formas de onda fotopletismográficas para uma corrente nos LEDs de 7.6mA (16bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.....	78
Figura 5.5 . Formas de onda fotopletismográficas para uma corrente nos LEDs de 50mA (13bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.....	79
Figura 5.6 Formas de onda fotopletismográficas para uma corrente nos LEDs de 40.2mA (13bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.....	79
Figura 5.7 Formas de onda fotopletismográficas para uma corrente nos LEDs de 20.8mA (13bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.....	79

Figura 5.8 Formas de onda fotopleletismográficas para uma corrente nos LEDs de 7.6mA (13bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.....	80
Figura 5.9 Modo de aquisição 13 bits: ψ and ξ vs corrente nos LEDs.	81
Figura 5.10 Modo de aquisição 16 bits: ψ and ξ vs corrente nos LEDs.....	81
Figura 5.11 Resultados do batimento cardíaco referentes a cada intervalo que aquisição. ...	82
Figura 5.12 Resultados do SPO2 referentes a cada intervalo que aquisição.	82

Lista de Tabelas

Tabela 5.1 <i>Modo de aquisição 13 bits</i>	78
Tabela 5.2 <i>Modo de aquisição 16 bits</i>	78

Nomenclatura

α	Absorvância
c	Concentração da solução
C	Capacidade
c_{HbO_2}	Concentração de oxiemoglobina
c_{total}	Total de moléculas de hemoglobina
D	Comprimento do caminho ótico
D_{boost}	<i>Duty cycle</i> para o conversor em modo <i>boost</i>
D_{buck}	<i>Duty cycle</i> para o conversor em modo <i>buck</i>
ΔI_L	Corrente Ripple
ΔI_L^{off}	Variação da corrente na bobina durante o estágio OFF
ε	Coefficiente de extinção
η	Rendimento do conversor conversor
f_s	Frequência de comutação
F_{sw}	Frequência de comutação do conversor
$h(k)$	Coefficientes do filtro
I_0	Radiação incidente
λ	Comprimento de onda
I_{CHG}	Corrente de carga máxima
IL	Corrente na bobina
ILIM	Limite de corrente de entrada
$I_{m\acute{a}x}$	Corrente máxima de entrada
I_{out}	Corrente de saída desejada
ISET	Corrente de carga rápida
I_t	Luz transmitida através da solução
ITERM	Limiar da corrente de término
L	Indutância
N	Número de amostras
R	Rácio de rários
RDS(ON)	Resistência RDS(ON) entre o <i>drain</i> e o <i>source</i>
R_{ILIM}	Resistência que limita a corrente ILIM
R_{ISET}	Resistência que limita a corrente ISET
R_{ITERM}	Resistência que limita a corrente ITERM

$S_a O_2$	A saturação de oxigénio no sangue
$S_a P_2$	A saturação de oxigénio no sangue medida por um oxímetro de pulso
T_f	Atraso de fase
TON	Tempo de condução
TS	Período de um ciclo de comutação completo do conversor
V_0	Tensão aos terminais da carga no conversor
Vd	Queda de tensão no díodo de roda livre
$V_I^{máx}$	Tensão máxima de entrada
$V_{in\max}$	Tensão de entrada máxima conversor
$V_{in\min}$	Tensão de entrada mínima conversor
V_{out}	Tensão de saída do conversor
$X(m)$	Transformada de Fourier
$x(n-k)$	Valor da entrada atual e passada do filtro
x_{RMS}	Valor RMS
$y(n)$	Saída do filtro no instante n

Lista de Acrónimos

ADC	Conversor analógico/digital
CI	Circuito integrado
DFT	Transformada discreta de Fourier
ESL	Indutância equivalente em serie
ESR	Resistência equivalente em serie
FIFO	<i>First in frist out</i>
GUI	Algoritmos Evolutivos
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
LED	Díodo emissor de luz
MAV	<i>Moving avarage filter</i>
PCB	Placa de circuito impresso
PPG	Fotopletismograma
PWM	Modulação por largura de pulso
SNR	Rácio sinal ruído
SPI	<i>Serial peripheral interface</i>
UART	<i>Universal Synchronous Receiver/Transmitter</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

Portugal é um dos países mais envelhecidos do mundo. A evolução demográfica tem-se caracterizado por uma decrescente taxa de natalidade. Se a este facto aliarmos a crescente esperança média de vida e o acréscimo acentuado da emigração por parte de jovens, obtemos um cenário negro em relação ao futuro da estrutura demográfica em Portugal. A Figura 1.1 mostra precisamente a evolução de vários grupos etários em Portugal desde 1970 até 2014. Da análise da figura pode observar-se um crescente aumento da população idosa (com 65 e mais anos de idade) e um claro decréscimo da população ativa e jovem. Esta tendência tenderá a agravar-se nas próximas décadas.

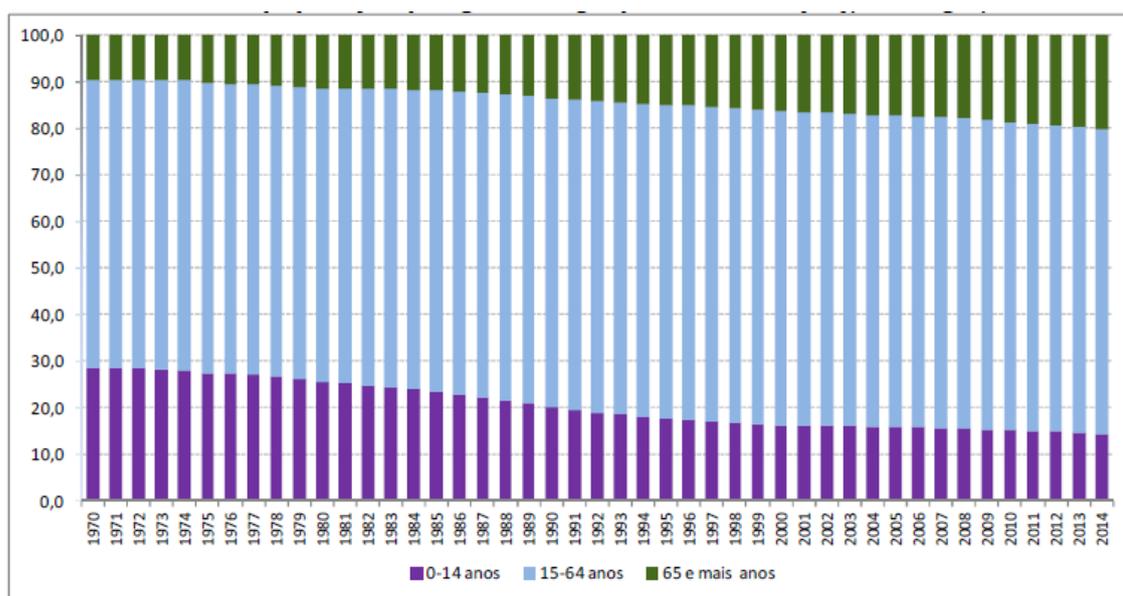


Figura 1.1 Estrutura etária da população por grandes grupos etários (%), Portugal,1970-2014. Fonte: INE, I.P., Estimativas Anuais da População Residente

O envelhecimento da população coloca muitos desafios aos governos e à sociedade em geral. Um exemplo inequívoco de um desses desafios prende-se com a pressão que a facha etária idosa exercerá, a médio-longo prazo, no sistema nacional de saúde. Este aspeto é tão mais grave se levarmos em conta as assimetrias na distribuição da população em Portugal. Grandes aglomerados populacionais em centros urbanos e populações isoladas em meios rurais no interior do país. Fica patente uma clara necessidade de repensar a prestação de cuidados de saúde tendo em conta essa realidade.

A prestação de cuidados de saúde não tem necessariamente de passar pelos serviços hospitalares. Há, por conseguinte, casos em que o acompanhamento do paciente poderia ser feito remotamente, sem recurso a deslocações ao hospital. Se assim fosse, reduzir-se-ia o congestionamento nos diversos centros de prestação de cuidados de saúde. As populações, especialmente as situadas em regiões mais remotas, seriam acompanhadas de forma mais eficaz e assertiva, conhecida que é a dificuldade de alocar recursos humanos e técnicos diferenciados para estas populações.

Uma das principais causas de morte em Portugal são as doenças crónicas não transmissíveis, tais como doenças cardiovasculares, diabetes, colesterol, etc. A prevenção deve ser a maior preocupação como fator de diminuição da prevalência destas doenças. O acompanhamento e tratamento dos pacientes é extremamente importante, de forma a aumentar a longevidade e a qualidade de vida de quem padece deste tipo de doenças.

É neste âmbito, mas não exclusivamente, que surge o conceito de Telemedicina. Pode ser definido simplesmente como a utilização da informática e das telecomunicações aplicada às três tarefas tradicionalmente executadas por médicos e outros profissionais de saúde, assistência clínica, ensino e investigação biomédica [1]. Com as possíveis ferramentas disponibilizadas pela telemedicina é possível a observação, diagnóstico, tratamento e monitorização dos pacientes em qualquer altura e em qualquer lugar. A resposta por parte dos prestadores de serviços de cuidados de saúde pode ser assim mais rápida, eficiente e menos onerosa.

Em Portugal existem algumas especialidades, em vários centros hospitalares, que utilizam telemedicina, tais como cardiologia, dermatologia, endocrinologia (diabetes), etc. A Figura 1.2 mostra os hospitais que praticam atividade de telemedicina, por tipo de atividade em 2012 (%). Pode observar-se que cerca de 36% dos hospitais efetuaram algum tipo de teleconsulta e 20% efetuaram algum tipo de telemedicina nos serviços de dermatologia.

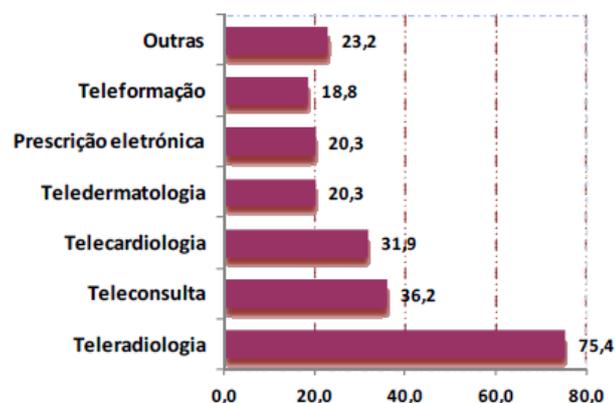


Figura 1.2 Hospitais que praticam atividade de telemedicina, por tipo de atividade em 2012 (%)

Pelo exposto, fica subjacente uma crescente necessidade de desenvolvimento de dispositivos capazes de monitorizar de forma contínua e integrada o estado de saúde dos pacientes.

1.3 Motivação e Objetivos

A introdução de dispositivos de telemedicina no circuito comercial, para além do meio hospitalar, tem pouca expressão prática. Com efeito, a maioria dos dispositivos de medição de sinais biológicos domésticos, oxímetros e medidores de pressão arterial por exemplo, servem apenas para referência pessoal. Não oferecem a possibilidade de integrar um conjunto de dispositivos que recolhem os dados dos pacientes e os disponibilizam automaticamente para futura análise.

Com esta dissertação pretendeu-se desenvolver um dispositivo de aquisição de sinais fotoplestimográficos sem fios - oxímetro de pulso por reflexão. Este tipo de equipamento destina-se à medição do nível de saturação de oxigénio no sangue e ao registo do batimento cardíaco em tempo real. A valência “sem fios”, por radiofrequência, permite enviar os dados fisiológicos recolhidos para um dispositivo central que se encarregará de os distribuir da melhor forma para um prestador de cuidados de saúde, por exemplo.

O dispositivo central formará uma rede de sensores sem fios que terá a capacidade de agregar vários dispositivos de aquisição de sinais fisiológicos e gerir as comunicações entre eles.

1.4 Organização da Dissertação

Esta dissertação está organizada em sete capítulos, que refletem as diferentes etapas de desenvolvimento do oxímetro de pulso por reflexão. O presente capítulo refere-se ao enquadramento, objetivos e organização da dissertação.

No capítulo 2 são apresentados os diferentes métodos para medição da saturação de oxigénio no sangue, invasivos e não invasivos, com especial relevo à oximetria de pulso.

O capítulo 3 é dedicado aos fundamentos da oximetria de pulso, evolução histórica e aplicação clínica. É exposto o modelo que serve de base para o cálculo da saturação de oxigénio no sangue, bem como as suas limitações.

No capítulo 4 é dada ênfase ao projeto e desenvolvimento de *hardware* do sensor de fotoplestismografia. Divide-se em três secções: *hardware*, *software* e *firmware*. A primeira secção descreve o processo seguido na identificação e no dimensionamento dos elementos chave do *hardware*, finalizando com a apresentação do protótipo em placa de circuito

impresso. A secção de software apresenta a aplicação gráfica criada com a ferramenta Matlab - interface de configuração e controlo remoto do oxímetro com recolha de dados em tempo real. Na secção de *firmware* a estrutura algorítmica dorsal é identificada e discutida em pormenor.

No capítulo 5 os sinais fotopleletismográficos obtidos com o protótipo são alvo de análise multidimensional: resolução ADC, qualidade do sinal, corrente LED, consumo de energia e perfil comparativo. São avaliados os resultados referentes à deteção do batimento cardíaco e saturação de oxigénio no sangue.

No capítulo 6 apresentam-se as conclusões referentes a toda a dissertação, bem como sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Estado de arte

2.1 Introdução

Oximetria é geralmente definida como uma técnica de medição da saturação de oxigénio no sangue arterial através de métodos óticos. A oximetria de pulso é apenas uma delas, por ventura a mais difundida [2].

Neste capítulo são abordadas os vários métodos de medição de gases dissolvidos no sangue. Estes métodos são divididos em dois grupos: métodos invasivos e métodos não invasivos.

2.2 Métodos de medição da saturação de oxigénio no sangue

Garantir um fluxo constante de o oxigénio é vital para o normal funcionamento de todos os órgãos e tecidos do corpo humano. Quando a quantidade de oxigénio que chega aos tecidos e órgãos é demasiado pequena, condição de anoxia, podem ocorrer danos irreversíveis nas células. Desta forma, a medição da saturação de oxigénio no sangue é de extrema importância, não só para evitar anoxia, mas também porque pode ser um indicador da condição geral do paciente [3] [4].

2.2.1 Métodos invasivos

Os primeiros métodos de medição da saturação de oxigénio no sangue baseavam-se em técnicas invasivas. Este tipo de técnicas são bastante inconvenientes uma vez que é requerido que se retire uma amostra de sangue do paciente ou que se lhe coloque um cateter. Como os resultados requerem análises laboratoriais, a maior parte das vezes, não é possível ter um “*feedback*” em tempo real da condição do paciente, o que aumenta o tempo necessário para produzir uma decisão terapêutica. Uma outra desvantagem prende-se com o aumento do risco de contração de infeções [2].

2.2.1.1 Métodos colorimétricos

Esta técnica de medição da saturação de oxigénio é por ventura a mais fácil de executar. Infelizmente a fiabilidade dos resultados é má, pelo que há muito que foi abandonada. Em termos genéricos a técnica baseia-se simplesmente na comparação da cor de uma amostra diluída de sangue com um padrão pré definido [2].

2.2.1.2 Métodos Químicos

Neste tipo de métodos promove-se a reação química de um ou mais compostos químicos com uma amostra de sangue a fim de libertar o oxigénio nele dissolvido. Este tipo de métodos são por norma bastante lentos. Um dos primeiros métodos deste tipo a obter resultados bastante precisos é conhecido como o método “*Van Slyke*”. Nele, faz-se reagir uma amostra de sangue com ferrocianeto de potássio. A reação com este composto químico faz libertar os gases dissolvidos no sangue, tais como o oxigénio e o dióxido de carbono. O dióxido de carbono é posteriormente eliminado dos produtos da reação. Os restantes gases são comprimidos até atingirem um volume específico e a pressão resultante é medida. Por fim, absorve-se o oxigénio utilizando hidrossulfito de sódio, comprimem-se os gases restantes até atingirem o mesmo volume e mede-se novamente a pressão. A saturação de oxigénio no sangue é calculada através da diferença entre as duas pressões medidas, que mais não é do que a pressão parcial de oxigénio contida na amostra de sangue. Atualmente os métodos químicos mais utilizados e que permitem monitorizar continuamente os gases dissolvidos no sangue são baseados no princípio de funcionamento do eletrodo de Clark. Estes dispositivos, tipicamente, são constituídos por um eletrodo de platina mantido a um potencial negativo em relação a um eletrodo de referência de prata. Ambos são imersos numa solução eletrolítica de cloreto de potássio envolto numa membrana permeável ao oxigénio. O oxigénio atravessa a membrana e é reduzido no eletrodo de platina. Esta reação gera uma corrente elétrica proporcional á pressão parcial de oxigénio. Com este método é possível detetar concentrações de oxigénio muito pequenas. Com efeito, tem sido usado para medir com precisão a quantidade de oxigénio ao nível da respiração celular [2][5][6].

2.2.1.3 Métodos de Espectrofotometria

A espectrofotometria é atualmente a base de toda a oximetria. As técnicas espectrofotométricas desenvolvidas para medição de gases são bastante vastas e tanto inclui procedimentos invasivos como não invasivos. O fundamento destes métodos é bastante simples. Cada substância possui um coeficiente de extinção ou absorvância que determina a quantidade de luz que essa substância absorve para um determinado comprimento de onda. É

portanto apresentada sob a forma de um espectro único para cada substância. Quando a luz passa através de uma solução (sangue neste caso), parte é absorvida, parte é espalhada e a restante é transmitida [7]. Sensores óticos são responsáveis por medir a radiação transmitida e incidente, transformando-as em corrente elétrica. Essas medições são posteriormente sujeitas a um modelo que as relaciona com as concentrações das diferentes substâncias presentes na solução. A mais utilizada atualmente para medir a saturação de oxigénio no sangue originou um aparelho conhecido como oxímetro CO. Estes oxímetros quantificam os diferentes tipos de hemoglobina (hemoglobina funcional e hemoglobina disfuncional) no sangue a partir de uma amostra diluída de sangue. É precisamente esse facto que distingue estes oxímetros dos oxímetros de pulso, a capacidade de distinguir e quantificar a hemoglobina disfuncional da hemoglobina funcional [8] [9]. No capítulo seguinte abordar-se-á este aspeto com mais detalhe.

2.2.2 Métodos não invasivos - Fotopletismografia

Os métodos não evasivos são sem sombra de dúvida os mais utilizados quer em meio hospitalar quer em aparelhos “domésticos”. Proporcionam maior conforto para o paciente e permitem uma monitorização contínua, o que permite avaliar a evolução do paciente ao longo do tempo [10].

Os métodos não evasivos são essencialmente, senão totalmente, espectrofotométricos. Os aparelhos mais comuns são os oxímetros de pulso e os oxímetros CO, cujo princípio de funcionamento já foi explicado na seção anterior. Os oxímetros de pulso são tidos como menos precisos. Contudo, apresentam um conjunto de características que os tornam versáteis tais como:

- Além de estimar a saturação de oxigénio no sangue, são capazes de medir o batimento cardíaco, ritmo respiratório, variabilidade do batimento cardíaco e produzir uma forma de onda fotoplestimográfica (PPG¹).
- Os sensores têm dimensões muito reduzidas, são fáceis de manusear e de baixo consumo, o que os torna propensos para aplicações em dispositivos portáteis ou “wearable”.
- Tecnologia de baixo custo, portátil e de simples utilização.

¹ Acrónimo de “photoplethysmogram” que se refere á medição volumétrica de um órgão, neste caso uma artéria, obtida por um método ótico.

Nos últimos anos surgiram novos modelos e algoritmos que têm tornado os oxímetros de pulso mais robustos.

2.2.2.1. Modos de operação dos oxímetros de pulso

Os locais do corpo humano mais frequentemente utilizados para medições com oxímetros de pulso são as extremidades, tal como a ponta dos dedos e o lóbulo das orelhas. A parte inferior do pulso, a testa e o nariz são também locais de medição frequentes. Esses locais caracterizam-se por uma maior perfusão sanguínea, o que permite melhorar a gama dinâmica das medições assim como a razão sinal-ruído (SNR) [11].

Os oxímetros de pulso são classificados em dois grupos conforme o feixe de luz é transmitido ou refletido numa zona específica do corpo. Os modos de utilização por transmissão ou reflexão estão ilustrados na Figura 2.1.

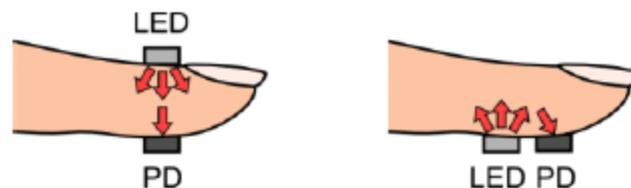


Figura 2.1 Funcionamento do oxímetro de pulso em função da localização: por transmissão à esquerda e por reflexão à direita [12].

A larga maioria dos equipamentos de oximetria de pulso no mercado funcionam em modo de transmissão, especialmente aqueles que se destinam ao uso hospitalar. Nestes, o fotodetector está localizado no lado oposto dos LEDs e mede a quantidade de luz que é transmitida através dos tecidos.

Em oximetria de pulso a localização e o alinhamento das fontes de luz vermelha e infravermelha com o fotodetector, determina a sensibilidade do sistema de medida aos sinais fotopleletismográficos. Por outras palavras condiciona a gama dinâmica do dispositivo por pulso [13] [14].

De forma a maximizar a quantidade de luz detetada, o fotodetector deve estar alinhado com os LEDs e colocados o mais próximo possível da pele sem exercer uma pressão excessivas sobre os tecidos. Uma pressão excessiva pode fazer com que o sangue sobre os tecidos onde estão colocados os LEDs e o fotodetector “estagne”. Nestas condições o oxímetro devolve resultados erróneos [15]. Veremos no capítulo seguinte que o aumento da distância entre os

LEDs e o fotodetector implica uma redução na quantidade de luz transmitida. Com efeito, em [2], recomenda-se uma distância entre eles inferior a 12mm.

Nos oxímetros de pulso por reflexão, os LEDs e o fotodetector estão localizados no mesmo lado. Estes medem a quantidade de luz que é refletida pelos tecidos. Este modo permite que o oxímetro seja aplicado em regiões do corpo humano menos convencionais para a oximetria de pulso, devido ao fato da questão da separação “transversal” entre o fotodetector e os Leds não se colocar. Contudo, a distância “longitudinal” entre eles influencia decisivamente na quantidade de luz detetada pelo fotodetector. Tem de se encontrar um compromisso entre a referida distância e a intensidade da luz refletida. Quanto maior for a distancia menor é a intensidade da luz refletida, contudo se a distância for muito pequena, facilmente se satura o fotodetector [16].

Tipicamente as sondas dos oxímetros são constituídas por duas partes unidas num eixo e acionadas por uma mola, conforme se mostra na Figura 2.2 A). Este tipo de sondas são reutilizáveis, fáceis de utilizar e confortáveis para o paciente. Devido à ação da mola são mais suscetíveis a anomalias no sinal adquirido devido ao movimento do paciente. Requerem cuidados acrescidos de limpeza na utilização entre pacientes.

Uma outra solução comum são as sondas descartáveis, Figura B). Nestas, o conjunto sensor LED são colocados numa banda adesiva. Têm a desvantagem de serem mais onerosas. Como não têm restrições no tamanho servem para adultos como para crianças. As anomalias devido ao movimento do paciente são bastante reduzidas, uma vez que, a sonda esta firmemente colada ao dedo, por exemplo. Este tipo de sonda é mais adequada para monitorização prolongada [2] [17].

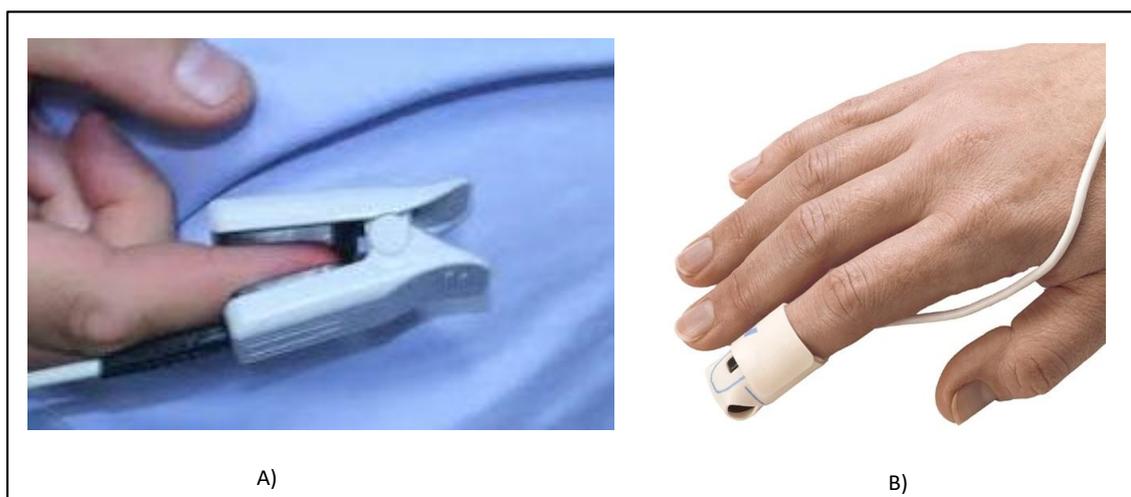


Figura 2.2 Sondas para oxímetros de pulso.

2.2.2.2. Fotoplestimograma

Fotoplestimografia é um método ótico que fornece informação acerca das variações de volume de sangue numa determinada região do corpo. Normalmente o sinal é adquirido com recurso a um oxímetro de pulso [5]. O resultado é uma forma de onda denominada fotoplestismograma (PPG) que representa as variações na absorção de luz nos tecidos e sangue. Um aumento do volume de sangue e correspondente aumento do diâmetro dos vasos sanguíneos, num determinado tecido implica um aumento do caminho ótico da luz e, conseqüentemente, uma diminuição da intensidade da luz transmitida. Regiões com vasodilatação significativa ou vasos sanguíneos sujeitos a maior variação diametral, proporcionam a obtenção de sinais fotoplestismográficos mais intensos ou de maior amplitude. Por outro lado, os sinais de onda de pulso variam sincronamente com o ciclo respiratório [18] [19].

A Figura 2.3 representa um sinal de onda de pulso típico. Podemos imediatamente identificar duas componentes fundamentais:

- Fração pulsante ou alternada designada por componente AC com periodicidade cíclica coincidente com o ritmo do batimento cardíaco.
- Componente DC. A componente DC está relacionada com a absorção de luz por parte dos tecidos e com a média do volume de sangue. A respiração faz com que a componente DC varie lentamente ao longo do tempo.

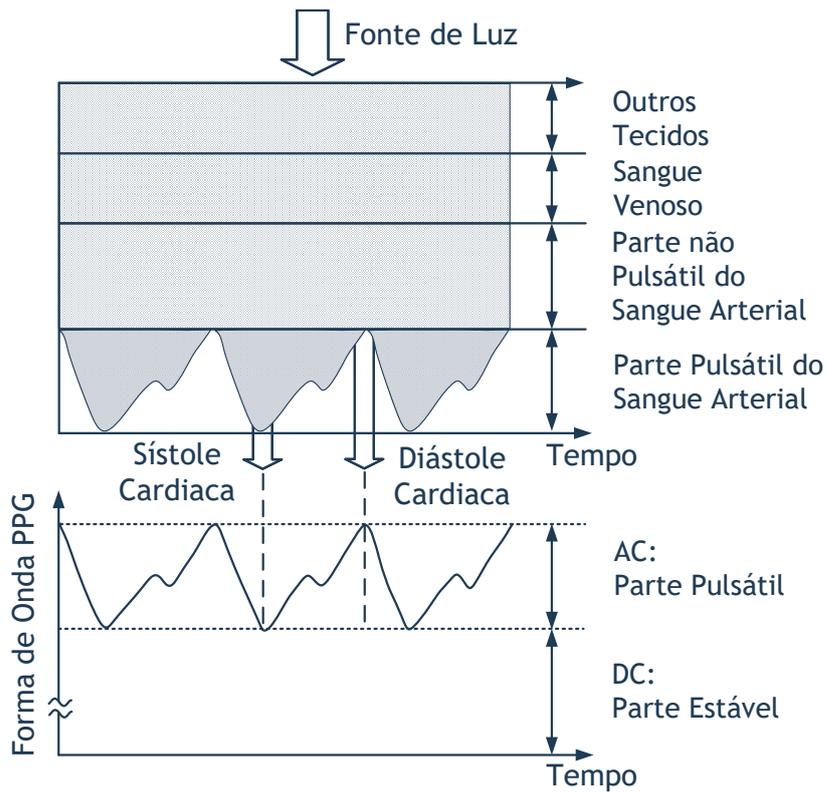


Figura 2.3 Componentes do sinal de onda de pulso.

Os sinais de onda de pulso apresentam uma variação bastante grande de pessoa para pessoa. O pico diastólico, por exemplo, mais conhecido na literatura da especialidade por “*dicrotic notch*”, varia bastante com a idade do paciente. Pacientes mais velhos tendem a não ter um pico diastólico tão prenunciado. Este fenômeno fisiológico resulta do fecho repentino da válvula aórtica [20].

Capítulo 3

Fundamentos de oximetria de pulso

3.1 Introdução

A oximetria de pulso revolucionou a medicina moderna uma vez que possibilitou a medição da saturação de oxigénio na hemoglobina de forma não intrusiva, em tempo real e com custos associados muito baixos. Tem a vantagem única de não só medir continuamente a saturação de oxigénio no sangue como também o batimento cardíaco, o ritmo respiratório e até oferecer uma estimativa da pressão sanguínea. Com efeito, tornou-se um método de diagnóstico *standard* em blocos operatórios e unidades de cuidados intensivos, por exemplo.[21] [22].[23].

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos sobre oximetria de pulso. Na primeira secção dar-se-á uma visão geral da evolução da oximetria de pulso e a conseqüente implementação na prática clínica. Seguidamente serão abordadas sucintamente as trocas gasosas que ocorrem nos vários tipos de hemoglobina e a sua relação com a absorção de luz. Por fim serão discutidas as limitações da oximetria de pulso e feita uma pequena revisão bibliográfica acerca das técnicas e algoritmos propostos para as mitigar.

3.2 Evolução da oximetria de pulso e âmbito de utilização

Carl Matthes em 1935 construiu o primeiro oxímetro de pulso capaz de medir *in vivo* a saturação de oxigénio no sangue [22]. Usava luz com dois comprimentos de onda diferentes, um sensível às alterações na saturação de oxigénio e outro para compensar a luz absorvida pelos tecidos. O aparelho era muito limitado e difícil de calibrar, pelo que a sua aplicação prática não foi relevante.

Durante a segunda guerra mundial, Millikan desenvolveu um oxímetro de pulso para monitorizar e controlar a quantidade de oxigénio administrada aos pilotos de aviões de combate, de forma a mitigar o problema de hipoxia devido á altitude. O resultado dos seus esforços foi um oxímetro colocado no lóbulo da arelha formado por uma lâmpada, dois filtros, um vermelho e outro verde e uma fotocélula. Mais tarde, em 1948, Earl Wood and J.E.Geraci melhoraram este dispositivo acrescentado uma manga pneumática que quando insuflada criava uma região deficitária em sangue a fim de estimar os valores zero que correspondem à absorção de luz por parte dos tecidos. A utilização destes dispositivos na prática clínica foi muito limitada, essencialmente porque exigia um procedimento de calibração difícil e único para cada paciente.[24].

Em 1964 o cirurgião Robert Shaw propôs um oxímetro que se distinguia dos demais pelo fato de usar oito comprimentos de onda diferentes. Desta forma conseguia quantificar os diferentes tipos de hemoglobina de forma precisa. Contudo tratava-se de um dispositivo de grandes dimensões e caro, pelo que a sua utilização se cingiu à utilização laboratorial

Em 1972 o bioengenheiro japonês Takuo Aoyagi desenvolveu a ideia de medir a saturação de oxigénio no sangue utilizando a componente pulsatória resultante da absorção de radiação por parte dos tecidos e do sangue. Atribuiu à componente não pulsatória, constante, a absorção de radiação por parte dos tecidos, o que permitia de forma fácil e rápida resolver os problemas de calibração inicial presentes nos aparelhos existente na época. Esta metodologia é ainda hoje a base da oximetria de pulso. Durante a década de setenta foram comercializados vários oxímetros baseados na ideia de Aoyagi, contudo, e mais uma vez, a sua utilização era limitada ao uso laboratorial.

A grande revolução na utilização da oximetria de pulso na prática clínica deu-se na década de oitenta. William New e Mark Yelderman reconheceram o seu enorme potencial comercial e clínico e juntamente com Jack Lloyd fundaram a Nellcor, responsável pela primeira produção em massa de oxímetros de pulso. Nos anos vindouros a oximetria de pulso foi-se tornando um método de monitorização *standard* em cirurgia, cuidados intensivos, anestesiologia, cuidados neonatais, etc.

3.3 Fundamentos teóricos

O transporte de oxigénio para as células é efetuado por uma proteína presente no sangue denominada hemoglobina. Essa proteína, que confere a tonalidade vermelha ao sangue, é também responsável pelo transporte de dióxido de carbono das células para os pulmões. Podemos dividir a hemoglobina em duas “categorias”, hemoglobina funcional e a hemoglobina disfuncional [25].

A hemoglobina funcional é composta pela oxiemoglobina, quando a hemoglobina se liga a quatro moléculas de oxigénio (forma oxigenada), e a desoxiemoglobina, quando esta perde as moléculas de oxigénio (forma reduzida).

A hemoglobina disfuncional forma-se quando outros gases se ligam à hemoglobina, reduzindo ou anulando a capacidade para transportar oxigénio. Entre as mais frequentes temos a carboxiemoglobina, quando a hemoglobina se liga a moléculas de monóxido de carbono, e a metahemoglobina, que se forma quando compostos tais como nitratos, nitritos, cloratos se ligam à hemoglobina. Os níveis de hemoglobina disfuncional situam-se entre 1-2% para

indivíduos saudáveis, contudo estes valores podem crescer consideravelmente para fumadores.

A absorção de luz por parte da hemoglobina varia mediante a sua saturação de oxigénio. Com efeito, a oxihemoglobina, faz com que o sangue apresente uma cor mais clara que a desoxihemoglobina. Estes dois tipos de hemoglobina têm diferentes espectros óticos para comprimentos de onda entre os $600nm$ e os $1000nm$. A Figura 3.1 mostra o espectro de absorção da hemoglobina funcional em função da gama de comprimentos de onda referidos. Facilmente concluímos que a desoxihemoglobina absorve mais radiação para comprimentos de onda de cerca de $650nm$, que corresponde a radiação vermelha na banda da luz visível. A oxihemoglobina pelo contrário absorve mais radiação para comprimentos de onda de cerca de $900nm$, que corresponde a radiação da banda do infravermelho [26] [27].

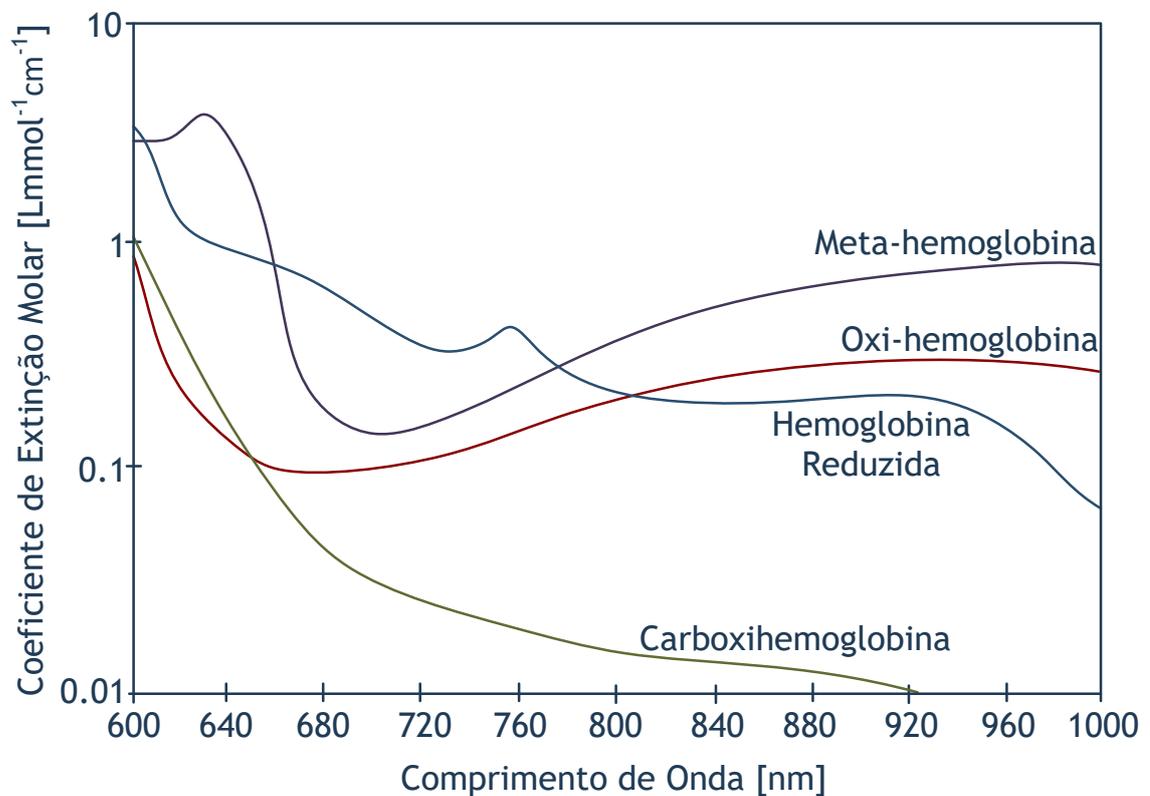


Figura 3.1 Coeficientes de extinção da hemoglobina funcional e disfuncional em função do comprimento de onda [2]

Comprimentos de onda menores do que $600nm$ e maiores que $1000nm$ não devem ser utilizados em oxímetros de pulso devido à excessiva absorção por parte dos tecidos e da própria. É precisamente a diferença entre a absorção de diferentes comprimentos de onda por parte dos dois tipos de hemoglobina funcional que servirá de fundamento à oximetria de pulso. A saturação de oxigénio no sangue arterial (S_aO_2) é definida como a percentagem da

concentração de oxiemoglobina (c_{HbO_2}) em relação ao total de moléculas de hemoglobina (c_{total}) determinado por [28] [29]:

$$S_a O_2 = \frac{c_{HbO_2}}{c_{total}} \times 100 \quad (3.1)$$

Os oxímetros de pulso comuns, baseados em dois comprimentos de onda, não são capazes de distinguir a hemoglobina disfuncional, pelo que a definição de saturação de oxigénio no sangue refere-se à percentagem de oxiemoglobina em relação à soma da oxiemoglobina e da desoxiemoglobina (c_{Hb}), conforme a equação seguinte:

$$S_p O_2 = \frac{c_{HbO_2}}{c_{HbO_2} + c_{Hb}} \times 100 \quad (3.2)$$

A Figura 3.1 ilustra precisamente a situação descrita anteriormente. Os espectros de absorção para as hemoglobinas disfuncionais estão bastante próximos ou da oxiemoglobina ou da desoxiemoglobina para a radiação vermelha, o que não permite distingui-las durante o ciclo cardíaco. No caso da radiação infravermelha acontece precisamente o contrário. Assim sendo, com dois comprimentos de onda não é possível discernir claramente quando os níveis de hemoglobina disfuncional de um determinado paciente estão alterados. Nestes casos é recomendado recorrer a um oxímetro CO [30].

3.3.1 O Modelo de Beer-Lambert

A lei de Beer-Lambert descreve a atenuação da luz quando esta passa por uma solução uniforme. Parte da radiação incidente, I_0 , é transmitida através da solução e a restante é absorvida. Estabelece também que a parte da radiação incidente que é transmitida através da solução decresce exponencialmente com a distância percorrida pela radiação no meio ótico em questão, de acordo com [2] [31] [32]:

$$I_t = I_0 e^{-\alpha} \quad (3.3)$$

$$\alpha = \varepsilon D c \quad (3.4)$$

Em que I_t é a luz transmitida através da solução, ε é o coeficiente de extinção, D comprimento do caminho ótico, c é a concentração da solução e α é a absorvância.

Podemos rearranjar a equação (3.3) e resolver em ordem a α . Assumindo que a radiação incidente é monocromática e colimada obtemos:

$$\alpha = -\log_{10} \frac{I_t}{I_0} \quad (3.5)$$

Se a solução em questão for composta por várias substâncias a absorvância total α_t , é a soma das absorvâncias de cada umas das substâncias para um determinado comprimento de onda λ .

$$\alpha_t = \sum_{i=1}^n \alpha_i(\lambda) c_i D_i \quad (3.6)$$

No sangue, a maior parte da hemoglobina esta na sua forma oxigenada ou na sua forma reduzida. Desta forma, podemos reescrever a equação(3.6) tal que:

$$\alpha_t = \varepsilon_{HbO_2}(\lambda) c_{HbO_2} D_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda) c_{Hb} D_{Hb} \quad (3.7)$$

Onde $\varepsilon_{HbO_2}(\lambda)$ é o coeficiente de extinção da forma oxigenada da hemoglobina para um determinado comprimento de onda λ , c_{HbO_2} é a concentração da hemoglobina oxigenada, D_{HbO_2} é o comprimento do caminho ótico da hemoglobina oxigenada, $\varepsilon_{Hb}(\lambda)$ é o coeficiente de extinção da forma reduzida da hemoglobina para um determinado comprimento de onda λ , c_{Hb} é a concentração da hemoglobina reduzida e D_{Hb} comprimento do caminho ótico da hemoglobina reduzida.

A radiação absorvida pelos tecidos (osso, musculo, pele e unha) é constante durante o ciclo cardíaco (componente DC do sinal). Por outro lado, fica evidente que existe uma relação entre o pulso sanguíneo e a quantidade de luz que é absorvida (componente AC do sinal). Esta componente AC pode ser modelada como um aumento efetivo no comprimento do caminho ótico entre a diástole e a sístole ΔD .

A radiação transmitida durante a diástole I_d é expressa por:

$$I_d = I_0 e^{-\alpha_{DC}} e^{-[\varepsilon_{HbO_2}(\lambda) c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda) c_{Hb}] D_{min}} \quad (3.8)$$

A radiação transmitida durante a diástole I_s é expressa por:

$$I_s = I_0 e^{-\alpha_{DC}} e^{-[\varepsilon_{HbO_2}(\lambda)^*c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda)^*c_{Hb}]} D_{max} \quad (3.9)$$

Onde α_{DC} é a absorvância dos tecidos que contribuem para a componente DC do sinal.

A intensidade da radiação captada pelo sensor pode ser expressa como o rácio entre a radiação captada durante a sístole e durante a diástole.

$$\frac{I_d}{I_s} = I_0 e^{-\alpha_{DC}} e^{-[\varepsilon_{HbO_2}(\lambda)^*c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda)^*c_{Hb}]} \Delta D \quad (3.10)$$

De forma a eliminar ΔD da equação (3.10), o rácio é medido com dois comprimentos de onda diferentes e é calculado um rácio de rácios R .

$$R = \frac{-\ln\left(\frac{I_d}{I_s}\right)\Big|_{RED}}{-\ln\left(\frac{I_d}{I_s}\right)\Big|_{IR}} \quad (3.11)$$

Tendo em conta que a componente DC do sinal é comum para os dois comprimentos de onda, podemos calcular o valor de SPO_2 substituindo a equação (3.2) em (3.10).

$$SPO_2 = \frac{-\varepsilon_{Hb}(RED) + \varepsilon_{Hb}(IR)R}{[\varepsilon_{HbO_2}(RED) - \varepsilon_{Hb}(RED)] + [\varepsilon_{Hb}(IR) - \varepsilon_{HbO_2}(IR)]R} \quad (3.12)$$

A equação (3.12) fundamenta a escolha da radiação vermelha e infravermelha para oxímetros de pulso. Quanto maior for a diferença entre os coeficientes de extinção da oxiemoglobina e da desoxiemoglobina na banda do vermelho maior será a sensibilidade a variações do valor de SPO_2 . Pela mesma razão, a diferença entre os coeficientes de extinção na banda do infravermelho deve ser pequena [33].

3.3.2 Curvas de calibração

Na prática, o valor de R é calculado usando a amplitude pico a pico sinal e o seu valor médio.

$$R = \frac{\frac{AC}{DC}|_{RED}}{\frac{AC}{DC}|_{IR}} \quad (3.13)$$

Uma vez calculado o valor de R usa-se uma curva de calibração empírica que relaciona o valor de R e a saturação de oxigénio no sangue. A Figura 3.2 mostra a diferença entre o modelo de Beer-Lambert e uma curva de calibração empírica. Pode constatar-se que para saturações de oxigénio acima dos 85% não existem grandes discrepâncias entre os dois modelos. A maioria dos oxímetros de pulso não são precisos para saturações de oxigénio abaixo desse valor, uma vez que não podem ser calibrados. Não é uma prática ética induzir uma saturação de oxigénio tão baixa num ser humano com o intuito de calibrar um dispositivo [34].

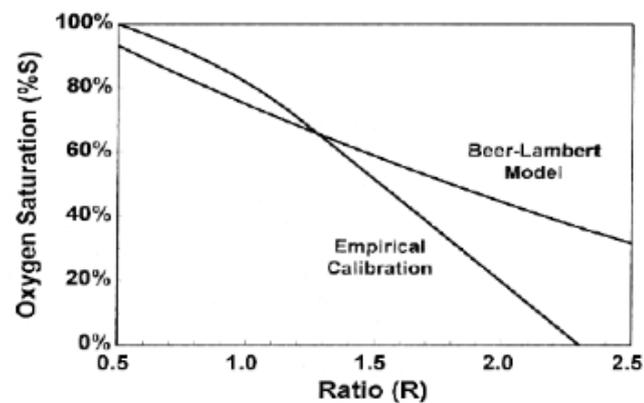


Figura 3.2 Comparação entre o modelo de Beer-Lambert e uma curva de calibração empírica.

Esta metodologia de calibração, presente na maioria dos oxímetros de pulso comerciais, implica uma calibração “*in vitro*”. São retirados grandes conjuntos de dados sincronizados referentes ao valor de R , calculado pelo oxímetro de pulso, e ao valor de SaO_2 , medido por um oxímetro CO. Para encontrar a relação entre estas variáveis são posteriormente geradas *lookup tables* ou equações. Em [35] [36], os autores propõem simplesmente encontrar a reta que melhor se ajusta aos dados gerados, tal que:

$$SPO_2 = a - bR \quad (3.14)$$

Em que a e b são coeficientes a determinar usando, por exemplo, o método dos mínimos quadrados.

3.3.3 Limitações do modelo de Beer-Lambert

Uma das principais limitações do modelo de Beer-Lambert advém do fato de tratar os tecidos e o sangue como uma solução homogênea que apenas absorve e transmite radiação. Na verdade, parte da radiação incidente é também refletida e espalhada [37]. O espalhamento da luz faz com que a radiação absorvida aumente, levando a erros na estimativa do valor da saturação de oxigênio. Por outro lado, o modelo supõe que os LEDs imitem radiação monocromática, o que não é rigorosamente verdade [2]. Efeitos como a quantidade de sangue venoso ou a cor da pele podem também introduzir erros na referida estimativa [38].

3.4 Limitações da oximetria de pulso

Os oxímetros de pulso apresentam algumas limitações que quando não atendidas facilmente produzem resultados errôneos. Entre as principais destacam-se:

- Movimentos voluntários ou involuntários do paciente. Estes movimentos provocam distorções no fotopletismograma. São por norma distorções de muito baixa frequência mas de grande amplitude que corrompem a componente AC do sinal e muitas vezes saturam o ADC². A remoção destas perturbações através de pós-processamento do sinal é difícil especialmente em aparelhos portáteis onde a capacidade de processamento é limitada. Esta é, por essa razão, a principal limitação na precisão dos oxímetros de pulso portáteis para uso doméstico. Várias técnicas têm sido propostas de forma a mitigar este tipo de limitação. Em [39] [40] [41] os autores sugerem a utilização de filtros adaptativos para o efeito. Em [42] os autores sugerem a utilização de um filtro de Kalman.
- Baixa oxigenação do sangue. A maioria dos oxímetros portáteis não garante uma correta operação abaixo dos 70% de saturação de oxigênio, uma vez que não podem ser calibrados para esses valores. Esta limitação torna-se mais evidente no caso dos recém-nascidos já que têm uma saturação de oxigênio tipicamente entre 20-75% [43] [44]. Nos últimos anos têm surgido novas metodologias para dar resposta a este problema. Em [45] os autores descrevem o modelo desenvolvido pela “*Massimo Corporation*” do qual resultaram aparelhos de alta precisão para ambiente hospitalar.
- Incapacidade de distinguir a Hemoglobina disfuncional. Os oxímetros de pulso baseados em dois comprimentos de onda não são capazes de distinguir a hemoglobina funcional da hemoglobina disfuncional. As curvas de calibração pressupõem níveis de hemoglobina disfuncionais normais. Desta forma, um aumento da concentração deste tipo de hemoglobina conduz a leituras erradas [43].

² Conversor analógico para digital

- Anemia, hipoperfusão e vasoconstrição. A anemia é definida como um quadro clínico em que a contagem de hemoglobina está abaixo do normal. Hipoperfusão refere-se à baixa irrigação dos tecidos e vasoconstrição à contração dos vasos sanguíneos. A aquisição de um sinal fotopletismográfico nestas condições caracteriza-se por um baixo rácio entre a componente DC e a componente AC do sinal e uma diminuição do SNR [21]. Como tal, as leituras da saturação de oxigénio podem estar comprometidas. Com efeito, em [46] os autores promoveram a vasodilatação e a vasoconstrição através da variação da temperatura superficial da pele, concluindo que a componente AC do sinal varia de acordo.

Outros fatores como a colocação deficiente do sensor, idade avançada do paciente ou efeito de determinados medicamentos também influenciam a leitura da saturação de oxigénio [47] [48].

Capítulo 4

Sensor de Fotopletismografia por Reflexão sem Fios

4.1 Introdução

Este capítulo descreve todo o projeto, implementação e teste do oxímetro de pulso. Nas primeiras seções definem-se as especificações e o modo de funcionamento geral do sistema. Seguidamente são descritos todos os elementos que constituem o *hardware* bem como as placas de circuito impresso (PCB) construídas. Por fim descreve-se e testa-se o funcionamento do *software* implementado, cadeia de aquisição e processamento de sinal, *drivers* dos periféricos e os algoritmos de cálculo da saturação de oxigénio no sangue e batimento cardíaco.

4.2 Especificações gerais e módulos funcionais

O projeto do oxímetro de pulso a desenvolver deve obedecer a um conjunto de especificações gerais pré-definidas:

- Comunicar com outros dispositivos sem fios.
- Medir a saturação de oxigénio no sangue e o batimento cardíaco.
- Baixo consumo de energia.
- Dimensões reduzidas.
- Baixo custo.
-

A estrutura geral do sistema proposto está esquematizada no diagrama de blocos da Figura 4.1. É constituída por quatro grandes blocos funcionais que englobam todas as funções desempenhadas pelo oxímetro de pulso. Aquisição dos dados fisiológicos, processamento do sinal e respetivo cálculo do SPO2 e do batimento cardíaco, comunicações sem fios e gestão da carga da bateria e alimentação do circuito. As seções seguintes descreverão pormenorizadamente cada um dos blocos funcionais, bem como os diversos elementos de *hardware* que os constituem

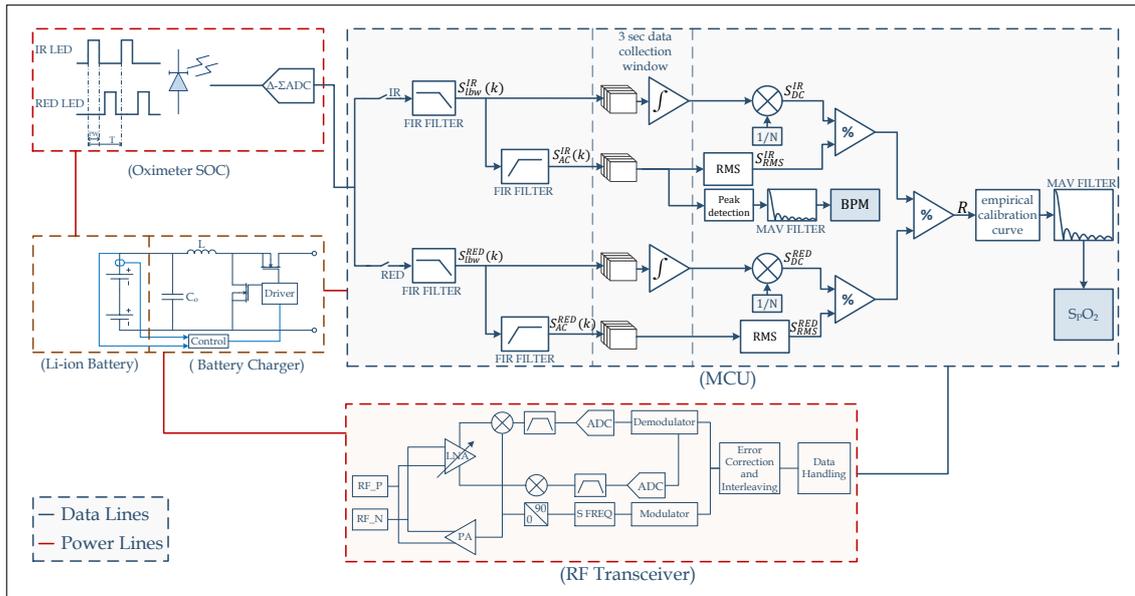


Figura 4.1 Visão global dos diferentes blocos funcionais do oxímetro de pulso.

4.3 Elementos de hardware

A Figura 4.2 mostra duas abordagens possíveis para o projeto do oxímetro de pulso. Na primeira, toda a cadeia de aquisição e condicionamento de sinal é construída por componentes discretos. Todo o processamento de sinal fica a cargo do MCU. Esta solução pode, em certos aspetos ser mais versátil, contudo é mais onerosa, ocupa muito espaço no PCB e o tempo de desenvolvimento é maior.

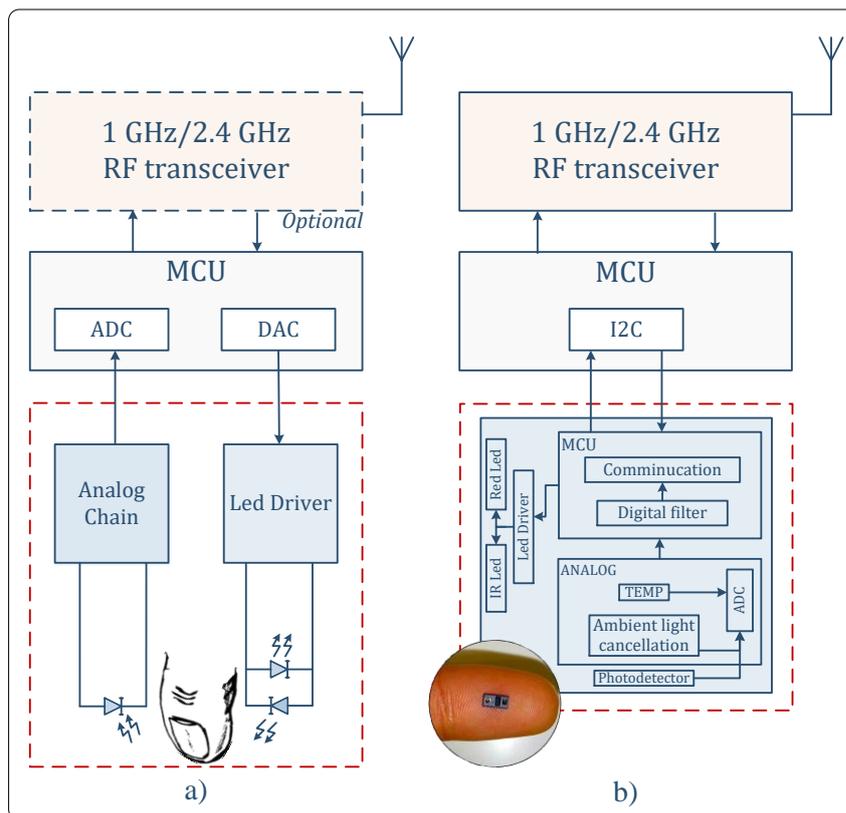


Figura 4.2 Duas abordagens para o projeto do oxímetro de pulso: a) baseada em componentes discretos. b) Baseada num circuito integrado desenvolvido para o efeito.

Na segunda abordagem Figura 4.2 (b) toda a cadeia de aquisição e condicionamento de sinal está integrada num único circuito integrado, especialmente desenvolvido para o efeito. Este tipo de circuitos integrados são denominados SoC (*System on Chip*). O elevado grau de integração permite o projeto de dispositivos muito compactos, eficientes energeticamente e de elevada performance. O microcontrolador fica essencialmente responsável pelo processamento digital do sinal e por gerir as comunicações com os possíveis periféricos.

4.3.1 Microcontrolador

O microcontrolador utilizado é o modelo TM4C123GH6PM fabricado pela *Texas Instruments*. É um microcontrolador de 32 bits com *core* de processamento *Cortex-M4F da ARM*. Tem uma frequência de relógio máxima de 80MHz. Um número generoso de recursos periféricos estão disponíveis ao projetista tais como 24 canais de PWM, 24 canais ADC, 2 módulos CAN, 8 canais UART, 4 canais SPI, 4 canais I2C, etc. As áreas internas de armazenamento tem uma dimensão de 256Kb 32Kb, respetivamente para memória Flash e SRAM. e 2Kb de EEPROM. Este microcontrolador tem algumas instruções características de processador de sinais digitais, e com uma unidade de vírgula flutuante implementada em *hardware*. Esta foi de resto, a característica que mais pesou para a sua escolha.

4.3.2 MAX30100

O circuito integrado MAX30100 é um sensor para oximetria de pulso e batimento cardíaco totalmente integrado. É constituído por dois LEDs, um fotodetector e uma cadeia de medida analógica. As suas principais características são:

- Baixo consumo de energia e baixa corrente quiescente.
- Frequência de amostragem configurável entre 50 e 1000 amostras por segundo (sps), dependendo da resolução do conversor analógico/digital (ADC) pretendida.
- Correntes dos LEDs programável.
- Elevada SNR.
- Filtro analógico integrado para minimizar o impacto da luz ambiente no sinal adquirido.
- Sensor de temperatura integrado.
- Comunicação externa por barramento I2C
-

A Figura 4.3 apresenta o diagrama de blocos que ilustra o funcionamento interno do MAX30100.

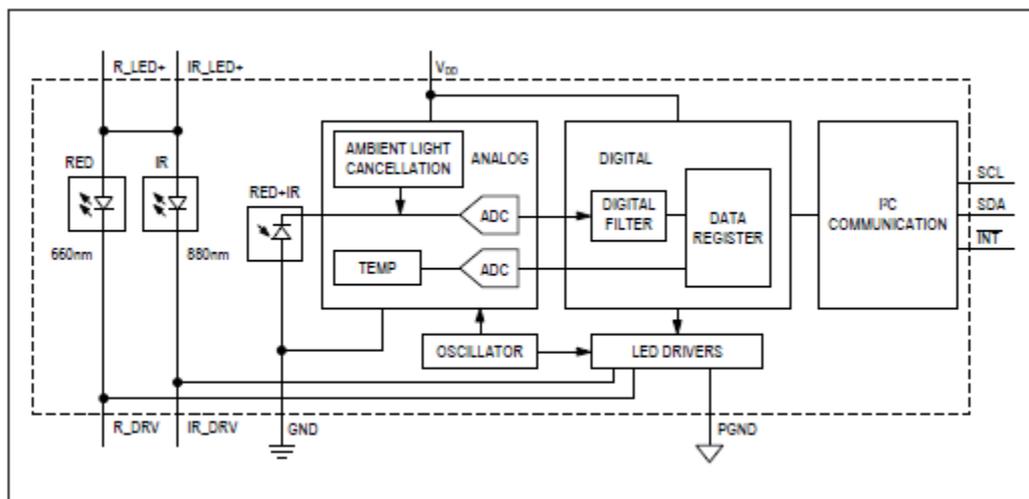


Figura 4.3 Diagrama de blocos do Max30100

O ADC é responsável pela aquisição do sinal proveniente da cadeia de medida e do sensor de temperatura. Os sinais amostrados antes de serem armazenados no buffer interno são tratados por um filtro digital para minimizar o ruído de 50Hz captado pelo fotodetector. A comunicação com o exterior está a cargo do barramento I2C que permite o acesso ao *buffer* de dados e ao conjunto interno de registos de configuração do MAX30100. Nas seções seguintes analisa-se com mais detalhe as funções mais importante de cada um dos blocos.

a) Sensor interno de temperatura

O sensor de temperatura pode servir para corrigir o efeito da dependência da temperatura nas leituras de SPO₂. Com efeito, existem dois fatores a ter em linha de conta. O primeiro refere-se às alterações do sinal para diferentes valores da temperatura superficial da pele do sujeito de teste. Em [46] os autores estabelecem claramente essa relação. O outro fator refere-se às alterações do comprimento de onda dos LEDs face ao aumento da temperatura do sensor. Esse aumento pode ser provocado pela potência dissipada pelo normal funcionamento do CI, aumento da temperatura ambiente ou simplesmente pelo contato com a pele.

No *datasheet* do sensor é referido que o aumento da temperatura devido ao normal funcionamento do sensor, quando a corrente nos LEDs é configurada para o seu valor máximo, é de 8°C. Esta temperatura é adicionada à temperatura ambiente. Para o *LED* infravermelho (IR), verificar-se que o comprimento de onda máximo é relativamente constante para uma gama de temperaturas entre os 10°C e os 40°C. Se tomarmos como referência uma temperatura ambiente de 25°C e tendo em conta o aumento máximo de temperatura devido ao funcionamento do CI, concluímos que o comprimento de onda máximo do *LED* IR é relativamente insensível à temperatura. No que ao *LED* vermelho (*RED*) diz respeito, a variação da temperatura implica uma variação do comprimento de onda máximo. Desta forma, se a temperatura lida for muito diferente da temperatura a que o aparelho foi calibrado, serão introduzidos erros na leitura do SPO₂.

b) Circuito de comando e controlo dos *LEDs RED e IR*

Circuito de comando e controlo dos LEDs garante a regulação da corrente de polarização dos LEDs em amplitude e no tempo, em função da largura de pulso programada. O projetista do sistema pode optar pelo valor mais conveniente de corrente até um máximo de 50mA. Valores inferiores de corrente estão disponíveis. A duração do pulso de corrente varia entre 200us (13-bit) e 1.6ms (16-bit). As configurações do *circuito de controlo* são efetuadas em dois registos de oito bits cada.

c) Frequência de amostragem e resolução da conversão

A conversão analógica digital é realizada com um interface modulador Σ - Δ que garante uma resolução máxima de 16 bits e um mínimo de 13 bits. A duração da largura de pulso da corrente impõe automaticamente a resolução da conversão para uma dada frequência de amostragem.

A Figura 4.4 Mostra a relação entre a taxa de amostragem, a largura do pulso e a resolução do ADC.

SAMPLES (per second)	PULSE WIDTH (μ s)			
	200	400	800	1600
50	○	○	○	○
100	○	○	○	○
167	○	○	○	
200	○	○	○	
400	○	○		
600	○			
800	○			
1000	○			
Resolution (bits)	13	14	15	16

Figura 4.4 Relação entre a taxa de amostragem, a largura do pulso e a resolução do ADC

d) *Buffer* de dados

Cada amostra é constituída por duas palavras de 16 bits, correspondentes à leitura do IR e do RED. Estas palavras são temporariamente guardadas no registo FIFO Data. A leitura do registo FIFO Data pode ser feita amostra a amostra ou no final da aquisição de quinze amostras consecutivas, mediante a configuração do registo que gere as interrupções.

4.3.3 Rádio

O *transceiver* NRF24L01, ilustrado na Figura 4.5, é um rádio digital de baixo custo fabricado pela Nordic Semiconductor. Está dirigido a aplicações de radio frequência na banda 2.4GHz. A banda não carece de autorização prévia. Faz parte de um grupo de bandas sem vínculo a uma entidade de licenciamento, popularmente conhecidas por bandas ISM (Industrial, Scientific and medical).

As características principais são:

- Banda 2,4GHz.
- Débito de dados variável (250kbps, 1Mbps e 2Mbps).
- Baixo consumo de energia.
- Gama de Alimentação de 1,9V a 3.6V.
- Empacotamento automático dos dados.
- 6 canais lógicos por cada canal RF.
- Esquema de modulação GFSK.
- 126 canais RF.
- Potência de transmissão configurável.

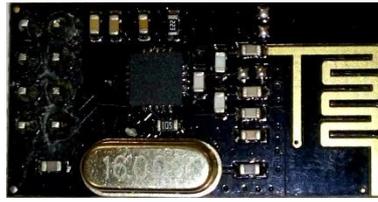


Figura 4.5 Rádio *transceiver* NRF24L01

O *firmware* do rádio é construído em torno de uma máquina de estados que controla a transição entre os vários modos de funcionamento possíveis. No modo de recepção o rádio possui um conjunto de seis canais lógicos paralelos com endereços únicos. Esta característica possibilita montar facilmente uma rede em estrela, em que um recetor pode receber pacotes de seis transmissores diferentes para cada canal RF.

Os pacotes de dados são automaticamente tratados numa camada de dados chamada *Enhanced ShockBurst* (ESB). Esta camada é responsável por montar automaticamente os pacotes, gerar o sinal de *acknowledgement* (ACK) e gerir a retransmissão dos pacotes de dados caso não tenham sido entregues. Durante a transmissão, a ESB monta o pacote de dados e temporiza a passagem dos respetivos bits para o FIFO TX. Durante a recepção, a ESB procura constantemente um endereço válido no sinal desmodulado. Quando encontra um endereço válido processa o resto do pacote de dados e valida-o através do mecanismo de deteção de erros CRC³. Se o pacote for considerado válido o *payload* é transferido para o FIFO RX. Assim, o envio automático de um pacote de dados passa pelos seguintes passos:

- A transmissão é iniciada pela transferência de um pacote de dados do rádio transmissor (PTX) para o rádio recetor (PRX). A ESB muda o PTX para o modo de recepção de forma a poder receber o ACK que assinala que o pacote foi entregue.
- Quando o pacote é recebido pelo PRX, a ESB automaticamente transmite um ACK e volta para o modo de recepção.
- Se o PTX não receber o ACK, a ESB automaticamente retransmite o pacote de dados originais após um *delay* pré definido. O número de tentativas de retransmissão é também configurável.

A estrutura dos pacotes de dados pode ser observada na Figura 4.6 São constituídos por seis campos:

- Preâmbulo.

³ Verificação de redundância ciclica

Constitui, formalmente, o começo do pacote de dados. É formado com uma sequência alternada de zeros e uns. Serve dois propósitos: facilitar a detecção de início do pacote e permitir a sincronização do recetor com o transmissor.

- **Endereço.**
Segmento de informação que permite restringir a entrega do pacote apenas aos destinatários que estão na posse do endereço. Dimensão do endereço variável entre três e 5 bytes.
- **Controlo de pacotes.**
É constituído por um total de nove bites. Os primeiros seis indicam o tamanho do *payload*, os dois seguintes dizem respeito à identidade do pacote⁴ e o último bit assinala uma *flag* para a ausência de sinal de *acknowledge*.
- **Payload.**
O *payload* é o campo destinado ao envio de dados
- **CRC.**
Cifra gerada com um código polinomial (grau 16) para detecção de erros (Cyclic Redundancy Check) no pacote de dados. Este campo é obrigatório e serve como mecanismo de detecção de erros na transmissão dos pacotes.



Figura 4.6 Estrutura do pacote de dados

O rádio comunica com o microcontrolador através do protocolo série SPI (*Serial Protocol Interface*). Este protocolo full duplex é implementado, neste caso, usando quatro pinos. Um pino para o *clock*, dois para dados e um de *slave select*.

4.3.4 Display OLED

O oxímetro de pulso projetado conta com um *display* OLED (*Organic Light Emitting Diodes*). Desta forma, o utilizador tem um *feedback* imediato dos dados recolhidos. Este tipo de *display* tem uma espessura menor e é bastante mais eficientes que os *displays* LCDs, o que faz deles uma boa opção para dispositivos *wearables*. A Figura 4.7 mostra o *display* utilizado.

⁴ Na prática estes bites são usados para verificar se o pacote recebido é um pacote novo ou retransmitido.



Figura 4.7 Display OLED

O display tem duas cores. A primeira linha de oito pixels é amarela e as restantes são azuis. Para o controlo do display é usado o CI SSD1306. Este CI é um *driver* para *displays* OLED de cátodo comum. De entre as principais características, destaca-se os 128*64 bits de memória SRAM interna que evitam o constante refrescamento do display. A comunicação com o microcontrolador pode ser feita por SPI ou I2C. Optou-se por utilizar o protocolo SPI de quatro pinos.

4.3.5 Armazenamento de energia eletroquímica e circuitos de supervisão

Para monitorizar o estado de carga da bateria foi usado um circuito integrado (CI) fabricado pela Maxim Integrated, cuja referência é Max17043. As principais características deste CI são:

- Não necessita de uma resistência sensor de corrente
- Não necessita de ciclos de carga e descarga completos para calibração do algoritmo interno.
- O CI gera uma interrupção se o estado de carga da bateria for baixo. Este mecanismo permite minimizar a interação com o microcontrolador.
- Baixo consumo.
- Interface I2C.

O CI comunica com o microcontrolador através do protocolo I2C. A estrutura de registos do CI é bastante simples. É constituída apenas por seis registos. Para ler o valor estimado do estado de carga da bateria basta ler o registo SOC.

As baterias de lítio tem muitas vantagens em relação às baterias de ácido, NiMh e NiCd. De entre as mais importantes para o efeito destacam-se:

- Alta densidade de carga por unidade de massa e volume
- Tensão relativamente alta por célula
- Fator de forma muito flexível

- Não têm efeito de memória

Estas vantagens fazem com que as baterias de lítio, em particular a baterias LIPO, sejam as mais utilizadas em aparelhos portáteis. Contudo, estas baterias são instáveis quando não são utilizadas dentro dos parâmetros normais. Carrega-las ou descarrega-las para além dos valores nominais próprios da bateria pode facilmente fazer explodir a bateria ou causar um incêndio [49].

A Figura 4.8 mostra o perfil de descarga típico de uma bateria de lítio. Quando totalmente carregadas apresentam uma tensão aos seus terminais de 4,2V, tensão de circuito aberto. Nestas condições quando se liga uma carga à bateria, a tensão aos seus terminais decresce rapidamente (tensão de circuito fechado) até atingir o patamar assinalado na figura como tensão de trabalho. Este rápido decréscimo da tensão aos terminais da bateria fica a dever-se à sua impedância interna, que pode ser efetivamente modelada como uma resistência em série com o cátodo. A tensão final é estabelecida pelo próprio sistema e define-se como a tensão abaixo da qual a bateria não lhe consegue fornecer corrente suficiente para o seu normal funcionamento. Nesta região o circuito de controlo da bateria deve “desconetar” a bateria do sistema a fim de evitar que ela entre na região de “cut-off”. Nesta região o circuito interno de proteção da bateria funciona como um sistema de proteção redundante. Abaixo do patamar de 2V a bateria entra na região de instabilidade e pode ficar irreversivelmente danificada [49] [50].

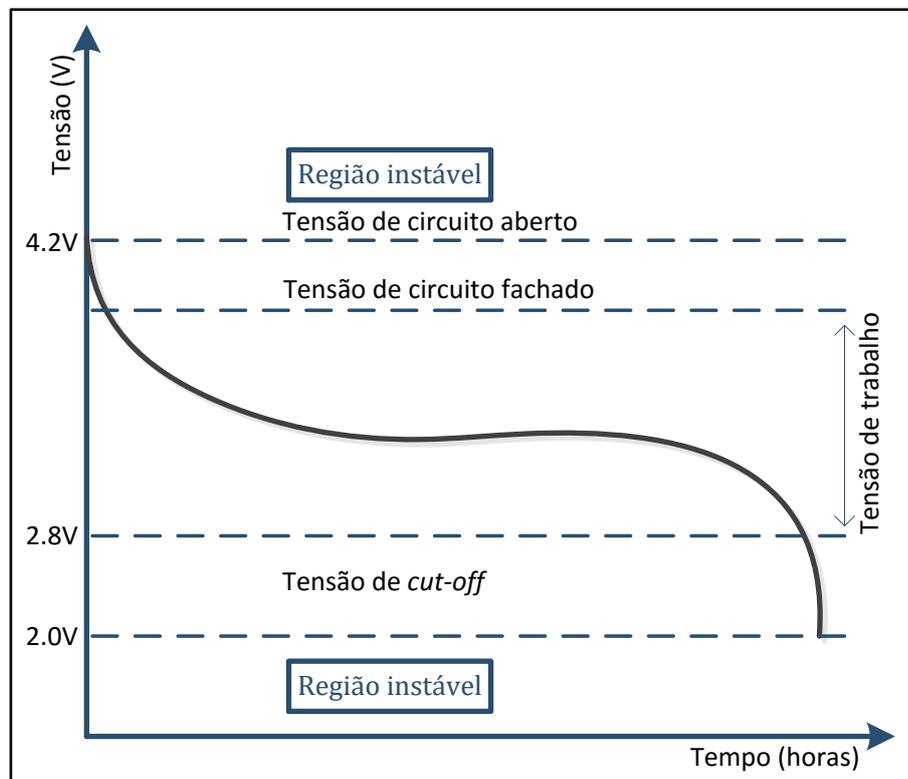


Figura 4.8 Perfil de descarga de uma bateria de lítio.

A taxa de carga ou descarga, C , é frequentemente expressa em relação à capacidade de carga da bateria. Por exemplo, uma bateria com capacidade nominal de $1000mAh$, a descarregar a uma taxa de $1C$, que corresponde a uma corrente de $1000mA$, irá entregar a sua capacidade de carga nominal numa hora.

Durante o processo de carga e descarga é recomendado que os seguintes requisitos sejam respeitados:

- Não ultrapassar o teto máximo de $4.2V$. Acima deste valor de tensão a bateria entra na região de instabilidade;
- Não carregar a bateria a um ritmo superior a $1C$. Ritmos de carga mais elevados provocam maior aquecimento da bateria. Isto pode tornar a bateria instável além de reduzir consideravelmente a vida útil da bateria;
- Diferença de potencial mínima superior a $2.8V$ (normalmente é assegurado por um circuito dedicado que acompanha a bateria);
- Condicionar o ritmo de descarga a $1-2C$;

Para gerir o ciclo de carga da bateria foi utilizado o circuito integrado (IC) fabricado pela Texas Instruments cuja referência é bq24232. As suas principais características são:

- Compatível com porta USB;
- Diagrama de carga parametrizável;
- Corrente máxima variável: $100mA - 500mA$;
- Ajuste da corrente direcionada à bateria em função da corrente pedida pela carga externa;
- Corrente fim de carga ajustável;
- Funções de proteção (curto-circuito e inversão de polaridade);
- Sensor semiconductor integrado para regulação da corrente de carga em função da temperatura interna;
- Monitorização da carcaça da bateria;
- Duas saídas lógicas de sinalização de estado, em coletor aberto;

O ciclo de carregamento processa-se em três etapas conforme documentado na Figura 4.9 Condicionamento, corrente constante ou carga rápida e tensão constante. Em todas as fases do ciclo de carga a temperatura do IC é verificada e caso exceda o limiar “threshold” a corrente de carga é automaticamente reduzida.

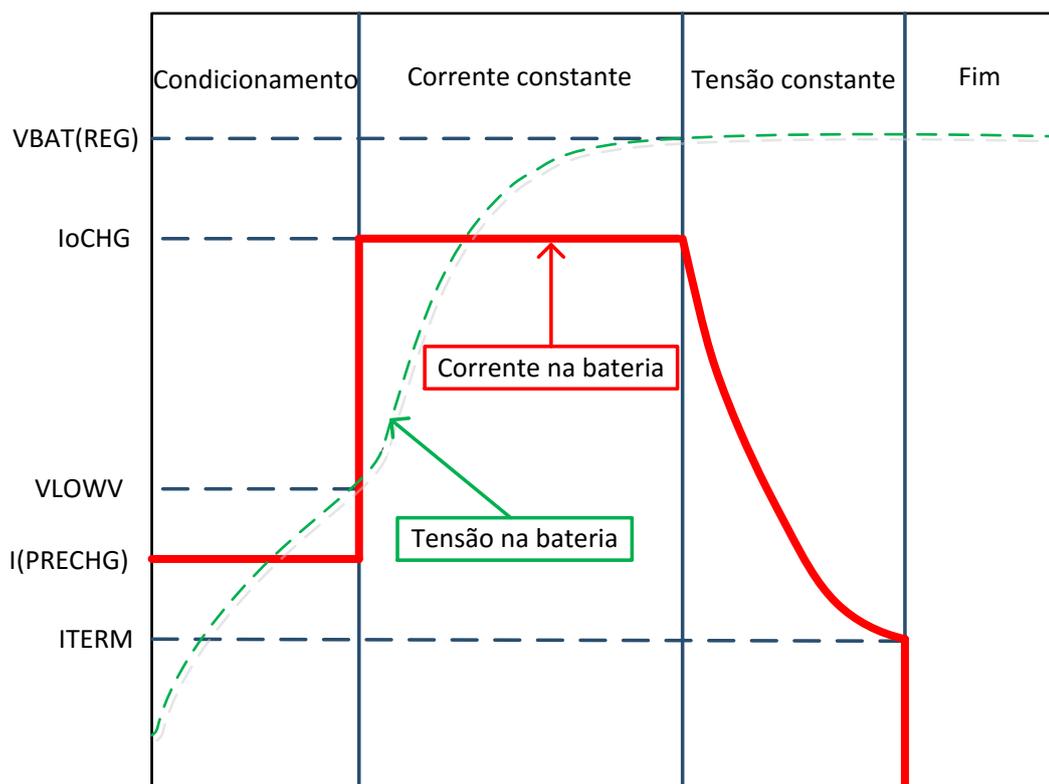


Figura 4.9 Ciclo de carga da bateria de Lítio.

A fase de condicionamento só ocorre se a tensão da bateria for inferior a cerca de 2,9V. A corrente de carga é praticamente constante. Na fase de carga rápida a bateria é sujeita a uma corrente constante até que a tensão aos terminais da bateria atinja 4,1V. Por fim é aplicada à bateria uma tensão constante o que faz com que a corrente de carga diminua. O carregamento, na terceira e última fase, tem um ponto final quando a corrente se situar no limiar estabelecido como fim de carga. A Figura 4.9 apresenta o diagrama de carga seguido pelo circuito de regulação bq24232.

A escolha dos parâmetros que determinam os limites de intervenção do circuito bq24232 está condicionada ao tamanho da bateria LIPO. Uma bateria compacta e pequena confere ao oxímetro de pulso a desejada portabilidade. Por outro lado, investir na minimização da capacidade de armazenamento de energia, sem um estudo detalhado, pode comprometer o seu objetivo de portabilidade - o utilizador é obrigado a recorrer com muita frequência a uma fonte de carregamento. Nesta fase de desenvolvimento a escolha da capacidade nominal foi simplificada, tirando partido das baterias de LIPO disponíveis no laboratório. Sendo assim, optou-se por uma bateria de valor nominal de 140mA. Este valor garante ao protótipo uma autonomia de algumas horas, proporcionando liberdade suficiente nas análises conduzidas em ambiente laboratorial.

Parâmetros usados na configuração do circuito bq24232:

Todo o sistema será alimentado com uma bateria de 140mAh. Assim podemos definir os seguintes requisitos para o circuito de carga da bateria:

- Corrente de carga máxima -> 0.5C;
- Tensão de entrada ->5V;
- Corrente máxima de entrada -> 500mA;
- Limiar fim de carga-> 25mA;
- Tempo máximo em modo de carga rápida -> 7.5h;
- Controlo da temperatura da carcaça da bateria desabilitado;

O dimensionamento do circuito de regulação está bastante simplificado, exigindo a seleção de um grupo reduzido de resistências. Os valores são estipulados em consonância com os limites definidos para os parâmetros de controlo.

Elementos de dimensionamento:

- Corrente de carga rápida (ISET)

$$R_{ISET} = \frac{K_{ISET}}{I_{CHG}} \quad (4.1)$$

Da tabela de características elétricas do *datasheet* $K_{ISET} = 870A\Omega$

Onde R_{ISET} representa a resistência que limita a corrente ISET e I_{CHG} representa a corrente de carga máxima.

$$R_{ISET} = \frac{870A\Omega}{0.2A} = 4.35k\Omega \quad (4.2)$$

O valor *standard* mais próximo é 4.32kΩ

- Limite de corrente de entrada (ILIM)

$$R_{ILIM} = \frac{K_{ILIM}}{I_{m\acute{a}x}} \quad (4.3)$$

Da tabela de características elétricas do *datasheet* $K_{ILIM} = 1530A\Omega$

Onde $I_{m\acute{a}x}$ representa a corrente máxima de entrada e R_{ILIM} representa a resistência que limita a corrente ILIM.

$$R_{ISET} = \frac{1530A\Omega}{0.5A} = 3.06k\Omega \quad (4.4)$$

- Limiar da corrente de término (I_{TERM})

$$R_{I_{TERM}} = \frac{R_{ISET} \times I_{TERM}}{K_{I_{TERM}}} \quad (4.5)$$

Da tabela de características elétricas do *datasheet* $K_{I_{TERM}} = 0.03A$

Onde $R_{I_{TERM}}$ representa a resistência que limita a corrente I_{TERM} .

$$R_{I_{TERM}} = \frac{4.32k\Omega \times 0.025A}{0.03A} = 3.6K\Omega \quad (4.6)$$

O valor *standard* mais próximo é 3.57k Ω

4.4 Dimensionamento de *hardware*

4.4.1 Fonte de alimentação: Conversores DC-DC e LDO

Para alimentar todo o circuito elétrico são necessários dois níveis de tensão: 3.3V e 1,8V. Tendo em conta que a tensão aos terminais da bateria varia entre 2,8V e 4,2V, podemos optar por duas as abordagens:

- Usar um conversor DC-DC na topologia *boost* para elevar a tensão para 5V e de seguida usar reguladores de tensão lineares de 3,3V e 1,8V.
- Usar um conversor DC-DC *buck/boost* com saída fixa 3.3V e um regulador de tensão LDO para 1,8V. Quando a tensão for superior a 3,3V o conversor funciona na topologia *buck* e se for inferior na topologia “*boost*”.

A primeira solução é mais fácil de implementar. A tensão de 3.3V é mais estável uma vez que é regulada pelo regulador de tensão. Este facto implica um custo de produção maior e menor eficiência energética, já que temos de contabilizar a potência dissipada em três CI. Por estas razões escolheu-se pela segunda opção.

Existem três topologias básicas de conversores DC-DC: *buck*, *boost* e *buck-boost*. No caso de um produto alimentado por uma bateria de lítio de apenas uma célula, a solução depende da tensão de saída pretendida. Para o sistema projetado essa tensão, 3.3V, situa-se sensivelmente no meio da curva de descarga da bateria. Este facto implica que a solução tem que obrigatoriamente passar por um conversor com uma topologia *buck-boost*.

4.4.1.1 Texas Instruments TPS63001

Este CI é uma solução para fontes de alimentação para produtos alimentados com uma bateria de lítio de uma célula. É um conversor *buck-boost* com saída fixa de 3.3V capaz de entregar uma corrente á carga de 1200mA. O conversor é baseado num controlador de modulação por largura de pulso (PWM) de frequência fixa e retificação síncrona.

Princípio de funcionamento:

Conversor *buck-boost*. A Figura 4.10 Mostra o esquema típico de um conversor *buck-boost* de quatro interruptores.

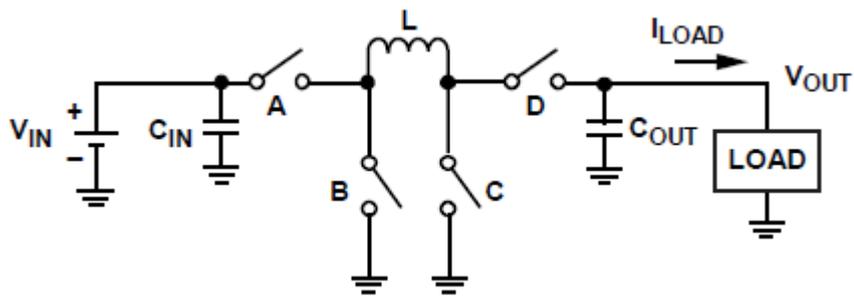


Figura 4.10 Esquema de um conversor buck-boost

Quando a tensão de entrada V_I é maior que a tensão de saída V_O , o interruptor C está aberto e o interruptor D está fechado formando um conversor *buck* síncrono. O interruptor A e B comutam normalmente.

Quando a tensão de entrada V_I é menor que a tensão de saída V_O , o interruptor B está aberto e o interruptor A está fechado formando um conversor *boost*.

Quando V_I está muito próxima de V_O o conversor opera em ambos os modos, *buck e boost*, num ciclo de comutação. Esta é a situação onde o funcionamento do conversor é mais instável.

Conversor em modo *Buck*.

A figura 4.11 mostra um esquema simplificado de um conversor de potência redutor de tensão. A topologia é constituída por um interruptor de potência (mosfet de canal N), um díodo de roda livre e os dois elementos de armazenamento de energia (bobina e condensador). No esquema também se inclui uma resistência R_l que representa a resistência

DC da bobina e a resistência R_c que designa o elemento resistivo parasita presente no condensador (ESR)⁵. R é uma carga acoplada ao conversor.

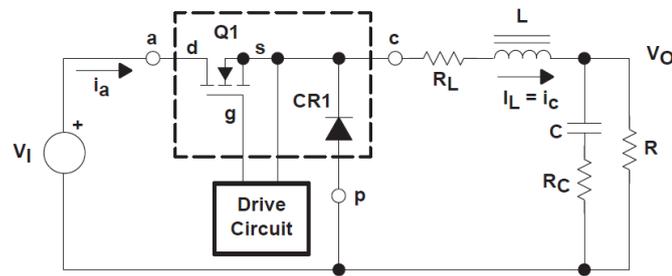


Figura 4.11 Esquema de um conversor em modo Buck

O *drive circuit* é responsável pela comutação de Q1. O conjunto de pulsos criados pela comutação de Q1 é filtrado pelo filtro L/C de forma a produzir uma tensão DC na saída V_o .

O conversor tem dois modos de operação: condução contínua e condução descontínua. Diz-se que o conversor opera em condução contínua quando a corrente na bobina nunca se anula durante todo o ciclo de comutação em regime permanente. Quando a corrente na bobina é zero em algum intervalo do ciclo de comutação, diz-se que a condução é lacunar. O conversor deve ser dimensionado para funcionar apenas num dos regimes [51] [52].

Em modo de condução contínua o conversor pode assumir dois estágios por ciclo de comutação. O estágio ON, que ocorre quando Q1 está na região de saturação e o diodo está inversamente polarizado. O estágio OFF ocorre quando Q1 está na região de corte e o diodo está diretamente polarizado. A Figura 4.12 mostra o circuito equivalente de cada um dos estágios. O tempo de condução (T_{ON}) é dada por:

$$D \times T_s = T_{ON} \quad (4.7)$$

onde D é o *duty cycle* que é imposto pelo circuito de controlo e T_s é o período de um ciclo de comutação completo.

⁵ Do inglês equivalent series resistance

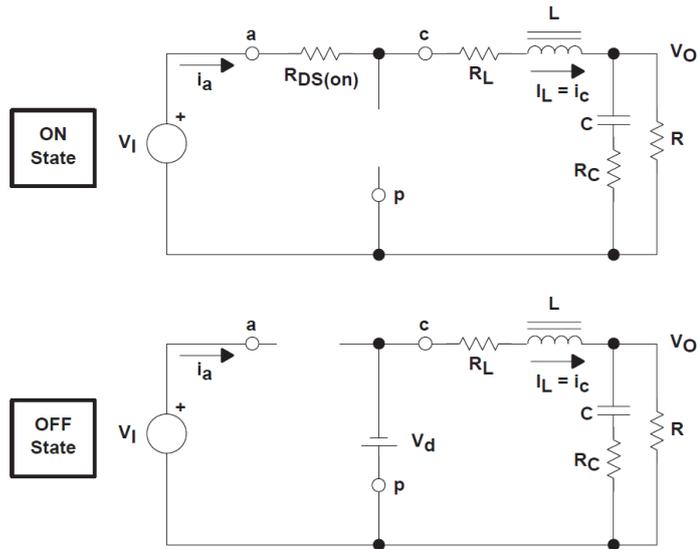


Figura 4.12 Estágios de potência de um conversor Buck

A duração do estágio OFF (T_{OFF}) é dada por:

$$T_{OFF} = (1-D)T_S \quad (4.8)$$

Durante o estágio ON, Q1 é substituído por resistência $R_{DS(ON)}$ entre o *drain* e o *source* do mosfet. $R_{DS(ON)}$ impõe uma pequena queda de tensão V_{DS} dada por:

$$V_{DS} = I_L \times R_{DS(ON)} \quad (4.9)$$

Onde I_L é a corrente que passa na bobina

Existe ainda uma pequena queda de tensão imposta por R_L dada por $I_L \times R_L$. Assim, a tensão aos terminais da bobina V_L é constante e dada por:

$$V_L = V_I - V_{DS} - I_L \times R_L \quad (4.10)$$

A tensão aos terminais da bobina faz com que a corrente I_L aumente linearmente. Este aumento na corrente durante o estágio ON é denominado de *ripple* e pode ser calculado por:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{V_L}{L} \times \Delta T \quad (4.11)$$

$$\Delta I_L = \frac{(V_I - V_{DS} - I_L \times R_L) - V_0}{L} \times T_{ON} \quad (4.12)$$

Quando Q1 está na região de corte, impõe uma alta impedância entre o “drain” e o “source”, o que é na prática um circuito aberto. Como a corrente na bobina não pode mudar instantaneamente quando Q1 comuta, o diodo de roda livre entra à condução. O diodo fica diretamente polarizado e entra em condução fruto da inversão de polaridade da tensão aos terminais da bobina. Durante o estágio OFF a corrente na carga é obtida através da energia armazenada na bobina [51] [52] [53].

A tensão aos terminais da bobina durante o estágio OFF (V_L^{OFF}) é dada por:

$$V_L^{OFF} = V_0 + (V_d + I_L \times R_L) \quad (4.13)$$

Onde V_d representa a queda de tensão no diodo de roda livre.

Como a tensão aos terminais da bobina tem agora polaridade inversa, a corrente na bobina decresce (figura...b)). Seguindo a metodologia anterior, o decréscimo de corrente durante o estágio OFF (ΔI_L^{off}), é dado por:

$$\Delta I_L^{off} = \frac{V_0 + (V_d + I_L \times R_L)}{L} \times T_{OFF} \quad (4.14)$$

Em regime permanente, a variação de corrente em cada um dos estágio tem de ser igual. Desta forma, combinando a equação (4.12) com a equação (4.14) e resolvendo em ordem a V_0 obtém-se:

$$V_0 = (V_I - V_{DS}) \times \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} - V_d \times \frac{T_{OFF}}{T_{ON} + T_{OFF}} - I_L \times R_L \quad (4.15)$$

Usando a equação (4.8) e tendo em conta que $T_S = T_{ON} + T_{OFF}$ obtém-se a tensão aos terminais da carga (V_0) em regime permanente para condução contínua:

$$V_{DS} \quad V_0 = (V_I - V_{DS}) \times D - V_d \times (1 - D) - I_L \times R_L \quad (4.16)$$

Para a análise dos circuitos equivalentes da figura..., assumiu-se que a ESR do condensador é negligenciável e que a sua capacidade é grande o suficiente tal que a suas variações de

tensão são também negligenciáveis. É razoável fazer estas suposições, uma vez que o “ripple” AC é projetado para ser muito menor que a componente DC da tensão de saída.

A equação (4.16) mostra que se pode ajustar V_0 alterando o *duty cycle* (D). Assumindo que V_{DS} , V_d , R_L são pequenos o suficiente para serem desprezados pode-se simplificar a equação (4.16) tal que:

$$V_0 = V_i \times D \quad (4.17)$$

A gama de tensões de entrada, a tensão de saída e a corrente na carga são definidas nos requisitos do projeto. Assim, resta o valor da indutância como parâmetro de *design* de forma a garantir que o conversor opera em condução contínua. Para o efeito, definimos uma corrente mínima (I_0^{crit}) para que o conversor se mantenha em condução contínua. Normalmente entre 5% a 10% da corrente máxima exigida pela carga [52] [54].

$$I_0^{crit} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.18)$$

Substituindo a equação (4.14) na equação (4.18) obtemos uma equação para o valor da indutância mínima (L_{min}) que garante condução contínua se a corrente for superior á corrente critica.

$$L_{min} = \frac{V_0 \left(1 - \frac{V_0}{V_i^{max}} \right) \times T_s}{2 \times I_0^{crit}} \quad (4.19)$$

Onde V_i^{max} representa a tensão máxima de entrada.

Na seleção de uma bobina para um conversor DC/DC é ainda importante verificar a corrente máxima e a frequência máxima de funcionamento. Excedendo estes valores satura-se a bobina e o próprio núcleo e a potência dissipada por efeito de Joule aumenta [53].

Tal como a bobina, o condensador de saída também têm a função de armazenar energia. A energia é armazenada no campo elétrico importado ao condensador pela tensão aplicada. De uma forma geral a sua função é tentar manter a tensão na carga constante. O seu valor é normalmente calculado tendo em conta o *ripple* admissível na tensão de saída. Assumindo que o conversor opera em condução contínua, pode calcular-se a capacidade mínima do

mosfet. Como a resistência $R_{DS(on)}$ do mosfet é bastante baixa, menos potência é dissipada para correntes altas e menor é a tensão de saída que se pode obter.

Conversor em modo *boost*. A Figura 4.14 mostra um esquema simplificado de um conversor *boost*. A topologia é constituída pelos mesmos elementos que o conversor descrito atrás. Todas as considerações sobre os regimes de funcionamento bem como a seleção de componentes feitas para o conversor *buck* são também válidas para o conversor *boost*.

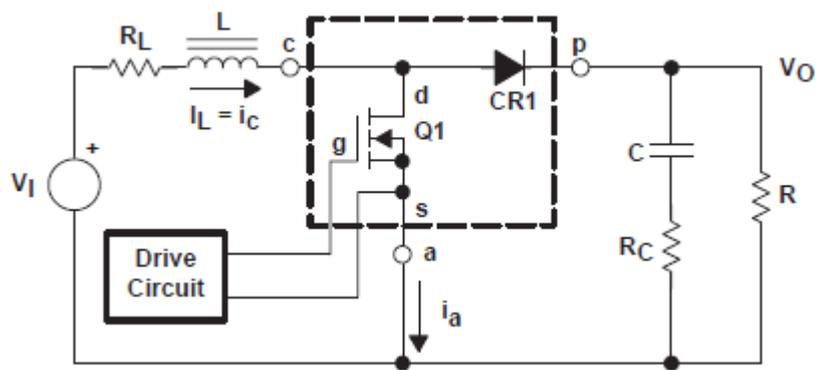


Figura 4.14 Esquema de um conversor em modo *Boost*

Em condução contínua o conversor pode assumir dois estágios por ciclo de comutação. O estágio ON, que ocorre quando Q1 está na região de saturação e o diodo está inversamente polarizado. O estágio OFF ocorre quando Q1 está na região de corte e o diodo está diretamente polarizado. A Figura 4.15 mostra o circuito equivalente de cada um dos estágios [51].

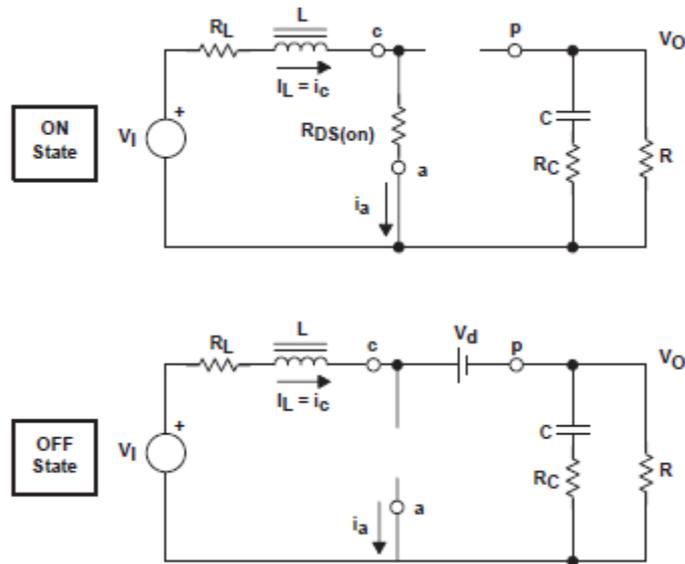


Figura 4.15 Estágios de potência de um conversor *Boost*.

A metodologia para obter a variação da intensidade de corrente durante o estágio *ON* é igual à utilizada para o caso do conversor *buck*, pelo que:

$$\Delta I_L = \frac{V_I - (V_{DS} + I_L \times R_L) - V_0}{L} \times T_{ON} \quad (4.21)$$

Durante este estágio a corrente é fornecida pelo condensador de saída.

Quando Q1 está na região de corte, impõe uma alta impedância entre o *drain* e o *source*, o que é na prática um circuito aberto (figura...b)). Como a corrente na bobina não pode mudar instantaneamente quando Q1 comuta, o diodo de roda livre entra à condução. O diodo fica diretamente polarizado e entra em condução fruto da inversão de polaridade da tensão aos terminais da bobina. Durante o estágio *OFF* a corrente na carga é igual á corrente na bobina [52]. A variação da corrente na bobina durante o estágio *OFF* é dada por:

$$\Delta I_L^{off} = \frac{(V_0 + V_d + I_L \times R_L) - V_I}{L} \times T_{OFF} \quad (4.22)$$

Em regime permanente, a variação de corrente em cada um dos estágio tem de ser igual. Desta forma, combinando a equação (4.21) com a equação (4.22) e resolvendo em ordem a V_0 obtém-se:

$$V_0 = (V_I - I_L \times R_L) \times \left(1 + \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \right) - V_d - V_{DS} \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \quad (4.23)$$

A equação (4.23) mostra que se pode ajustar V_0 alterando o *duty cycle*. Aumentando o tempo de condução de Q1, aumenta-se a energia entregue à bobina. Assim, mais energia é entregue à carga quando Q1 está na região de corte, resultando num aumento da tensão de saída. Assumindo que V_{DS} , V_d , R_L são pequenos o suficiente para serem desprezados pode-se simplificar a equação (4.23) tal que:

$$V_0 = \frac{V_I}{1-D} \quad (4.24)$$

Ao contrário dos conversores *Buck*, a corrente média na bobina não é igual à corrente média na carga. A corrente na bobina é igual à corrente na carga apenas quando Q1 está ao corte.

O valor mínimo da indutância (L_{\min}) que garante condução contínua se a corrente for superior à corrente crítica é dado por:

$$L_{\min} = \frac{V_0 \times T_s}{16 \times I_0^{crit}} \quad (4.25)$$

Assumindo que o conversor opera em condução contínua, pode calcular-se a capacidade mínima do condensador em função da corrente máxima na carga (I_0), da frequência de comutação (f_s) e do *ripple* na tensão de saída (ΔV_0).

$$C \geq \frac{I_0^{máx} \left(1 - \sqrt{\frac{2 \times L}{R \times T_s}} \right)}{f_s \times \Delta V_0} \quad (4.26)$$

Requisitos de dimensionamento do conversor DC-DC:

- Intensidade de corrente máxima de 1A
- *Ripple* na tensão de saída inferior a 50mV_{pp}
- Tensão nominal de saída de 3.3V
- Tensão de entrada mínima de 2,8V
- Tensão de entrada máxima de 4,2V
-

De acordo com os requisitos de projeto enunciados foram calculados os seguintes parâmetros necessários para o projeto do conversor:

Cálculo do *duty cycle*:

- Modo *buck*

$$D_{buck} = \frac{V_{out}}{V_{inmax}} \times \eta = \frac{3.3 \times 0.9}{4.2} = 0.7 \quad (4.27)$$

- Modo *boost*

$$D_{boost} = 1 - \frac{V_{inmin}}{V_{out}} \times \eta = 1 - \frac{2.8 \times 0.9}{3.3} = 0.6 \quad (4.28)$$

Onde D_{buck} e D_{boost} representam o *duty cycle* para o conversor em modo *buck* e *boost* respetivamente, V_{out} representa a tensão de saída, V_{inmax} representa a tensão de entrada máxima, V_{inmin} representa a tensão de entrada mínima e η representa o rendimento do conversor.

Cálculo do valor da indutância da bobina:

- Modo *buck*

$$L > \frac{V_{out} \times (V_{inmax} - V_{out})}{K_{ind} \times F_{sw} \times V_{inmax} \times I_{out}} = \frac{3.3 \times (4.2 - 3.3)}{0.3 \times 1250 \times 10^3 \times 4.2 \times 1.2} = 1.9 \mu H \quad (4.29)$$

- Modo *boost*

$$L > \frac{V_{inmin}^2 \times (V_{out} - V_{inmin})}{F_{sw} \times K_{ind} \times I_{out} \times V_{out}^2} = \frac{2.8^2 (3.3 - 2.8)}{1250 \times 10^3 \times 0.3 \times 1 \times 3.3^2} = 0.95 \mu H \quad (4.30)$$

Onde I_{out} representa a corrente de saída desejada, F_{sw} representa a frequência de comutação do conversor, K_{ind} representa uma constante cujo valor é definido no *datasheet*.

Para o valor da indutância escolheu-se um valor comercial imediatamente acima do valor calculado, $2.2 \mu H$.

Para o cálculo da corrente máxima na bobina, apenas se considerou o conversor a funcionar em modo *boost*, uma vez que é aquele que produz uma corrente de maior valor.

$$I_{peak} = \frac{I_{out}}{\eta \times (1-D)} + \frac{V_{in} \times D}{2 \times F_{sw} \times L} = \frac{1}{0.9(1-0.6)} + \frac{2.8 \times 0.6}{2 \times 1250 \times 10^3 \times 2.2 \times 10^{-6}} = 1.6A \quad (4.31)$$

A corrente máxima de pico para este conversor tem de ser inferior a 1.8 A, de acordo com o *datasheet*, pelo que o valor calculado é bastante plausível.

Para o valor da capacidade do condensador de saída não é necessário realizar nenhum cálculo. O fabricante do conversor recomenda um valor nominal mínimo de capacidade de 15µF. Serão usados dois condensadores de 10µF cada, que no total perfaz uma capacidade nominal de 20 µF.

4.4.1.2 LDO - Texas Instruments TLV1318

Este CI é um regulador de tensão linear *low-dropout* (LDO) de tensão de saída fixa, igual a 1,8V. Caracteriza-se por ter uma corrente quiescente bastante baixa (50µA), proporciona uma boa resposta a transientes e regulação da tensão de saída. É espectável uma exatidão de 1%. Este regulador pode funcionar sem condensadores de saída. Contudo, no sistema em causa a regulação do barramento de 1,8V é crucial, uma vez que serve de referência para o ADC do Soc. Assim, e de forma a melhorar a estabilidade do barramento, usar-se-ão dois condensadores de saída.

O CI proporciona limitação de picos de corrente durante a sequência de *power-up*. Durante o funcionamento normal também impõe um limite à corrente de entrada. Estas características são importantes especialmente para dispositivos alimentados por baterias.

4.4.3 Desenho das placas PCB

As seções anteriores resumem boa parte do *hardware* necessário para implementar o oxímetro de pulso. De forma a integrar todos estes sistemas foram desenvolvidas placas PCB utilizando o *software* CAD Soft Eagle.

A Figura 4.16 mostra o primeiro protótipo com todos os componentes relevantes soldados numa placa de testes. Esta versão serviu essencialmente para o desenvolvimento do *firmware* básico de cada um dos componentes. Principalmente o driver do sensor, do rádio e do *display*. Desta forma foi possível testar cada um dos componentes antes de se partir para uma solução mais definitiva. Uma das principais ilações que foi possível retirar da utilização e

teste desta placa, foi a forte dependência da qualidade do sinal adquirido da estabilidade da fonte de alimentação.

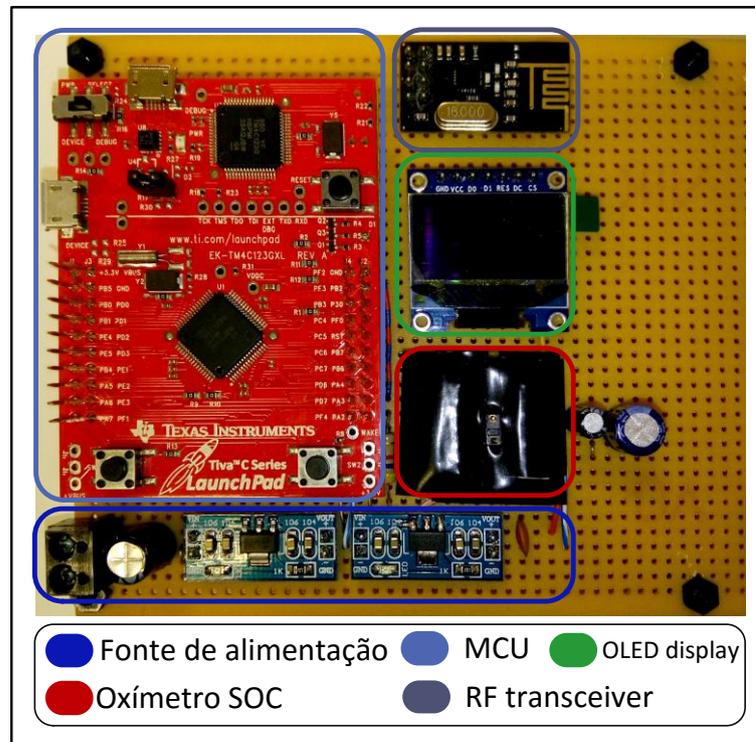


Figura 4.16 Protótipo do oxímetro de pulso

A Figura 4.17 mostra a primeira versão da fonte de alimentação. É um PCB de duas *layers*, em que todos os componentes estão colocados na *layer* superior. Ambas têm um *ground plane*, sendo que a *layer* inferior funciona essencialmente com um caminho de retorno de baixa impedância para as diversas correntes.

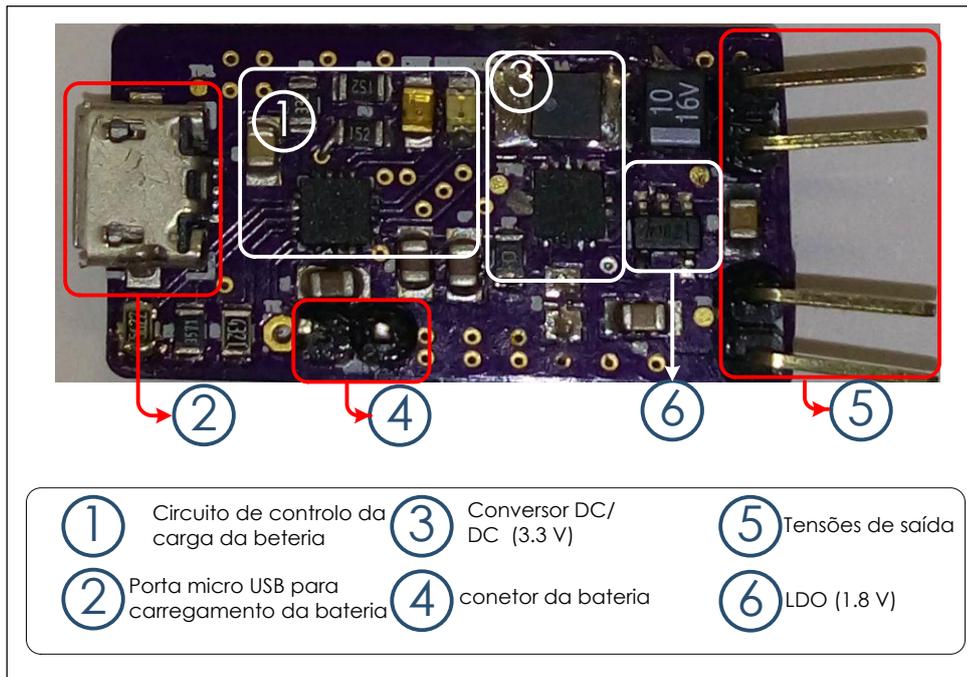


Figura 4.17 PCB da fonte de alimentação com os diversos componentes soldados na *layer* superior.

Esta versão serviu para testar a solução adotada para a fonte de alimentação e verificar se cumpre os requisitos de projeto definidos. Para o efeito, foram realizados testes em vazio, com cargas constantes e com transientes.

Todas as medições ilustradas nas Figuras 4.18 A), B), C) e D) mostram a tensão de saída do conversor medida diretamente aos terminais do condensador de saída. De forma a minimizar o acoplamento de ruído de alta frequência na cadeia de medição, a ponta crocodilo típica foi substituída por um pequeno enrolamento de fio acoplado na extremidade da ponta de prova do osciloscópio. As medições foram efetuadas com uma largura de banda de 50MHz e com o conversor a funcionar em modo *Buck*.

Tipicamente a tensão de *ripple* de saída de um conversor é constituída por duas componentes. Uma de baixa frequência, *ripple*, e outra de alta frequência, ruído. Como a largura de banda do osciloscópio para estas medições está limitada a 50MHz, o ruído de alta frequência não é avaliado. Posteriormente apresentar-se-ão imagens para avaliar essa componente.

A Figura 4.18 A) mostra o *ripple* na tensão de saída para o conversor em vazio. A frequência de comutação medida está dentro dos limites de referência recomendados no *datasheet* do conversor. A tensão pico a pico, ou *ripple*, é apenas 8,16mV, um pouco acima do que seria de esperar nestas condições, mas mesmo assim muito abaixo do máximo exigido nos parâmetros de projeto.

As Figuras 4.18 B),C) e D) mostram a tensão de saída do conversor para valores de carga constantes, 10mA, 96mA e 960mA respetivamente. Observa-se um ligeiro aumento da frequência de comutação, que reflete a resposta do *feedback loop* ao pedido de corrente. A tensão pico a pico também aumenta ligeiramente. Assim, pode afirmar-se que o conversor, para cargas constantes, é capaz de cumprir os requisitos de projeto independentemente do valor de corrente exigido.

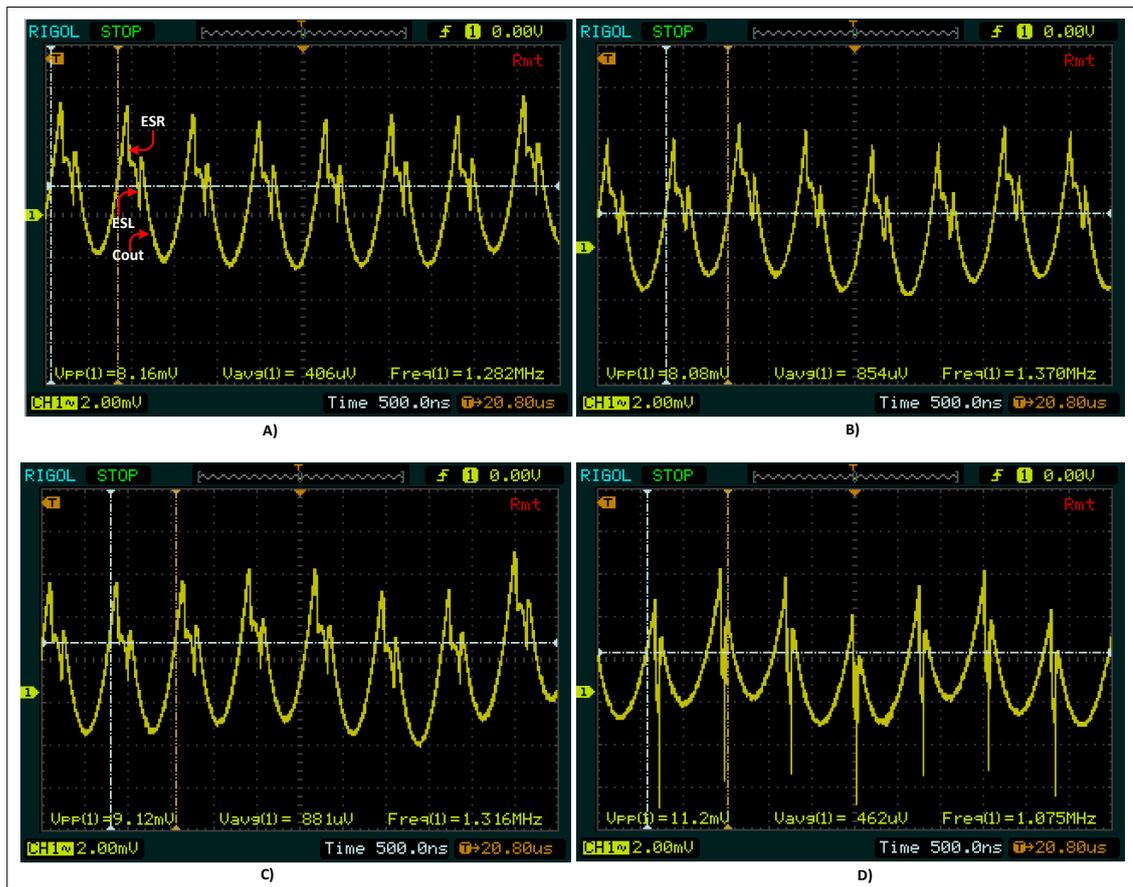


Figura 4.18 Tensão de saída do conversor para valores de carga constantes: A) conversor em vazio. B) 10mA. C) 96mA. D) 960mA

Os valores medidos e alvo da análise anterior, não levantam grandes considerações em relação ao desempenho do conversor. O mesmo já não se pode dizer quanto às formas de onda em si. Estas formas de onda dependem muito do tipo de condensador utilizado á saída do conversor. Nesta versão da placa utilizou-se um condensador de tântalo. Estes condensadores caracterizam-se por possuir um valor de ESR e ESL médio. Com efeito, quando estes efeitos parasitas começam a dominar, observam-se picos e escalões na forma de onda da tensão de saída, antes do condensador de saída começar a descarregar e provocar a queda de tensão. Estes efeitos, assinalados na Figura 4.18 A) por “ESR”, “ESL” e “Cout” (descarga do condensador) são bem perceptíveis em todas as figuras analisadas, em especial na figura 4.18 D). O *layout* da placa também pode agravar o problema. Na verdade, mesmo com este tipo de

condensador não seria de esperar tanta “distorção” na forma de onda do *Ripple*, o que deixa a antever que o *layout* da placa tem de ser redesenhado [52].

A Figura 4.19 mostra a resposta do conversor para transientes com uma frequência de 1Hz. Os transientes foram gerados fazendo a comutação de uma resistência de 33Ω através de um mosfet de canal N.

Pode Observa-se que o Ripple aumentou consideravelmente. Contudo, o *feedback loop* de controlo do conversor consegue regular rapidamente a tensão de saída. A figura 4.19 B) mostra o pormenor do pico de tensão gerado pelo pedido de corrente.

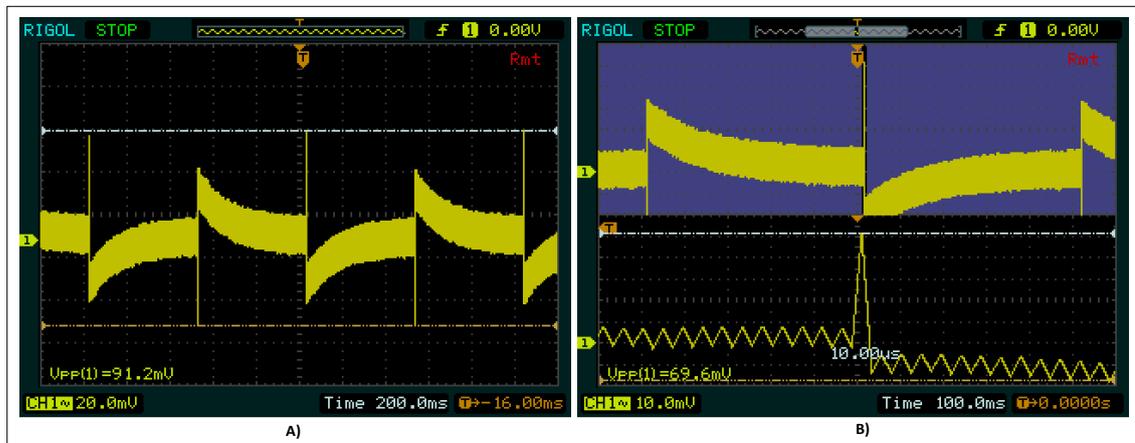


Figura 4.19 Resposta do conversor. A) Quando lhe é imposto um transiente de corrente. B) Pormenor do pico de tensão.

A Figura 4.20) ilustra a última versão da placa com a fonte de alimentação. Nesta versão, e de forma a tentar melhorar a resposta do conversor DC/DC, nomeadamente o Ripple de saída e a resposta aos transientes na carga, foram adicionados mais condensadores na entrada e na saída do conversor. Para frequências tipicamente inferiores a 10KHz, o *feedback loop* do conversor matem a impedância de saída baixa. À medida que o ganho do conversor cai, a sua impedância aumenta [57]. Nesta situação, para frequências altas, é exigido que a malha de condensadores de saída faça a compensação mantendo a impedância num valor baixo. Isto requiere condensadores com múltiplos valores de capacidade. O valor da indutância parasita (ESL), limita a máxima frequência de utilização dos condensadores. Condensadores com Valores mais baixos de capacidade têm uma frequência de utilização mais alta. Assim, foram adicionados ao PCB dois condensadores de baixa capacidade [55] [58]. Foi também adicionado um condensador de desacoplamento imediatamente a seguir ao conector da bateria.

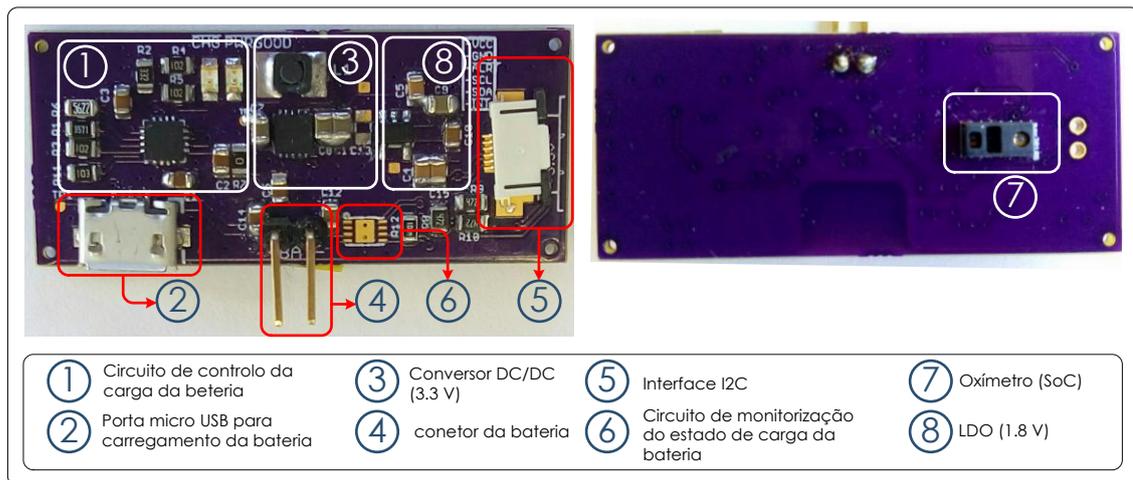


Figura 4.20 Versão final do oxímetro (*layer superior e inferior*).

O *layout* da placa foi também alterado. As principais alterações foram:

- Os condensadores de saída e entrada foram reposicionados e colocados o mais próximo possível do conversor.
- O conector da bateria, o CI que controla o ciclo de carga da bateria e o conversor foram colocados o mais próximo possível, de forma a minimizar os *loops* de corrente.
- Foi garantido um caminho de retorno para a corrente com uma impedância baixa. Isso é garantido pelo *ground plane* em ambas as *layers*. Adicionalmente foram colocadas múltiplas *vias* entre *ground planes*, especialmente nos condensadores de desacoplamento. Cada *via*, por si só, adiciona cerca de 9nH á impedância da pista⁶. Colocando múltiplas *vias* divide-se esse valor
- O conector Mini USB foi colocado ao lado do conector da bateria de forma a minimizar os *loops* de corrente durante o ciclo de carga da bateria.
- Foi criado um polígono em torno da bobina sem *ground plane* em ambas as *layers*, de forma a minimizar o acoplamento de ruído de comutação da bobina.

O Soc foi incluído nesta placa. A principal razão para esta opção prendeu-se com o fato de a comutação dos LEDs, durante o seu normal funcionamento normal, ser a maior fonte de transientes do sistema. Desta forma, minimiza-se o comprimento das pistas de alimentação do Soc, minimizando portanto a sua impedância. Assim garante-se a melhor resposta possível aos transientes, deste ponto de vista.

Por fim foi adicionado um CI para a monitorização do estado de carga da bateria e o conector de comunicação com o PCB do microcontrolador.

⁶ Valor típico, uma vez que, o valor exato depende do tamanho da via e da frequência.

A Figura 4.21 mostra a resposta, desta versão do conversor, a transientes de corrente gerados pelos LEDs do Soc para uma frequência de amostragem é 1000 amostras por segundo. O valor da corrente é medido em série com a bateria. Para o efeito, usou-se um amplificador operacional (ampop), para amplificar a queda de tensão aos terminais de uma resistência medidora de corrente. A linha azul representa precisamente as variações de tensão á saída do ampop. De forma a poder ler-se diretamente o valor da corrente no osciloscópio multiplicou-se os valores representados na linha azul pelo ganho do ampop. O resultado é a linha cor-de-rosa. A linha amarela representa da tensão á saída do conversor e por fim, a linha verde representa o sinal de interrupção gerado pelo Soc, que assinala o fim do tempo de aquisição do ADC

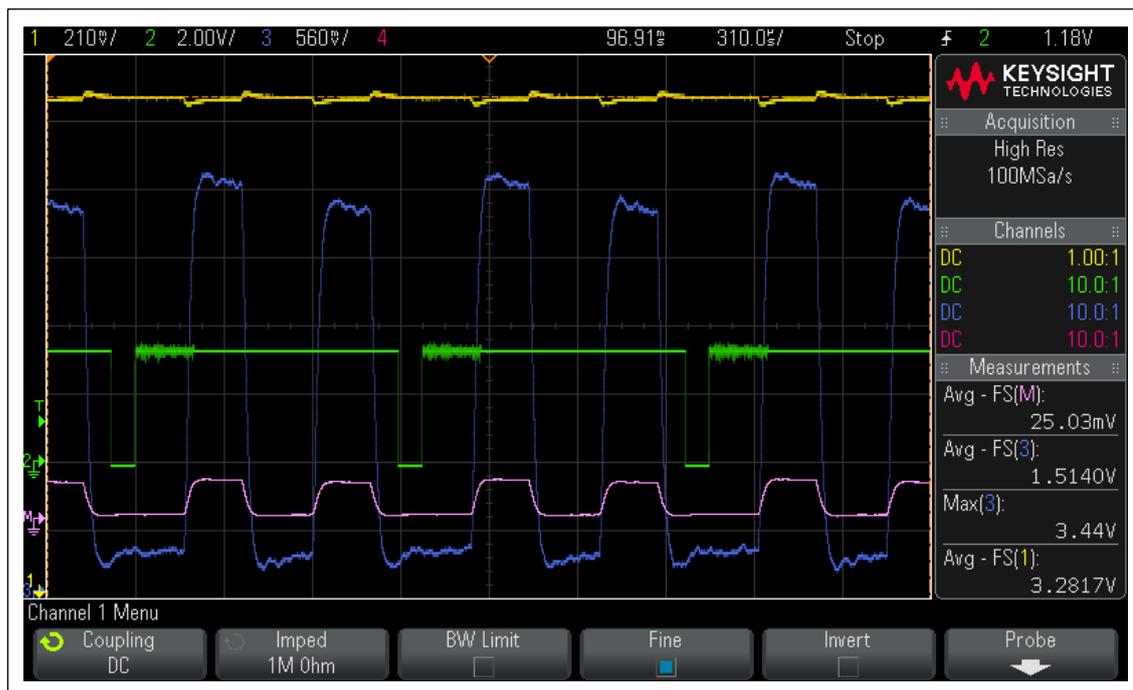


Figura 4.21 Resposta do conversor a transientes de corrente (para 13bit 1000sps).

Pode observa-se que:

- A tensão média à saída do conversor é de 3,28V, muito próximo dos ideais 3.3V.
- Existe um pouco de ruído imediatamente a seguir á interrupção. O tempo de duração deste ruído coincide com o tempo de transmissão de dados através do bus I2C para o microcontrolador, pelo que, muito possivelmente, o ruído está a ser acoplado através das pistas de dados.
- A corrente não é igual para os dois LEDs, uma vez que a amplitude de dois pulsos consecutivos da linha azul não é igual.

Na Figura 4.22 são ilustradas as variações da tensão de saída do conversor com acoplamento AC. Pode verificar-se que a tensão pico a pico ronda os 35mV. Para esta frequência de

amostragem, o *feedback loop* não chega a estabilizar completamente durante o pedido de corrente. Recorde-se que estamos apenas a analisar a componente AC.

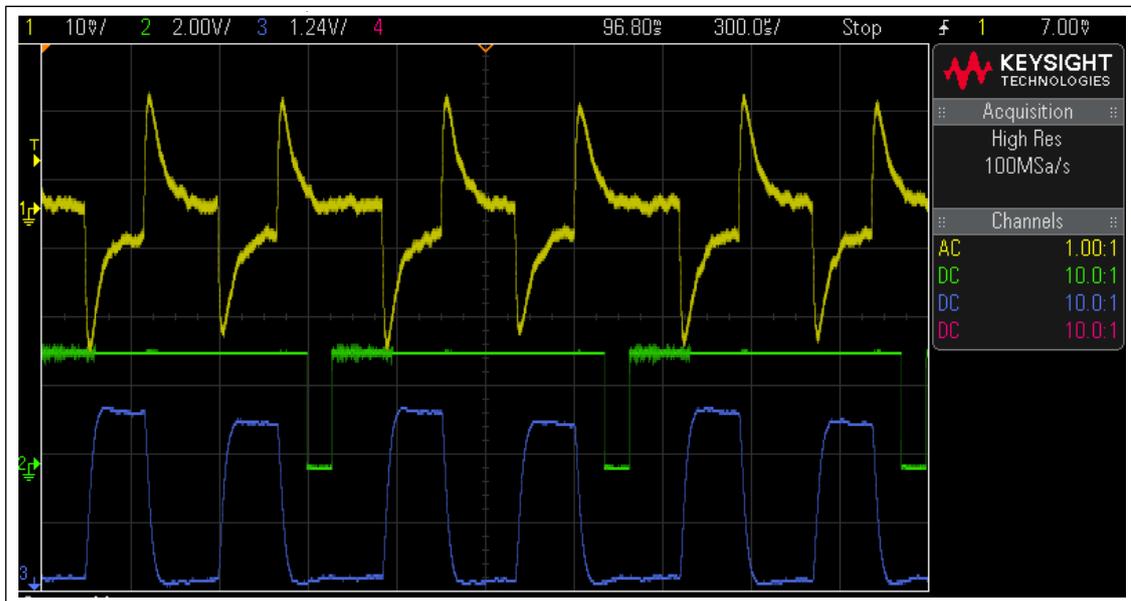


Figura 4.22 Resposta do conversor a transientes de corrente com acoplamento AC (para 13bit 1000sps).

Na Figura 4.23 pode observar-se a resposta do conversor para uma frequência de amostragem de 50 amostras por segundo. A tensão pico a pico é de 32,9mV e, claramente, o *loop* de controlo consegue estabilizar a tensão de saída durante o pedido de corrente.

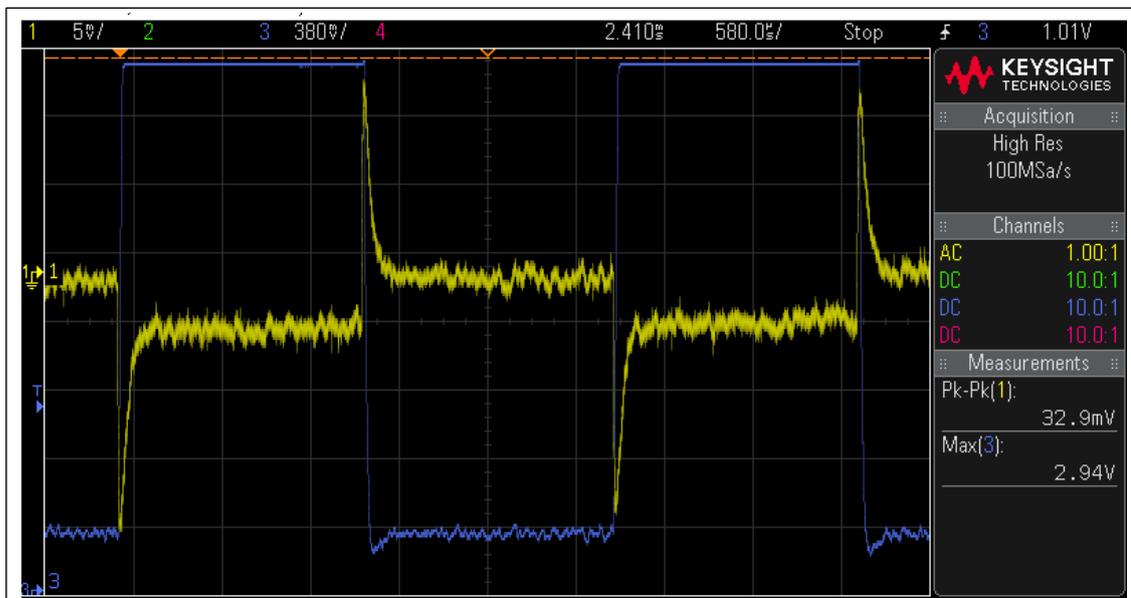


Figura 4.23 Resposta do conversor a transientes de corrente com acoplamento AC (para 16bit 50sps).

A Figura 4.24 mostra a tensão á saída do LDO. Pode observar-se que existe um pico de tensão entre os pedidos de corrente, que está relacionado com o incremento de corrente, por parte

do SoC, para processar a amostra recém adquirida. Para essas condições uma tensão pico a pico é de 2,2mV. Durante o tempo de aquisição do ADC, ou seja quando existe um pedido de corrente, a tensão á saída do LDO é bastante estável. O Ripple nesse período é de cerca de 500µV. Este facto é muito relevante uma vez que é a tensão de saída do LDO que serve de referência para o ADC.

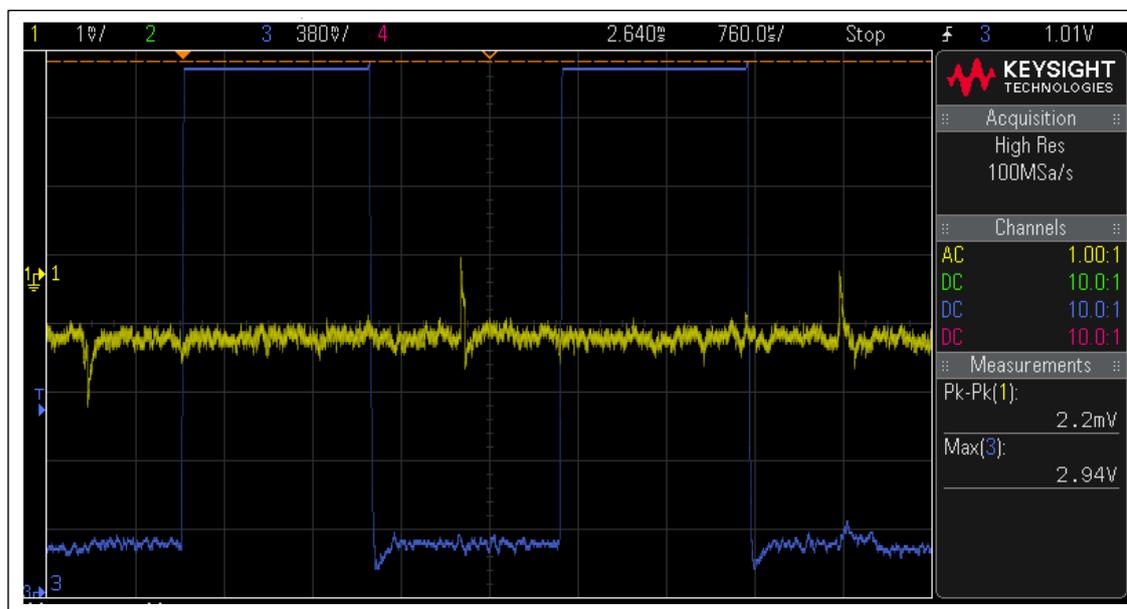


Figura 4.24 Tensão de saída do LDO com acoplamento AC.

A Figura 4.24 mostra o PCB desenvolvido para alojar o microcontrolador, rádio, o display e o acelerómetro. É um PCB de quatro *layers*, as exteriores são reservadas apenas para as pistas de sinal e as duas camadas interiores são *power planes*. Esta placa comunica com a placa de alimentação através do conetor Molex de 6 polos.

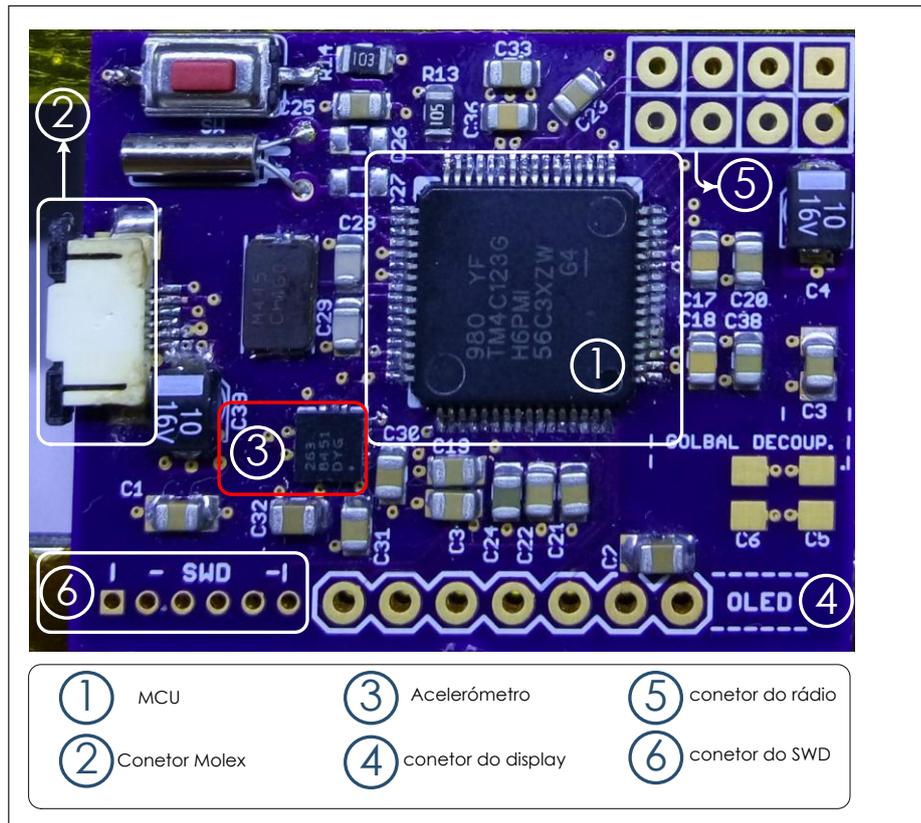


Figura 4.25 Placa de controlo

4.5 Tratamento digital de sinal

As amostras digitais das formas de onda fotopletiográficas com origem no SoC MAX30100 são entregues ao MCU em estado “bruto”. Ou seja, as características DC e AC dos sinais estão ainda por estimar. Para tal, as amostras são encaminhadas para blocos de processamento de sinal com vista à extração destes parâmetros.

4.5.1 Filtros digitais

Um filtro é essencialmente uma ferramenta que modifica ou limita o conteúdo espectral de um sinal. Os filtros servem para melhorar a qualidade do sinal delimitando, por exemplo, a banda de interesse do sinal a um espectro específico (removendo ruído de banda larga) ou na extração seletiva de informação espectral presente no sinal [59] [60]. Um filtro digital é um algoritmo que opera num sinal digital.

Os filtros digitais são divididos em duas classes. Filtros de resposta finita ao impulso, FIR, e filtros de resposta infinita ao impulso, IIR. A escolha entre as duas classes de filtros depende das características de cada uma delas e da forma como vão afetar o sinal que se pretende

analisar. A seguir são enumeradas as características tidas como mais relevantes para a análise dos sinais fotopleletismográficos [59] [61] [62]:

- Os filtros FIR tem fase linear, não introduzem distorção de fase. Esta é uma característica desejável para o tratamento de sinais biológicos.
- A natureza recursiva dos filtros FIR garante a sua estabilidade no domínio do tempo. O mesmo não é possível de garantir com estruturas IIR.
- Os filtros FIR são menos suscetíveis a ruído provocado pelo limite de bits imposto para representação dos números (*roundoff noise* e erros de quantização dos coeficientes).
- Os filtros FIR são mais difíceis de sintetizar.
- Os filtros IIR possibilitam uma banda de transição mais estreita e com menos coeficientes.
- Os filtros IIR ocupam menos memória e são computacionalmente mais eficientes.

A principal razão na escolha da estrutura FIR tem por base a propriedade de fase linear - todas as componentes do sinal sofrem um mesmo atraso, resultando num sinal filtrado sem distorção de fase [59] [63].

Um filtro FIR pode ser caracterizado pela seguinte equação:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (4.32)$$

Em que $y(n)$ é a saída do filtro no instante n , $x(n-k)$ representa o valor da entrada atual e passada do filtro e $h(k)$ são os coeficientes do filtro.

A equação (4.32) é a equação do filtro no domínio do tempo, equação das diferenças, na sua forma não recursiva. Isto quer dizer que a saída atual é apenas função da entrada passada e atual.

4.5.2 Especificações de desempenho e dimensionamento

As amostras fotopleletismográficas são ambas filtradas através de duas estruturas do tipo FIR. Um filtro passa-alto remove a fração DC do sinal enquanto uma estrutura do tipo passa-baixo visa reforçar a qualidade do sinal em banda base.

Especificações do filtro passa-baixo:

1. Banda de passagem: 2Hz;

2. Banda de rejeição: 5Hz;
3. Atenuação da banda de rejeição: -80dB;
4. Ripple da banda de passagem: 0.01dB;
5. Frequência de amostragem: depende da resolução ADC em função da largura de pulso.

Os coeficientes da estrutura FIR passa-baixo foram gerados com a ferramenta FVtool do Matlab.

Tomando como exemplo a frequência de amostragem de 50 sps, obteve-se a resposta magnitude-frequência (a azul) e a resposta em fase (a verde) representada na Figura 4.26.

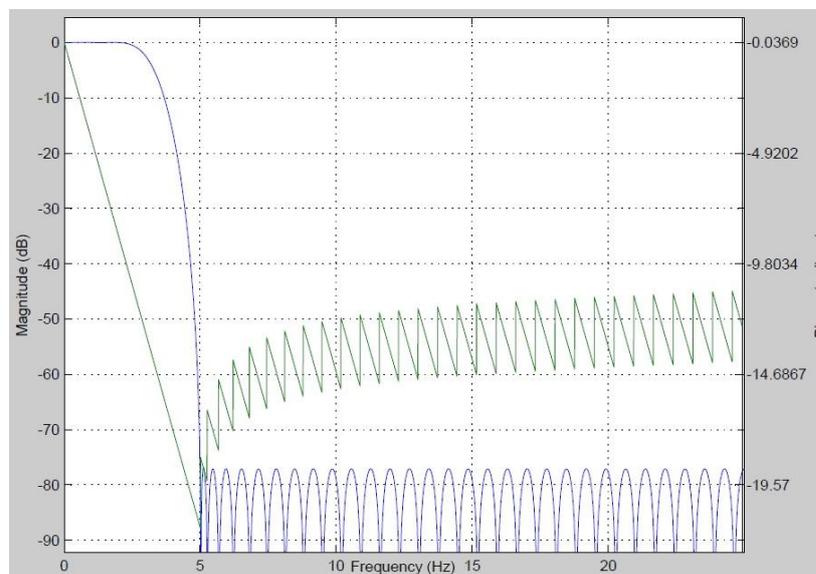


Figura 4.26 Resposta em frequência (a azul) e resposta em fase (a verde) da estrutura FIR passa-baixo.

O número mínimo de coeficientes para implementar o filtro é 68. De forma a que o filtro fosse simétrico utilizou-se um número de coeficientes ímpar, neste caso 69.

A característica resposta ao impulso para o filtro passa-baixo desenhado está representada na Figura 4.27. Como a simetria é positiva e o número de coeficientes é ímpar trata-se de um filtro FIR tipo I. Existem quatro tipos de filtros FIR com fase linear, mediante as características referidas.

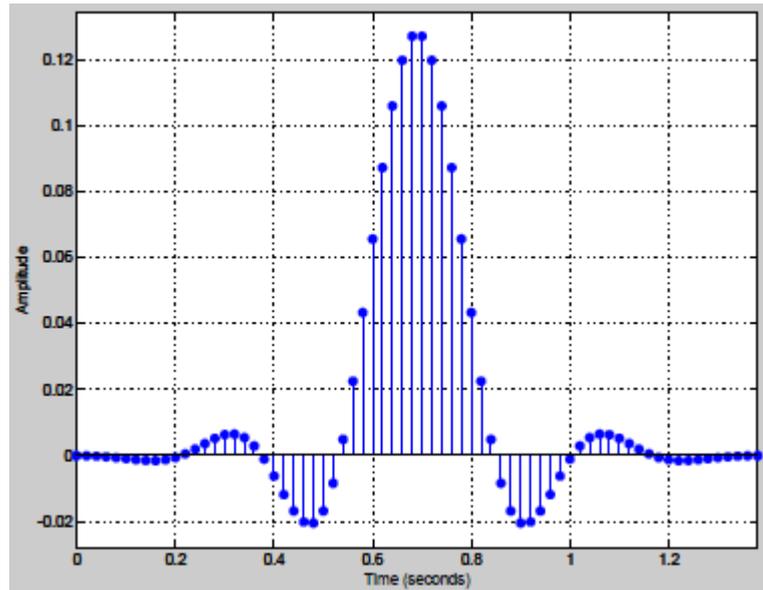


Figura 4.27 Resposta ao impulso da estrutura FIR passa-baixo.

Nos filtros FIR tipo I e tipo II o atraso de fase T_f é expresso em termos de número de coeficientes (N) e pode ser corrigido na implementação, de acordo com a seguinte equação:

$$T_f = \left(\frac{N-1}{2} \right) T \quad (4.33)$$

em que T é o período de amostragem

Especificações do filtro passa-alto:

1. Banda de passagem: 0.8Hz;
2. Banda de rejeição: 0.1Hz;
3. Atenuação da banda de rejeição: -80dB;
4. Ripple da banda de passagem: 1dB;
5. Frequência de amostragem: as considerações feitas para o filtro passa baixo são igualmente válidas para este filtro.

Na Figura 4.28 pode analisar-se a resposta magnitude-frequência (a azul) e a resposta em fase (a verde).

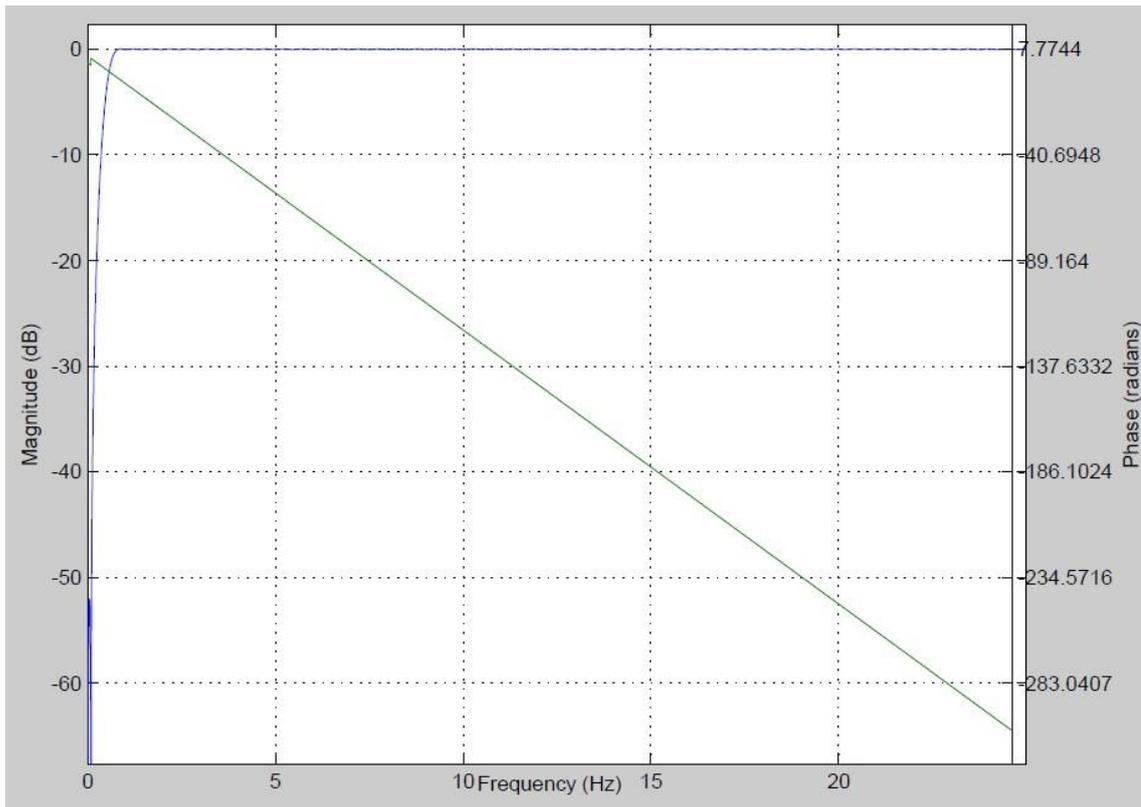


Figura 4.28 Resposta em frequência (a azul) e resposta em fase (a verde) da estrutura FIR passa-alto.

O número de coeficientes mínimos é relativamente alto, 196. Para que o número de coeficientes seja impar usou-se 197. A atenuação para 0.1Hz é ligeiramente inferior ao pretendido (cerca de -60 dB).

4.6 Software

O código é constituído *pelo firmware* (MCU) e por uma interface gráfica escrita em Matlab (GUI). A interface gráfica foi criado com dois propósitos: facilitar a configuração do sensor fotopletiomográfico ao proporcionar um acesso flexível ao sistema por parte do projetista, e ao mesmo tempo, garantir a transferência dos sinais pré e pós-processados mais os parâmetros fisiológicos estimados, no MCU, para serem analisados posteriormente em ambiente PC.

4.6.1 Estrutura Geral

Todo o *software* desenvolvido está organizado por blocos que contêm o código específico de cada *hardware* ou funções específicas de *software*. Sempre que o SoC MAX 30100 e ao rádio NRF24L01 geram uma interrupção externa, há um conjunto de funções que lhes dizem respeito que são executadas. Essa interrupção é atendida pela rotina de serviço de interrupção (ISR), que por sua vez gera uma *flag*. Os restantes blocos são executados quando as respetivas *callback functions* são chamadas.

A figura 4.29 descreve a orgânica de funcionamento da função *main*. Duas funções asseguram a execução cíclica do código: Uma faz *polling* a um canal de comunicação UART e a outra faz *polling* às *flags* de interrupção geradas pelas ISR.

A ligação física entre o MCU e a aplicação gráfica é estabelecida através de um canal UART. Foi criado um protocolo, baseado em código ASCII, para que a aplicação gráfica possa enviar comandos para o microcontrolador. Assim, se o microcontrolador receber o carater *L* é chamada uma função que faz a configuração do sensor mediante a *String* que sucede o referido carater. Caso seja recebido o carater *S*, inicia-se um ciclo de amostragem pré-definido.

O procedimento que atende as *flag* das interrupções é igual tanto para o rádio como para o Soc. Em primeiro lugar determina-se quem gerou a *flag*, lê-se o registo *STATUS* e mediante o seu valor são executadas as funções correspondentes.

Quando os valores do SpO2 e do batimento cardíaco são calculados, são chamadas funções responsáveis por passar esses valores para a interface gráfica, rádio e o display OLED. Para cada um destes periféricos foi desenvolvido um driver específico. Neste caso, entende-se por driver o conjunto de funções específicas de cada periférico que permitem a sua configuração, comunicação com o microcontrolador e o desempenho das suas tarefas.

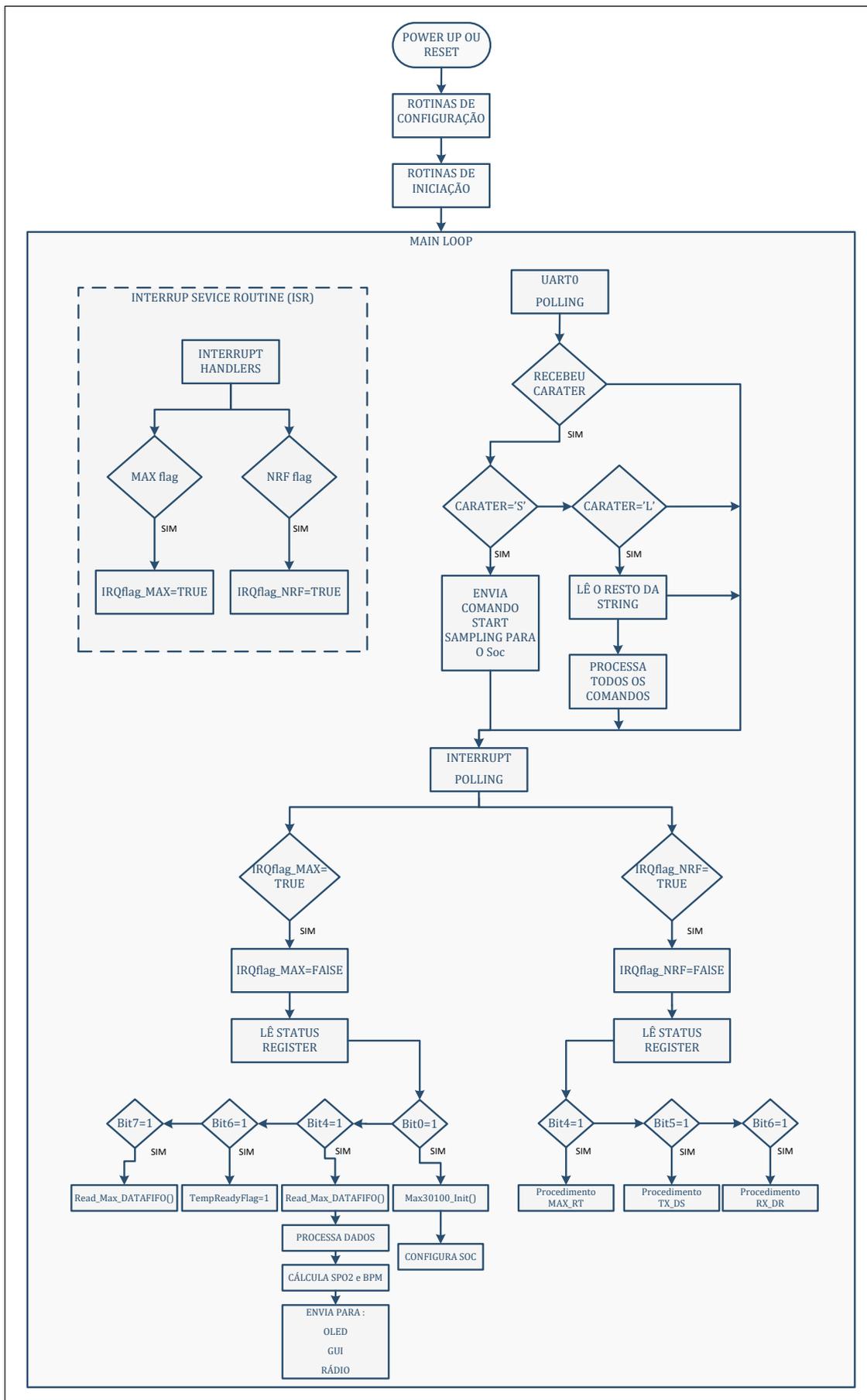


Figura 4.29 Fluxograma que descreve o funcionamento da função main.

4.6.2 Configuração e operação do MAX30100

A configuração do SoC é da responsabilidade da rotina `Max30100_Init()`. Ou seja, os registos internos de parametrização do MAX30100 são acedidos e atualizados através desta rotina. Existe para tal um conjunto de estruturas de dados (*struct*) que guardam todas as configurações do SoC. Sempre que uma dessas configurações é alterada a rotina `Max30100_Init()` é chamada.

O SoC tem uma sequência de *power up*. Quando a sequência fica completa e a tensão de alimentação do SoC é estável é gerada uma interrupção externa. O microcontrolador vai atender a interrupção lendo o registo STATUS. Se o bit 1 deste registo estiver a nível alto, é chamada a função `Max30100_Init()`. Após este procedimento o SoC está pronto para recolher dados.

4.6.3 Aquisição de dados

A função `Read_MAX_DATAFIFO()` garante a contínua atualização das estruturas de dados destinadas ao armazenamento de sinais fotopletismográficos digitalizados, à medida que novas amostras vão sendo geradas pelo ADC no MAX30100. Sempre que o MAX30100 modifica o sinal lógico, em sentido descendente, no pino 13, a rotina de serviço de interrupção associada ao porto B (pino 2) no MCU, desencadeia a leitura de um registo interno no SoC, por forma a confirmar se o par de amostras dos sinais de onda de pulso *RED* e *IR* são válidas. Confirmando-se, o próximo recurso a ser consultado é o registo “FIFO Data” para onde são encaminhadas as amostras resultantes da conversão A/D.

A Figura 4.30 mostra um trecho de um sinal de onda de pulso IR, referente ao LED infravermelho. As amostras foram obtidas com uma frequência de amostragem de 50 amostras por segundo e com uma resolução de 16 bits.

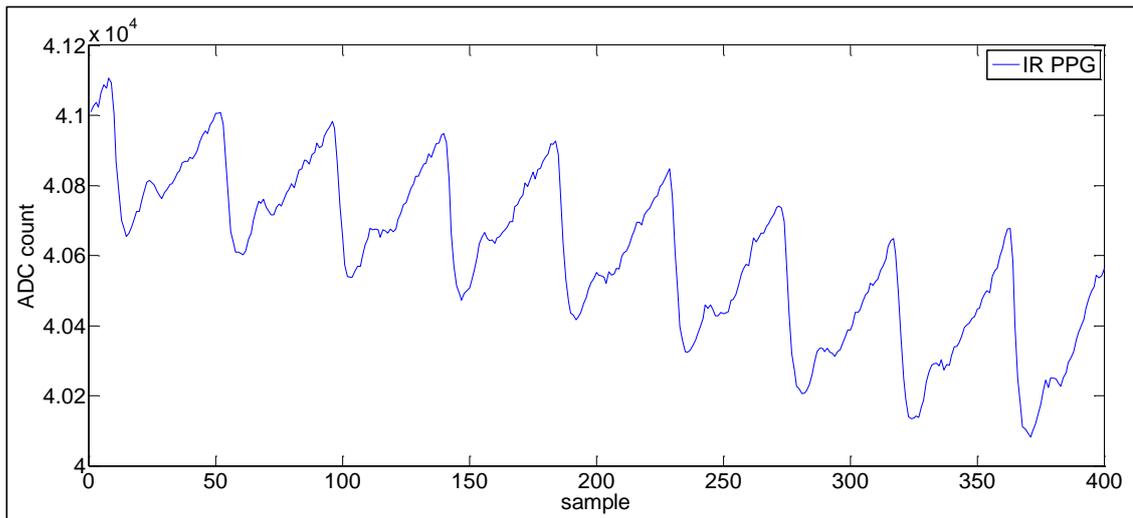


Figura 4.30 Forma de onda de pulso IR (valores em bruto).

Na figura podemos observar algum ruído de banda larga acoplado no sinal.

4.6.4 Rotinas de processamento de sinal

A estrutura do processamento de sinal é ilustrado na Figura 4.31.

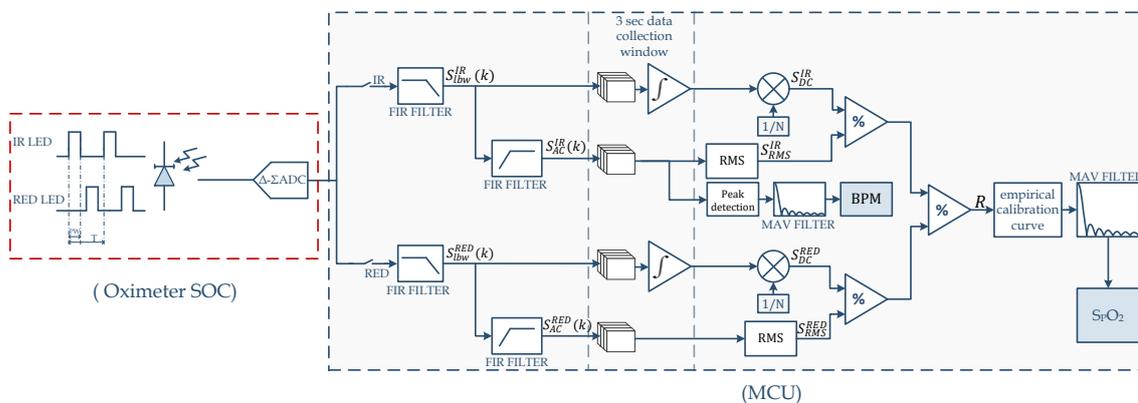


Figura 4.31 Cadeia de processamento de sinal implementada em software.

O conjunto de operações realizadas durante todo o processo é igual para ambas as cadeias de processamento, à exceção da cadeia de processamento do IR. Nesta, é realizada a medição do batimento cardíaco. Nas seções seguintes discute-se com mais pormenor cada um dos blocos funcionais representados na figura.

4.6.4.1 Filtro para remoção de ruído

Promover a qualidade de sinal independentemente da origem da grandeza amostrada, é uma prática comum no desenho de qualquer cadeia de medida. Isto significa que o objetivo último

de qualquer medição, particularmente se a grandeza em questão tem níveis elétricos reduzidos, é minimizar a presença de sinais sem utilidade na interpretação do sinal fotoplestimográfico. Ou seja, a banda de frequências com relevância no sinal amostrado é reduzida comparativamente ao intervalo de frequências abrangidas pela frequência de amostragem. A principal fonte de “contaminação” num sinal, e como tal penalizadora da qualidade de sinal desejada, está relacionada com o ruído eletrônico intrínseco aos elementos que compõem um sistema eletrônico. Por outro lado, outras formas de “contaminação” devem ser consideradas, resultantes da interferência de sinais externos tais como dispositivos elétricos geradores de ruído eletromagnético significativo a 50Hz ou, em faixas de frequências mais elevadas (fontes de alimentação comutadas, balastros eletrônicos, acionamentos elétricos monofásicos ou trifásicos, etc).

A análise do sinal no domínio do tempo proporciona uma visão suficiente, se o objetivo é avaliar se o sinal é relativamente “limpo”, ou por contraste significativamente ruidoso. Como exemplo, a figura 4.30 mostra uma série temporal de amostras da onda de pulso IR ou RED. A resolução usada no conversor A/D é 16 bits. A componente AC do sinal é muito pequena em relação à componente DC. É perfeitamente visível que a forma de onda do sinal tem algum ruído. Sem um estudo mais detalhado no domínio da frequência é praticamente impossível apurar a natureza do ruído.

Este ruído será atenuado sujeitando o sinal a um filtro FIR passa baixo, com o objetivo de limitar a banda de frequências à banda de interesse e atenuar o ruído cuja frequência está para além dela. A remoção do ruído de banda larga é o primeiro passo na cadeia de processamento de sinal.

A caracterização do conteúdo espectral relativo às fontes de ruído é feita com recurso à transformada de Fourier para sinais discretos (DFT). Matematicamente, a transformada de Fourier é representada por:

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi mn/N}, M = 0, \dots, N-1 \quad (4.34)$$

Onde $x(n)$ representa a sequência de amostras da série temporal, N é o número de amostras para calcular a saída do algoritmo DFT, n é o índice da amostra na série temporal e m é o índice da saída do algoritmo DFT no domínio da frequência. Para efeitos de cálculo do espectro de potência, o termo $X(m)$ na equação 5.1 é elevado ao quadrado. A Figura 4.32 exhibe o espectro de potência dos sinais de onda de pulso IR e RED. Os coeficientes DFT foram determinados com uma sequência de 1024 amostras ao ritmo de 50sps.

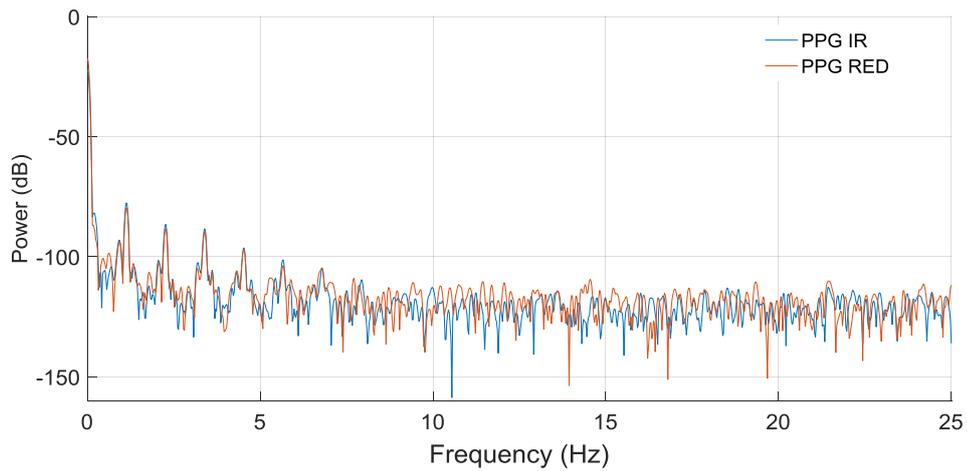


Figura 4.32 Espectro de potência da onda de pulso adquirida com uma frequência de amostragem de 50 sps (resolução 16 bits)

A componente que corresponde ao intervalo de frequências até 0.2Hz é onde a potência do sinal é maior. Os maiores picos imediatamente a seguir correspondem ao batimento cardíaco e respectivos harmônicos. A largura de banda útil é limitada superiormente pelo batimento cardíaco máximo que o oxímetro de pulso é capaz de ler, neste caso 300 bpm ou 5Hz. As especificações básicas do filtro digital passa-baixo são: frequência de corte de 3Hz e banda cortante com início a 6Hz. A Figura 4.33 exhibe o sinal de onda de pulso IR “moldado” pelo filtro digital. Como se pode constatar a forma de onda resultante é menos ruidosa.

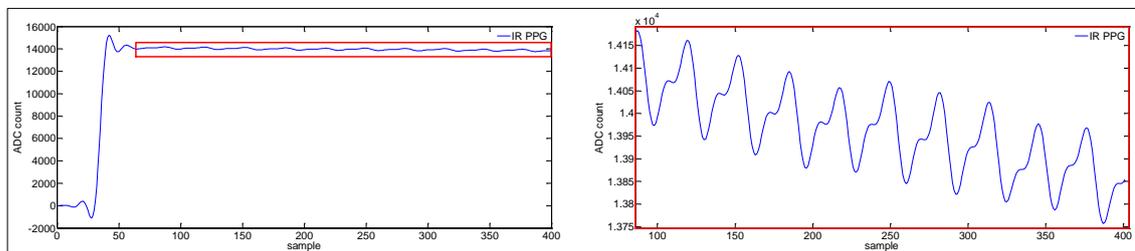


Figura 4.33 Sinal fotopletismográfico IR após filtro digital passa-baixo

Como o filtro tem 69 coeficientes, seria de esperar o mesmo número de amostras para que o filtro estabilize, o que de facto acontece.

O espectro de potência após aplicação do filtro passa-baixo está patente na Figura 4.34. Pode observar-se que o conteúdo espectral acima de 6Hz é bastante atenuado.

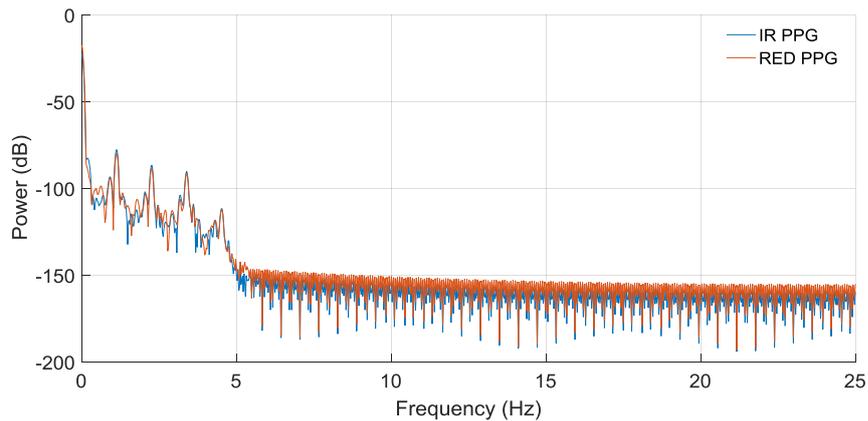


Figura 4.34 Espectro de potência da onda de pulso adquirida com uma frequência de amostragem de 50 sps (resolução 16 bits) após filtro digital passa-baixo.

4.6.4.2 Cálculo da componente DC do sinal fotopletismográfico

A fração contínua dos sinais é estimada com a média das amostras observadas numa seqüência temporal de 3 s, equivalente a um total de 150 amostras. A função média está representada por um bloco integrador na Figura 4.35.

4.6.4.3 Cálculo da componente AC do sinal fotopletismográfico

Para a extração da componente AC sujeita-se o sinal a um filtro FIR passa alto, com frequência de corte de 0,2Hz e frequência da banda passante de 0,8Hz. O sinal de pulso IR após a passagem pelo filtro passa-alto está representado na Figura 0.35.

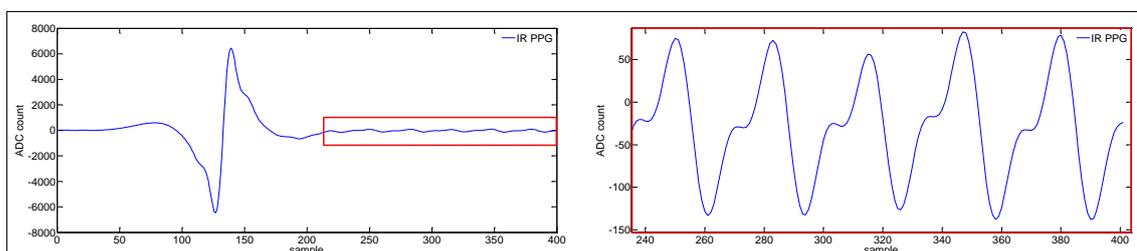


Figura 4.35 Sinal fotopletismográfico IR após filtro digital passa-alto

As características do filtro com uma região de transição apertada, conduzem a uma estrutura FIR progressivamente pesada à medida que a frequência de amostragem aumenta. Com efeito, o número de coeficientes FIR cresce exponencialmente com a frequência de amostragem. Não só a resposta ao impulso do filtro aumenta consideravelmente como o esforço computacional pedido ao MCU é maior. No firmware, o número de amostras necessárias para estabilizar os filtros é calculado a partir do número de coeficientes do filtro passa alto, uma vez que é

sempre o maior filtro. Os filtros são inicializados com esse número de amostras antes de se prosseguir para o processamento dos dados propriamente dito.

De acordo com a Figura 4. as amostras resultantes são guardadas a fim de calcular o valor RMS (x_{RMS}) cuja expressão é:

$$x_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} \quad (4.35)$$

onde N é o número de amostras recolhidas numa janela de amostragem e x_i é uma nova amostra.

4.6.4.4 Filtro de média

Os valores do batimento cardíaco podem variar ligeiramente entre janelas de aquisição sucessivas. De fato, existe uma normal variabilidade no período entre batimentos que também se reflete ao fim de cada janela de aquisição. Apesar de esta variabilidade ser um parâmetro clínico interessante não foi considerado relevante no âmbito do estudo desenvolvido na dissertação. Um outro fator a ter em conta está relacionado com o movimento do paciente (*motion artifacts*). De forma a mitigar essas variações, é aplicado um filtro MAV⁷. Este filtro utiliza sucessivamente os valores as três últimas janelas de aquisição para calcular a média.

4.6.5 Algoritmo de deteção de picos

De forma a calcular corretamente o batimento cardíaco o algoritmo de deteção de picos (DDP) tem de ser robusto. A Figura 4.36 ilustra o procedimento adotado tanto para picos como para vales. Este procedimento apenas deteta se uma determinada amostra é um pico ou vale local. Se essa amostra for o maior pico ou vale dentro de cada janela que compreende duas passagens por zero consecutivas da onda de pulso, então é designado como pico ou vale global (no intervalo de amostras em observação).

Sejam $x_{x_0-1}, x_{x_0}, x_{x_0+1}$ 3 amostras consecutivas e P o conjunto de valores pico e vales.

$x_0 \in P$ se:

⁷ Moving average filter

$$\begin{cases} x_0 - x_{x_0-1} > 0 \cap x_{x_0+1} - x_0 \leq 0, \text{ pico} \\ x_0 - x_{x_0-1} \leq 0 \cap x_{x_0+1} - x_0 < 0, \text{ vale} \end{cases} \quad (4.36)$$

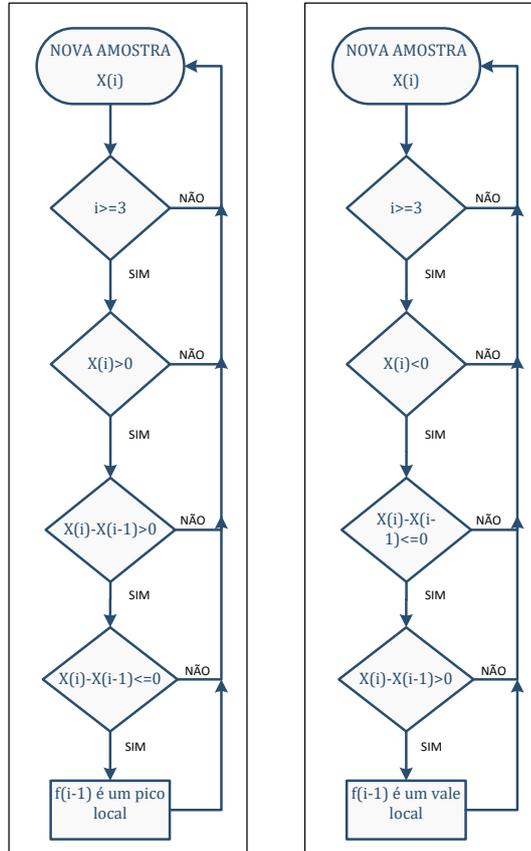


Figura 4.36 Algoritmo de detecção de picos (DDP).

Para guardar as três amostras necessárias foi desenhada uma estrutura do tipo FIFO com ligeiras modificações. Para facilitar a manipulação das amostras foram criadas três variáveis do tipo *pointer*. A Figura 4.37 mostra a estrutura e o seu funcionamento.

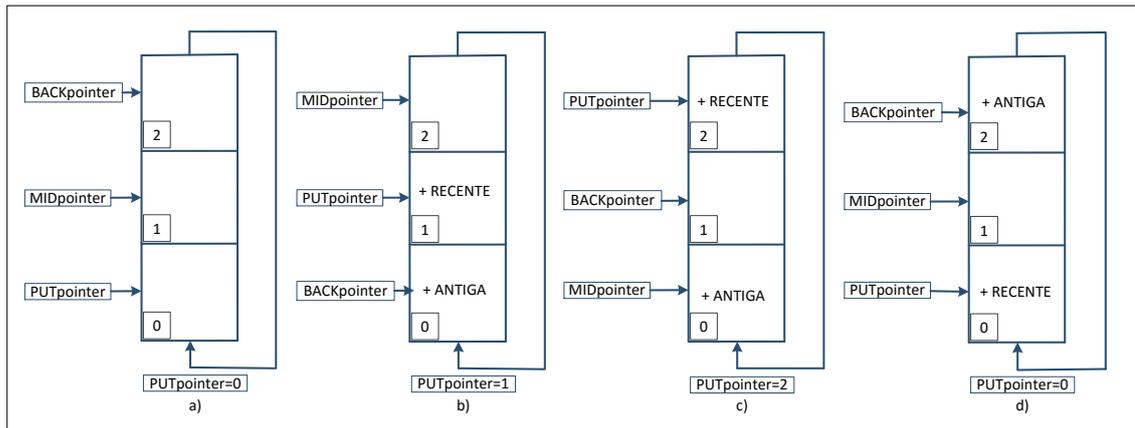


Figura 4.37 Estrutura FIFO implementada.

Uma estrutura de dados FIFO, em termos convencionais, é gerida através do conhecimento da posição atual, podendo ser incrementado ou decrementado sempre que uma amostra é adicionada ou retirada da estrutura, respetivamente. A estrutura implementada funciona com três variáveis do tipo *pointers* que são todas incrementadas quando um novo valor é guardado. Quando a estrutura é inicializada, é atribuído a cada *pointer* um endereço de memória, Figura 4.37 a). Desta forma, não há necessidade de chamar uma função para retirar elementos do FIFO. O novo valor é sempre escrito no endereço de memória para o qual o *PUTpointer* aponta. Nesta estrutura não ocorre *overflow* um vez que tem um funcionamento circular. Os três *pointers* são definidos como variáveis globais, tem-se assim acesso aos valores guardados na estrutura de forma atómica, o que representa uma considerável otimização em relação ao método convencional de chamar uma função para ler os valores.

A Figura 4.38 apresenta o algoritmo implementado na deteção de picos e vales globais. Os picos e vales são guardados em duas variáveis do tipo array ($P[]$ e $V[]$ respetivamente), cobrindo um horizonte temporal de uma janela de amostragem. Os índices das amostras que correspondem às passagens por zero da onda de pulso são guardados no array $Z[]$. Recorde-se que o intervalo entre índices consecutivos definem uma janela de amostragem.

Sempre que uma amostra é apurada como um máximo local é feita uma consulta à array $P[]$, a fim de aferir se existem outros picos locais. O maior pico local é considerado um pico global e guardado no array $P[]$. É ainda aplicado um *thresholds* (*Thr*) para que picos de pequena amplitude não sejam considerados. O procedimento é igual para os vales.

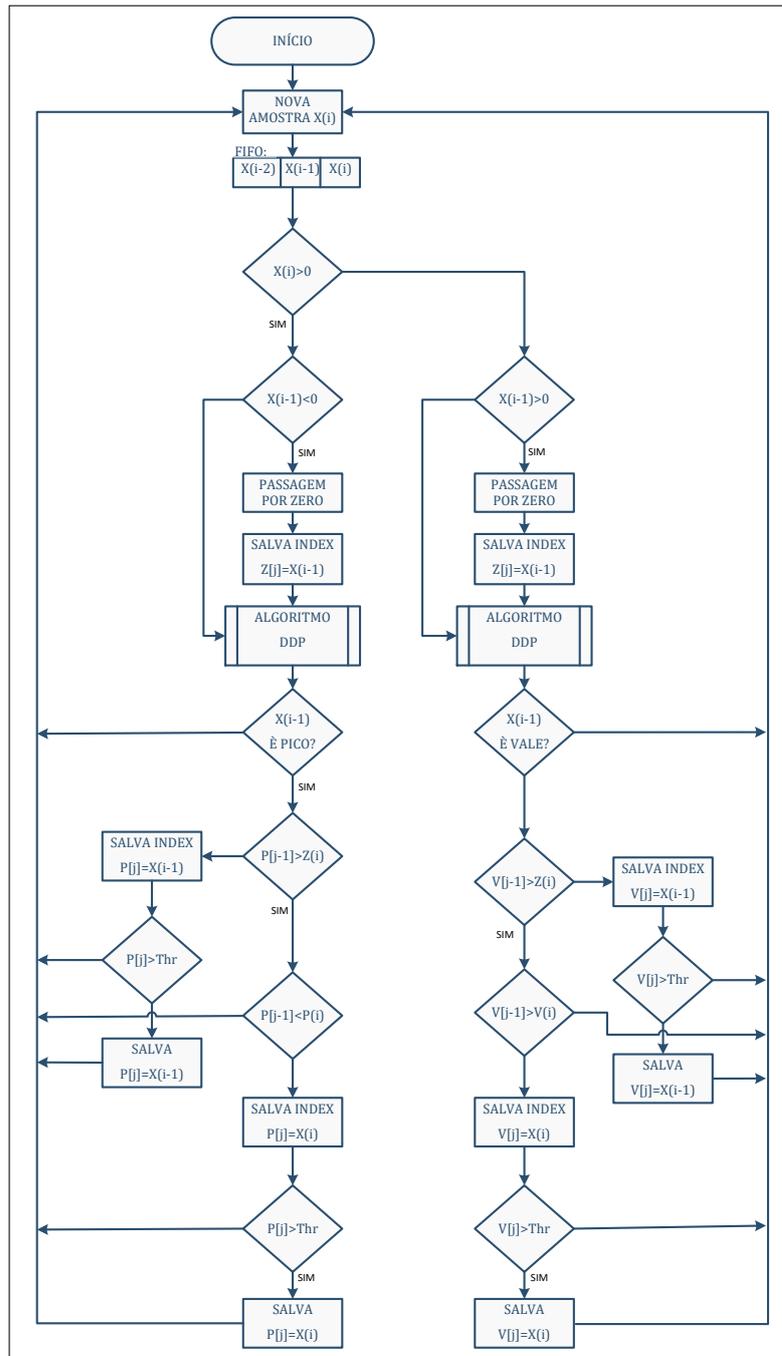


Figura 4.38 Algoritmo de decisão para picos e vales globais.

4.6.6 Detecção do batimento cardíaco

O batimento cardíaco é calculado medindo o número de amostras entre picos sucessivos na onda de pulso. Como a frequência de amostragem é constante durante uma janela de amostragem, multiplicando o número de amostras pelo período de amostragem (T) obtemos o tempo decorrido entre picos sucessivos. Para obtermos o batimento cardíaco a partir desses valores usa-se a seguinte equação:

$$BPM = \frac{60}{T} \quad (4.37)$$

4.6.7 Cálculo do valor de S_{pO_2}

As componentes AC e DC de cada um dos sinais, IR e RED, são substituídas na equação(3.13) e sujeitas a uma curva de calibração empírica de forma a estimar o valor de SPO2. Quando não há uma boa correlação entre os dois sinais, os valores de SPO2 podem facilmente variar para períodos de aquisição sucessivos. De forma a mitigar essas variações bruscas, é aplicado um filtro MAV. O batimento cardíaco é calculado usando a componente AC do sinal IR. Este sinal é usado para o efeito em detrimento do sinal RED, uma vez que possui uma melhor gama dinâmica e melhor SNR.

4.6.8 Interface do Rádio e respetiva camada de aplicação

O dispositivo recetor (PRX) cria uma pequena rede de sensores sem fios com topologia em estrela. O sistema da rede admite um máximo de cinco dispositivos ligados em simultâneo. A Figura 4.39 apresenta a disposição da rede sem fios. A cada dispositivo é-lhe reservado um canal lógico (PIPE) de comunicação dedicado. O rádio MRF24L01 permite até seis canais por cada canal RF. Um dos canais está reservado para efeitos de configuração dos módulos RF agregados à rede. Os restantes canais são destinados aos módulos sem fios que venham integrar a rede

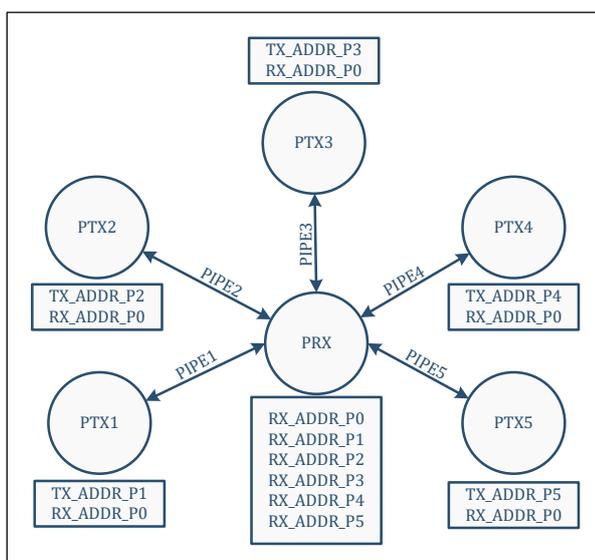


Figura 4.39 Estrutura em estrela da rede sem fios e esquema de endereços.

Cada dispositivo tem um endereço único que lhe é concedido mediante o PIPE que lhe foi atribuído. Todos os dispositivos podem comunicar através do PIPE0, até porque o rádio impõe que as mensagens de *acknowledge* sejam transmitidas através dele.

A rede criada deve ter as seguintes características:

- A comunicação entre dispositivos é feita de forma assíncrona.
- Deve ser capaz de, sem intervenção do utilizador adicionar novos elementos à rede. Na prática, o mesmo é dizer, atribuir um canal lógico vago (se existir) a quem o requisitar.
- Gerir todas as comunicações, inclusive colisões de pacotes.
- Eliminar da rede automaticamente os dispositivos considerados *offline*.

De forma a implementar as características enunciadas, é necessário desenvolver um protocolo de comunicação. O único campo, dentro da estrutura dos pacotes transmitidos, onde a camada de aplicação pode intervir é o campo referente ao *payload*, que passará a denominar-se sub-pacote ou *frame* (Sp). Os primeiros cinco bytes do Sp estão reservados para a implementação do referido protocolo. A Figura 4.40 mostra a estrutura do Sp.

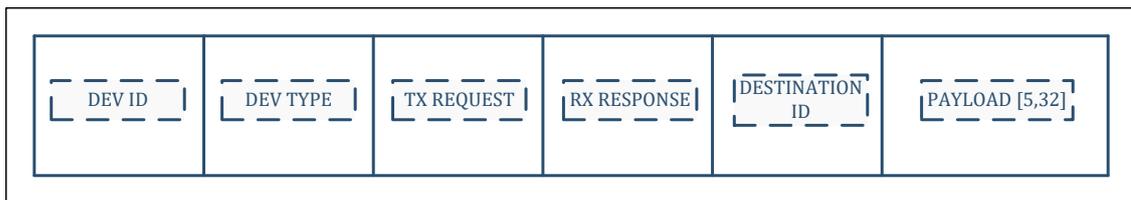


Figura 4.40 Estrutura dos sub-pacotes ou *frames*.

As funções desempenhadas por cada campo do Sp são:

- DEV ID. Byte reservado à identificação do dispositivo. Cada dispositivo tem de ter um ID único. Existe contudo, um ID reservado para *broadcasts*. O ID é gravado na memória *flash* do microcontrolador em *compile time*.
- DEV TYPE. Este byte define o tipo de dispositivo. O sistema recolhe por defeito três tipos de dispositivos:
 - Oxímetros de pulso. ID=0;
 - ECG. ID=1;
 - Medidores de pressão arterial. ID=2;
- TX REQUEST. Este byte define a natureza das mensagens enviadas. Existem quatro tipos de mensagens:
 - DSR. Pedido de autorização para enviar dados;
 - DSP. Permissão para enviar dados;

- DATA_MSG. Mensagem de dados
- SERVICE_MSG. Mensagens configuração da rede. Estas mensagens circulam na rede sempre pelo canal zero. Os tipos de mensagens de configuração são:
 - PIPE REQUEST = 1. Pedido de um canal lógico vazio;
 - BATTERY STATUS REQUEST = 2. Pedido do estado de carga da bateria;
 - ERROR = 3;
- RX RESPONSE. Este byte serve para alojar a resposta do recetor aos pedidos do emissor. Canal atribuído ao emissor.
- Código de erros. Os bytes reservados e os respetivos códigos são:
 - NOPIPE_AVAILABLE = 0xB;
 - PIPE_ALREADY_REG = 0XF;
 - PIPE_NOT_REG = 0xE;
 - RX_RESETED = 0xA;
- DESTINATION ID. Este byte define o ID do dispositivo para o qual a mensagem vai ser enviada.
 - PAYLOAD. Campo onde os dados a enviar são alojados.

A Figura 4.41 ilustra o funcionamento básico do protocolo. Um dispositivo liga-se á rede quando lhe é atribuído um PIPE (canal lógico). Para tal, envia ao *Relay node* uma SERVICE_MSG (PIPE REQUEST). O *Relay node* envia o PIPE atribuído, se existir algum disponível.

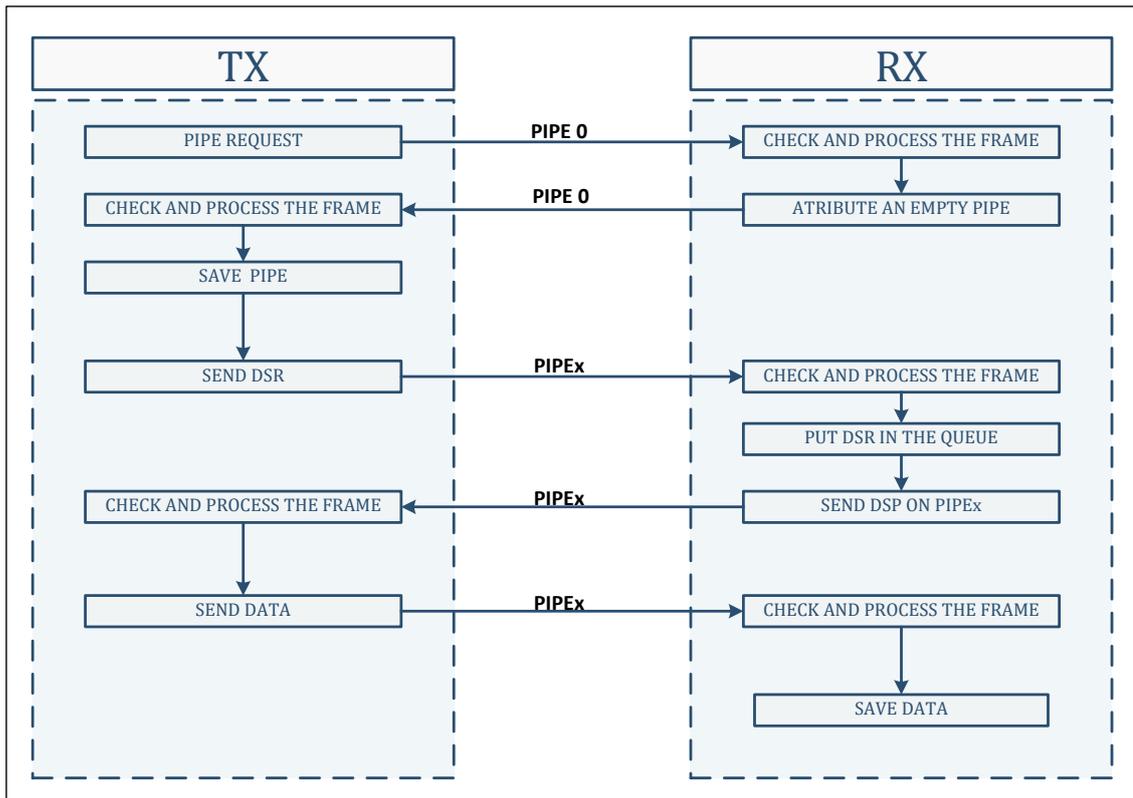


Figura 4.41 Esquema de funcionamento do protocolo implementado.

Quando o dispositivo TX necessita enviar dados, primeiro envia uma DSR pelo PIPE que lhe foi atribuído. O dispositivo RX só irá responder quando tiver disponibilidade para receber esses dados. Se não o tiver, o dispositivo RX reenviará o pedido dentro de um intervalo de tempo pré-configurado. Os pedidos (DSR) são colocados num FIFO. Convém lembrar que o pacote de dados, montado automaticamente pelo rádio, contem dois bites para a identificação dos pacotes. Este bites são deveras convenientes uma vez que, permitem identificar a retransmissão do mesmo pacote e impedir que a mesma DSR seja registadas múltiplas vezes no FIFO.

4.6.9 Driver do display OLED

O driver do display é constituído por um conjunto de funções que permitem comunicar com o CI que controla o display. Estas funções enviam um conjunto de dados, ou comandos, que mapeiam a memória RAM do controlador. A memória está dividida em oito páginas e cento e vinte sete colunas ou segmentos, conforme ilustrado na Figura 4.42. Cada quadrado representa um *pixel*. Para iluminar um determinado conjunto de pixéis, precisamos de manipular dois *pointers*, correspondentes á página e á coluna em questão. Desta forma, cada byte de dados enviados vai preencher uma coluna. Esta não é a única maneira de “escrever” caracteres no *display*, mas é sem dúvida a mais expedita.

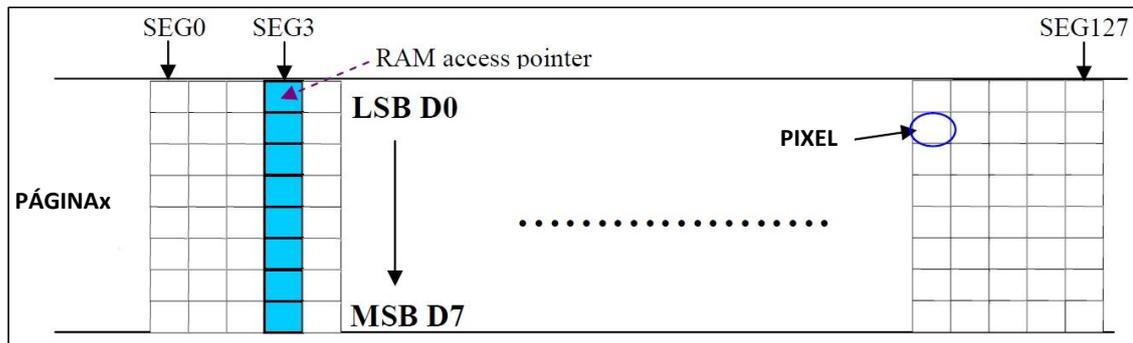


Figura 4.42 Mapeamento da memória do controlador do display OLED.

O tamanho dos caracteres a representar no display são pré-definidos pela fonte utilizada. O mais comum é os caracteres terem uma dimensão de 8*8 *pixels*. Assim, para escrever um qualquer carater é necessário enviar oito bytes de dados consecutivos. Para representar os caracteres utilizou-se um array multidimensional que organiza os bytes a enviar por colunas. Este array é guardada na memória *flash* do microcontrolador.

O driver conta com funções para “escrever” *strings*, linhas e pixels individuais.

4.7 Interface Matlab

A Figura 4.43 mostra a interface desenvolvida em Matlab (GUI). O GUI serve dois propósitos muito importantes na fase de desenvolvimento de um oxímetro de pulso. Serve de interface entre o microcontrolador e o Matlab, permitindo a visualização expedita dos dados processados, o valor de SPO2, o batimento cardíaco e os PPG (IR e RED) em tempo real. Não menos importante, é a possibilidade que o GUI nos oferece de alterar todos os registos relevantes do SoC a qualquer momento. De outra forma ter-se-ia de compilar todo o *firmware*, o que é um processo moroso e entediante.

A comunicação entre o Matlab e o microcontrolador é feita através de um canal UART. Cada vez que o microcontrolador envia um byte, é gerada uma interrupção no canal UART do PC. Essa interrupção é atendida pelo “Matlab” e os dados são guardados em *arrays*. O GUI apenas mostra o sinal PPG já processado, contudo o microcontrolador também envia os dados em bruto de forma a permitir o processamento dos sinais em *offline*. Um bom exemplo desse processamento seria uma análise no domínio da frequência.

O utilizador escolhe a configuração pretendida para o Soc através dos vários painéis. O código em Matlab monta automaticamente a mensagem e envia-a. Registe-se que em todo o

processo não existe um verdadeiro *handshake*, pelo que não há mensagens de *acknowledge*. Se as mensagens não forem corretamente recebidas, a informação perder-se-á irremediavelmente. O microcontrolador descodifica as mensagens recebidas e programa todos os bits cujos registos foram alterados.

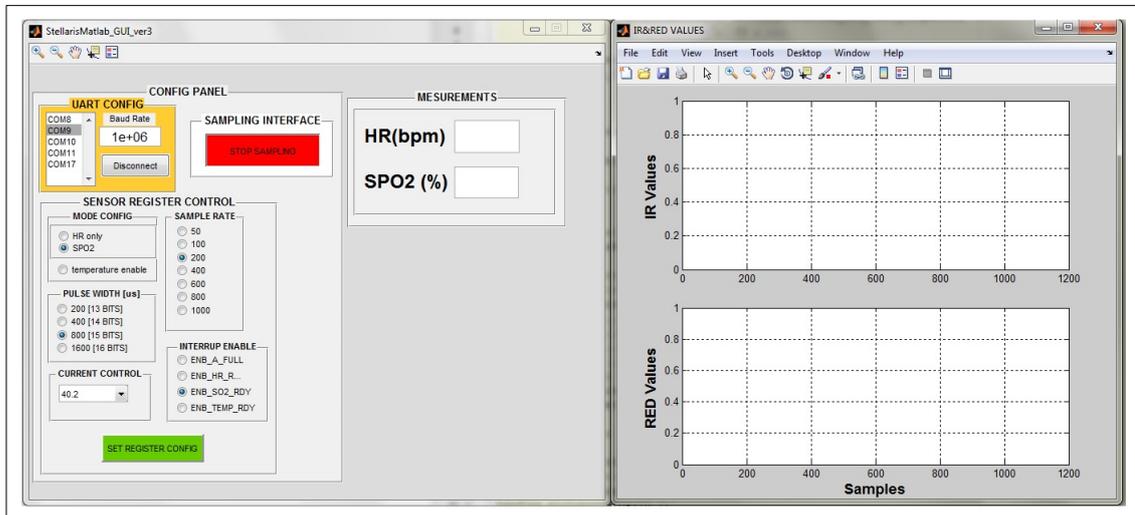


Figura 4.43 Interface gráfica escrita em Matlab.

Capítulo 5

Análise de Resultados

5.1 Introdução

Este capítulo discute os resultados de um conjunto de ensaios experimentais realizados ao dispositivo de oximetria desenhado no âmbito da dissertação. Os ensaios serviram em primeiro lugar para documentar a característica da forma de onda associada aos sinais fotoplestismográficos. Dois modos de resolução ADC são utilizados para averiguar a presença de ruído e determinar quantitativamente a expressão da componente AC face ao termo médio nos sinais de fotoplestismografia. Os ensaios são conduzidos com frequência de amostragem de 50sps e com resolução ADC entre 13-bit e 16-bit. A qualidade do sinal AC é medida nos dois níveis de resolução ADC, jogando-se para o efeito, com a manipulação da corrente LED nos vários níveis de amplitude permitidos pelo SoC. O consumo de energia é averiguado no conjunto dos módulos que compõem o sistema de oximetria por reflexão (SoC e MCU), em vários regimes de funcionamento e de forma independente. Com base nos resultados combinados da qualidade de sinal e do perfil energético apurado, um critério de “trade-off” como ferramenta de auxílio é testado. A determinação do valor de nível de saturação de oxigénio no sangue é formalizada com amostras de sinais PPG retiradas de um único sujeito. Por fim, o desempenho do algoritmo de deteção do batimento cardíaco é verificado.

5.2 Análise dos sinais adquiridos fotoplestismográficos

Para avaliar o PPG adquirido, foram realizados ensaios num sujeito de teste em intervalos de aquisição de 20 segundos. As diferentes leituras são avaliadas explorando as diferentes configurações de corrente para os LEDs. Nesta fase, o sinal é adquirido na ponta do dedo indicador esquerdo. Estes ensaios foram conduzidos com o SoC configurado para 16 bits e a 50 amostras por segundo.

As Figura 5.2 permitem comparar as formas de onda fotoplestismográficas antes e após a utilização dos filtros digitais.

Pode observar-se que a amplitude combinada do sinal medido (componente DC e AC) está relacionado com a intensidade dos feixes de luz vermelha e infravermelha. O decaimento exponencial observado nos sinais fotoplestismográficos tem um valor médio superior quando a

corrente é máxima, ou seja, 50mA. Em contrapartida, para correntes mais baixas o SNR e a gama dinâmica são menores, uma vez que o sinal amostrado é mais afetado por ruído e a amplitude da componente AC é menor. Desta forma, usando correntes maiores podemos diminuir os requisitos do filtro passa baixo, já que os efeitos dos vários tipos de ruído que afetam a cadeia de medição são consideravelmente menores (ruído de quantização, ruído branco, etc).

Os sinais fotopleletismográficos provenientes dos dois comprimentos de onda (RED e IR) são concordantes na periodicidade temporal. Contudo, a componente DC é maior para o sinal de onda de pulso RED enquanto a componente AC revela-se superior para o sinal obtido com o feixe de luz IR.

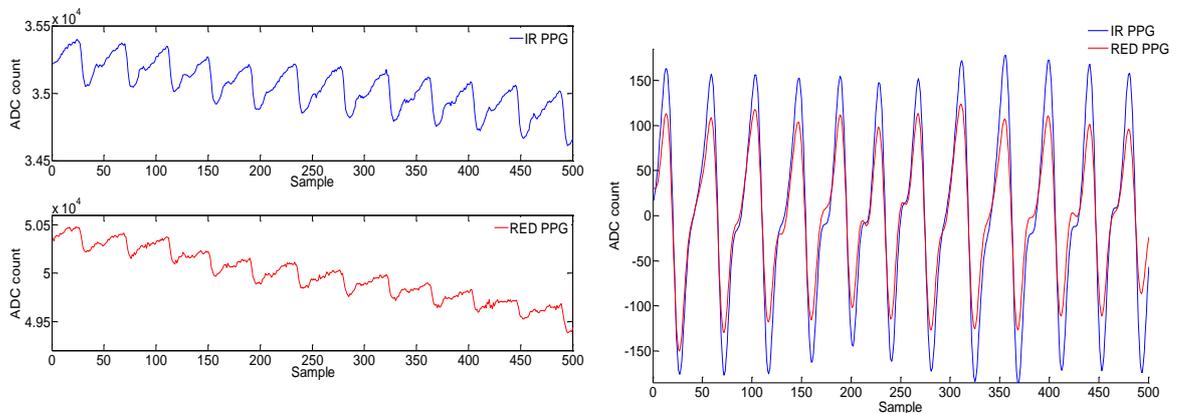


Figura 5.1 Formas de onda fotopleletismográficas para uma corrente nos LEDs de 50mA (16bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.

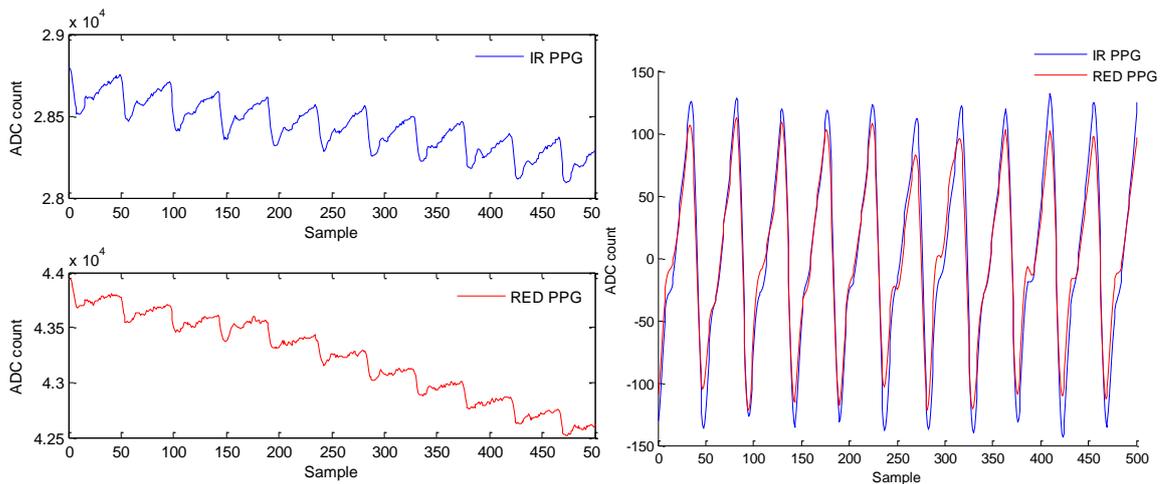


Figura 5.2 Formas de onda fotopleletismográficas para uma corrente nos LEDs de 40.2mA (16bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.

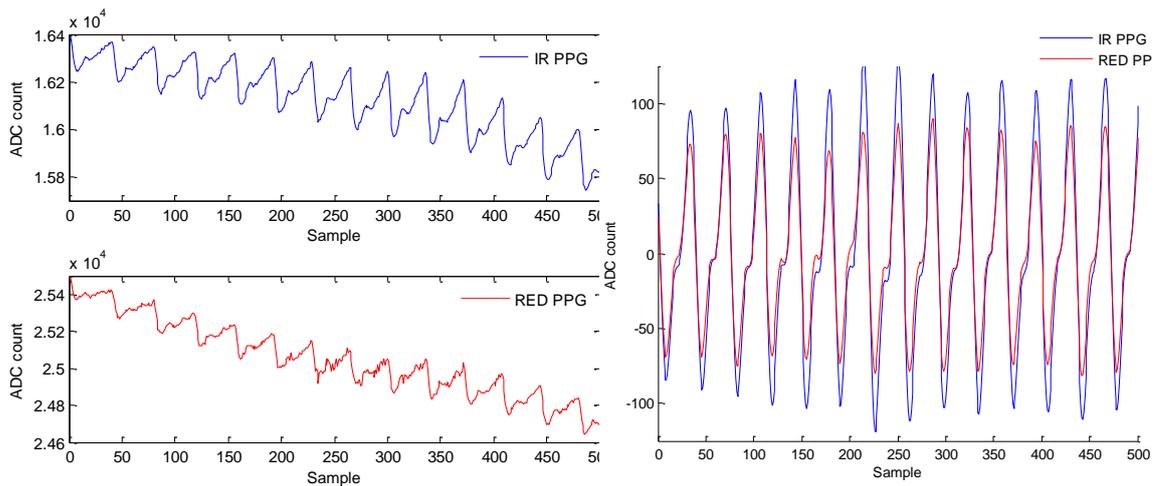


Figura 5.3 Formas de onda fotopleletismográficas para uma corrente nos LEDs de 20.8mA (16bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.

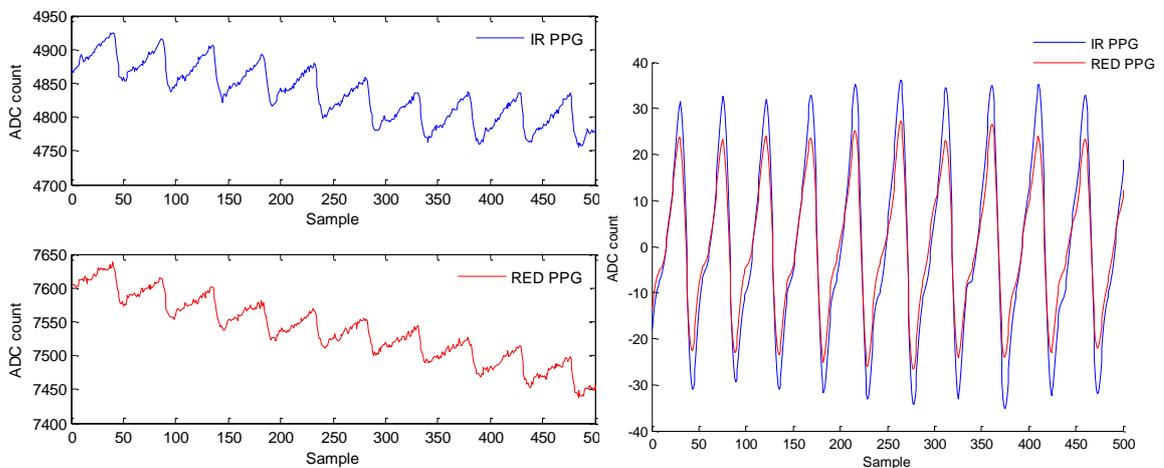


Figura 5.4 Formas de onda fotopleletismográficas para uma corrente nos LEDs de 7.6mA (16bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.

A componente DC foi removida através do filtro passa-alto e o ruído de alta frequência foi atenuado pelo filtro passa-baixo. As conclusões a que se chega são iguais às tecidas aquando da análise dos valores em bruto.

O valor da amplitude pico a pico cresce com o aumento da corrente dos LEDs. Considerando a resolução máxima do ADC, chega-se à conclusão que o número efetivo de bits para representar a componente AC é de 7,7 bits. Para o menor valor de corrente considerado, 7,6mA, o número efetivo de bits é apenas 5,5 bits. Note-se que esta análise é referente ao LED RED uma vez que configura o pior cenário.

Tomando por base os dados referentes às figuras anteriores é analisado o rácio entre a componente AC e a componente DC para ambos os LEDs. O rácio referente ao LED IR é aproximadamente o dobro do rácio calculado para o LED RED. A componente AC é 0,68%-0,72% da componente DC para o LED RED e 0,96%-1,5% para o LED RED.

As Figuras 5.5, 5.6, 5.7 e 5.8 mostram as formas de onda fotopleletismográficas para a resolução de 13 bits. Tal como seria de esperar, as leituras são indubitavelmente mais ruidosas. A qualidade do sinal rapidamente se degrada à medida que a corrente nos LEDs diminui. Para os valores de correntes mais baixos as leituras apresentam ruído significativo, de tal forma que não se discerne nenhuma periodicidade no sinal.

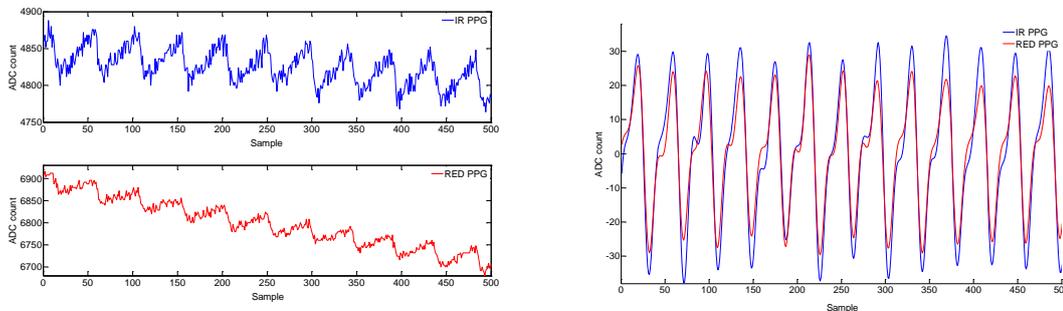


Figura 5.5 Formas de onda fotopleletismográficas para uma corrente nos LEDs de 50mA (13bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.

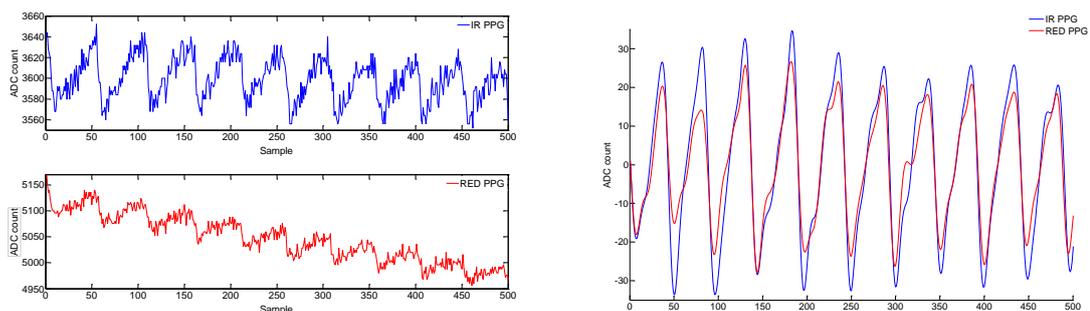


Figura 5.6 Formas de onda fotopleletismográficas para uma corrente nos LEDs de 40.2mA (13bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.

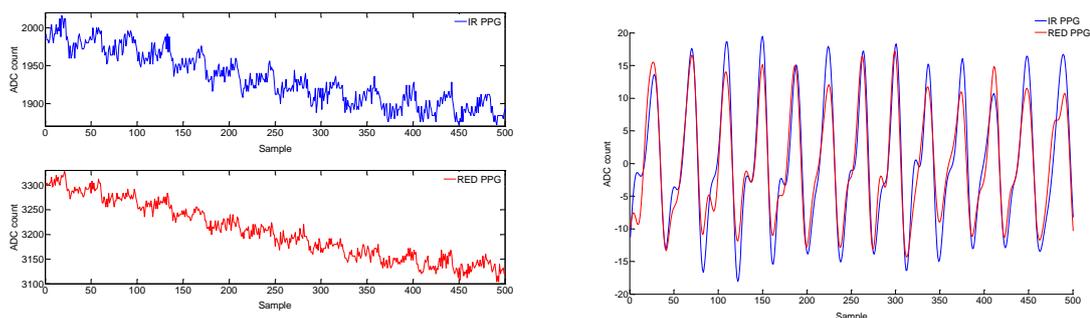


Figura 5.7 Formas de onda fotopleletismográficas para uma corrente nos LEDs de 20.8mA (13bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.

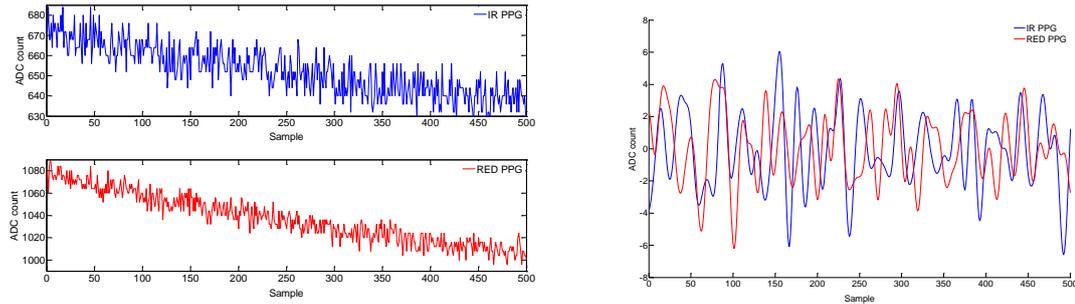


Figura 5.8 Formas de onda fotopletismográficas para uma corrente nos LEDs de 7.6mA (13bits). Valores em bruto à direita e valores após o processamento de sinal à esquerda.

As Tabelas 5.1 e 5.2 apresentam a relação entre a amplitude AC e o número de bits equivalentes em relação a cada valor de corrente dos LEDs.

Tabela 5 1-Modo de aquisição 13 bits

$I_{LED} (mA)$	<i>IR AC term (Raw ADC count)</i>	<i>Bits</i>	<i>RED AC term (Raw ADC count)</i>	<i>Bits</i>
50	51,1	5,7	37,2	5,2
40,2	51,5	5,7	44,1	5,5
27,1	33,0	5,0	25,0	4,6
17,4	25,7	4,7	16,9	4,1
7,6	12,4	3,6	11,9	3,6
4,4	-	-	-	-

Tabela 5 2- Modo de aquisição 16bits

$I_{LED} (mA)$	<i>IR AC term (Raw ADC count)</i>	<i>Bits</i>	<i>RED AC term (Raw ADC count)</i>	<i>Bits</i>
50	241,8	7,9	179,1	7,5
40,2	251,5	8,0	171,8	7,4
27,1	194,7	7,6	139,4	7,1
17,4	147,9	7,2	100,0	6,6
7,6	73,5	6,2	49,6	5,6
4,4	31,2	5,0	23,2	4,5

Para a resolução de 13 bits obteve-se, para a componente AC, uma variação entre 3,6 e 5,7 bits entre o valor 7.6mA e 50mA de corrente, respetivamente. Para o valor mínimo de corrente (4,4mA) não é possível obter resultados consistentes.

De igual forma, para a resolução de 16 bits, obteve-se uma variação entre o valor mínimo de corrente e o valor máximo de 5,0 bits e 7,9 bits, respetivamente.

Poder-se-ia repetir os testes anteriores para todas as resoluções que o SoC disponibiliza de forma a encontrar a melhor opção em termos de número efetivos de bit em função da energia consumida. Contudo isso seria um processo demorado e entediante. Uma abordagem mais

expedita passa por formular um indicador que devolva a Potência média (mW) pelo número efetivo de bits. Seja o ψ indicador referente ao IR e ξ o indicador referente ao RED, tal que:

$$\psi = \frac{P_{SOC}^{AVG}}{AC_{IR}^{ENB}} \quad (5.1)$$

$$\xi = \frac{P_{SOC}^{AVG}}{AC_{RED}^{ENB}} \quad (5.2)$$

Onde AC_{IR}^{ENB} e AC_{RED}^{ENB} representam a amplitude pico a pico em termos de número de bits e P_{SOC}^{AVG} a potência média consumida pelo SoC.

Relembrando que a escolha da resolução do SoC define a largura de pulso (1,6ms para 16bits e 0,2 ms para 13 bits), a tensão de nominal é 3,3V e tendo em conta os valores de corrente usados nas Tabelas 5.1 e 5.2 calculou-se a potência média consumida pelo Soc. As Figuras 5.9 e 5.10 traduzem em forma de gráfico os valores calculados para os dois índices.

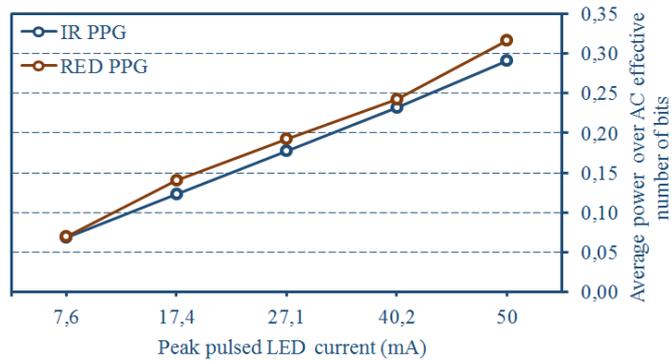


Figura 5.9 Modo de aquisição 13 bits: ψ e ξ vs corrente nos LEDs.

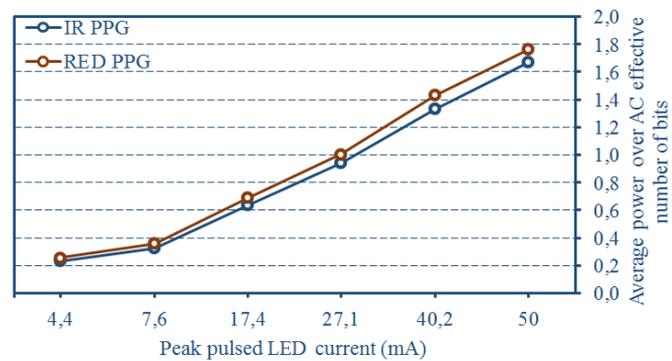


Figura 5.10 Modo de aquisição 16 bits: ψ e ξ vs corrente nos LEDs.

A Figura 5.11 mostra os resultados obtidos para o batimento cardíaco ao longo de intervalos de amostragem de 3 segundos.

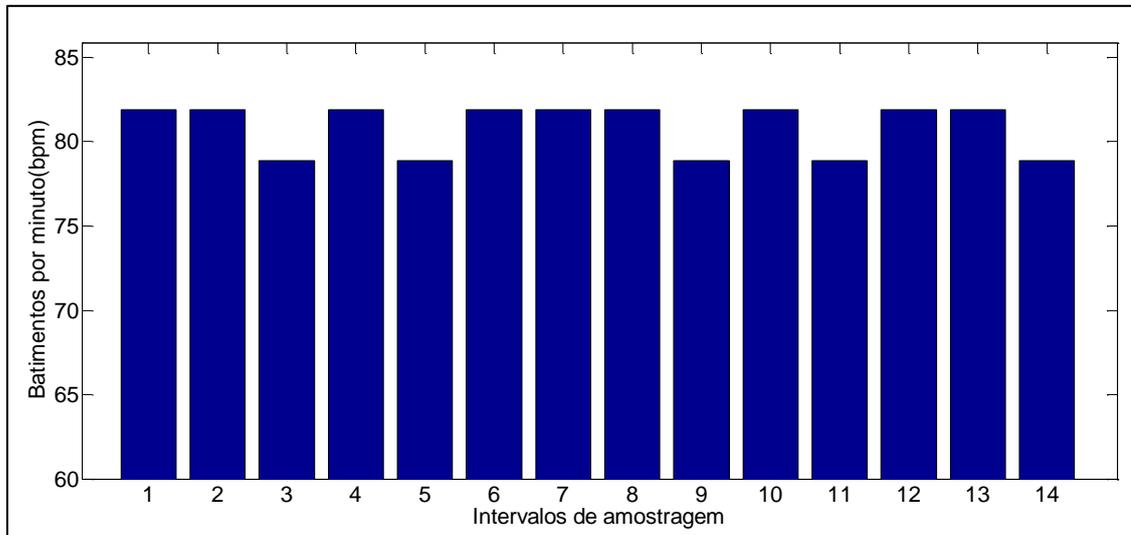


Figura 5.11 Resultados do batimento cardíaco referentes a cada intervalo que aquisição.

Os resultados da figura são bastante consistentes e sem grandes variações. Recorde-se que é aplicado um filtro MAV ao fim de cada intervalo de aquisição, o que anula variações bruscas no batimento cardíaco. Todavia, este aspeto pode ser importante em futuras análises. A variabilidade do batimento cardíaco é um parâmetro muitas vezes relacionado com várias doenças cardíacas [64],[65].

A Figura 5.12 mostra os resultados do valor de SPO2 calculados ao longo de intervalos de amostragem de 3 segundos

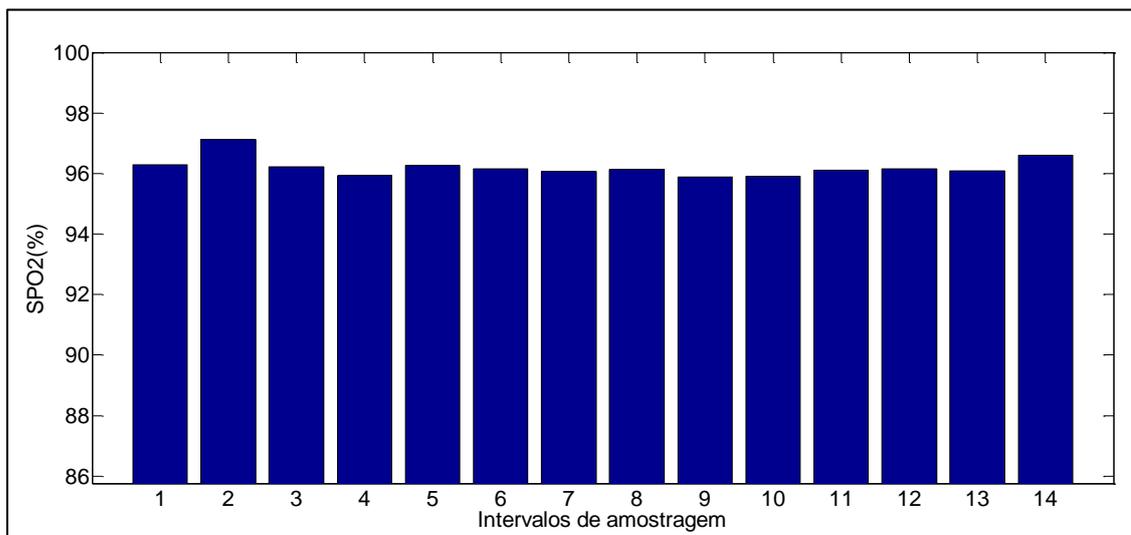


Figura 5.12 Resultados do SPO2 referentes a cada intervalo que aquisição.

Os valores estão dentro da gama de valores normais e não variam muito ao longo do tempo. Note-se que estes resultados foram estimados de acordo com uma curva de calibração empírica. Em futuros trabalhos ter-se-á de efetuar a calibração do dispositivo em *vitro*, de forma a poder comparar os resultados com outros dispositivos atualmente no mercado.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões

O principal objetivo desta dissertação passou pelo desenvolvido de um oxímetro de pulso por reflexão com capacidade de comunicação sem fios - monitorização da saturação de oxigénio no sangue (SP02) e deteção do batimento cardíaco em tempo real.

O projeto e desenvolvimento de *hardware* passou por várias fases, tendo culminado num protótipo com características avançadas (aquisição de sinais de onda de pulso IR e RED combinada com técnicas de processamento de sinal digital para extração dos parâmetros fisiológicos). O protótipo é constituído por duas cartas eletrónicas com funcionalidades distintas:

- Carta dedicada à instrumentação, isto é, integrando o SoC de medição dos sinais foto pletismográficos, conversor de potência DC-DC mais circuitos de supervisão do estado de carga e regulação da corrente de carga da bateria;
- Carta de comando onde reside um MCU de 32 bits com múltiplas funções (execução de algoritmos de processamento de sinal digital; gestão e configuração do SoC de oximetria, interface de comunicação com ligação RF 2.4GHz e controlo do suporte LCD).

Tanto o interface LCD como a unidade RF de 2.4GHz careceram de desenvolvimento electrónico. Ou seja, foram adquiridos no comércio com placa de circuito impresso incluída.

O dispositivo experimental foi inicialmente desenhado para ser aplicado na extremidade do dedo, à semelhança de outros produtos do género disponíveis no mercado. Contudo, a plataforma de desenvolvimento seguida no decorrer do trabalho, é suficientemente flexível para o desenho ser adaptado em futuras versões, por exemplo, em outras zonas do corpo humano com perfusão sanguínea aceitável, indo ao encontro da tendência crescente de incorporar dispositivos de monitorização médica junto ao corpo (*wearable mobile de vices*). Na realidade, poderão ser necessárias soluções criativas do ponto de vista de otimização da área ocupado pelo *hardware*. Contudo, na essência, tanto a composição do *hardware* como o *firmware* não sofrerão alterações significativas.

O modelo fundamental utilizado para estimar o valor do SPO2 é baseado na equação de Beer-Lambert's. De forma a corrigir os desvios ao modelo teórico foi utilizada uma curva de calibração empírica. Os resultados obtidos permitiram concluir que o oxímetro tem um comportamento estável e produz resultados fiáveis ao longo de tempo.

Para o cálculo do batimento cardíaco foi elaborado um algoritmo baseado na detecção de picos na onda de pulso. O algoritmo revelou-se bastante versátil e com um bom desempenho em condições de funcionamento normais. Através dos resultados recolhidos verificou-se que os valores do batimento cardíaco não são consistentes quando as medições são bastante afetadas por *motion artifact*. Nessas condições, o algoritmo tem de ser melhorado através da implementação de técnicas tais como filtros adaptativos ou filtros de Kalman

A escolha da melhor configuração para o funcionamento do oxímetro depende do balanço entre a qualidade do sinal e o consumo de energia. Excitar os LEDs com correntes mais elevadas, para resoluções do ADC mais elevadas, incrementam a qualidade do sinal. Contudo, fazem disparar o consumo de energia, comprometendo a portabilidade do dispositivo. Apesar disso foi possível recolher dados consistentes a correntes tão baixas como 7.6mA.

6.2 Desenvolvimento de Trabalhos Futuros

Do trabalho a desenvolver no futuro, destaca-se:

- Calibração do oxímetro
- Otimizações dos algoritmos
 - Inclusão dos dados do acelerómetro de forma a tornar o oxímetro menos sensível a *motion artifacts*.
 - Inclusão de novas técnicas de processamento de sinal.
- Otimização da rede de sensores sem fio
- Conclusão do protótipo a nível da estrutura
- Desenvolvimento de uma plataforma para o armazenamento, processamento estatístico e distribuição dos dados.

6.3 Trabalhos Resultantes desta Dissertação

Com o trabalho realizado nesta dissertação, até ao momento, resultam dois artigos científicos. O primeiro trabalho, “Experimental Low Cost Reflective Type Oximeter for Wearable Health Systems with High Resolution and Advanced Communication Capabilities” foi submetido, aceite e publicado na conferência IEEE *International Conference on Environment*

an Electrical Engineering florença 2016. O Segundo trabalho “A Novel Design Methodology for Portable Oximetry Devices in Biomedical Applications with High Compact Analog Front End Block” foi igualmente submetido, aceite e publicado na conferência IEEE *International Conference on Environment an Electrical Engineering* florença 2016. Nos anexos A1 e A2 encontra-se a primeira página de cada um deles.

Bibliografia

- [1] «Grupo de Trabalho para o Estudo da Telemedicina. Ministério da Saúde - Secretaria de Estado Adjunta do Ministro da Saúde». .
- [2] J. G. Webster, Ed., Design of pulse oximeters. Bristol ; Philadelphia: Institute of Physics Pub, 1997.
- [3] O. S. Fathabadi, T. J. Gale, J. C. Olivier, e P. A. Dargaville, «Automated control of inspired oxygen for preterm infants: What we have and what we need», Biomed. Signal Process. Control, vol. 28, pp. 9-18, Jul. 2016.
- [4] G. C. Gutiérrez-Tobal, M. L. Alonso-Álvarez, D. Álvarez, F. del Campo, J. Terán-Santos, e R. Hornero, «Diagnosis of pediatric obstructive sleep apnea: Preliminary findings using automatic analysis of airflow and oximetry recordings obtained at patients' home», Biomed. Signal Process. Control, vol. 18, pp. 401-407, Abr. 2015.
- [5] J. Park, J. Chang, M. Choi, J. J. Pak, D.-Y. Lee, e Y. K. Pak, «Microfabricated Clark-type sensor for measuring dissolved oxygen», em Sensors, 2007 IEEE, 2007, pp. 1412-1415.
- [6] C. K. Mahutte, «On-line arterial blood gas analysis with optodes: current status», Clin. Biochem., vol. 31, n. 3, pp. 119-130, 1998.
- [7] Y. Zhang, B. Liu, e Z. Zhang, «Combining ensemble empirical mode decomposition with spectrum subtraction technique for heart rate monitoring using wrist-type photoplethysmography», Biomed. Signal Process. Control, vol. 21, pp. 119-125, Ago. 2015.
- [8] P. Vaz, T. Pereira, E. Figueiras, C. Correia, A. Humeau-Heurtier, e J. Cardoso, «Which wavelength is the best for arterial pulse waveform extraction using laser speckle imaging?», Biomed. Signal Process. Control, vol. 25, pp. 188-195, Mar. 2016.
- [9] K. Li e S. Warren, «A Wireless Reflectance Pulse Oximeter With Digital Baseline Control for Unfiltered Photoplethysmograms», IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst., vol. 6, n. 3, pp. 269-278, Jun. 2012.
- [10] J. P. Buschmann e J. Huang, «Pulse Oximetry in the External Auditory Canal»; A New Method of Mobile Vital Monitoring», IEEE Sens. J., vol. 12, n. 3, pp. 671-676, Mar. 2012.
- [11] J. Abd Sukor, M. S. Mohktar, S. J. Redmond, e N. H. Lovell, «Signal Quality Measures on Pulse Oximetry and Blood Pressure Signals Acquired from Self-Measurement in a Home Environment», IEEE J. Biomed. Health Inform., vol. 19, n. 1, pp. 102-108, Jan. 2015.
- [12] T. Tamura, Y. Maeda, M. Sekine, e M. Yoshida, «Wearable Photoplethysmographic Sensors—Past and Present», Electronics, vol. 3, n. 2, pp. 282-302, Abr. 2014.
- [13] R. Yousefi, M. Nourani, S. Ostadabbas, e I. Panahi, «A Motion-Tolerant Adaptive Algorithm for Wearable Photoplethysmographic Biosensors», IEEE J. Biomed. Health Inform., vol. 18, n. 2, pp. 670-681, Mar. 2014.
- [14] K. Li, S. Warren, e B. Natarajan, «Onboard Tagging for Real-Time Quality Assessment of Photoplethysmograms Acquired by a Wireless Reflectance Pulse Oximeter», IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst., vol. 6, n. 1, pp. 54-63, Fev. 2012.

- [15] B. Venema, J. Schiefer, V. Blazek, N. Blanik, e S. Leonhardt, «Evaluating Innovative In-Ear Pulse Oximetry for Unobtrusive Cardiovascular and Pulmonary Monitoring During Sleep», IEEE J. Transl. Eng. Health Med., vol. 1, pp. 2700208-2700208, 2013.
- [16] M. Shokouhian, R. Morling, e I. Kale, «Interference Resilient Sigma Delta-Based Pulse Oximeter», IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst., vol. 10, n. 3, pp. 623-631, Jun. 2016.
- [17] D. J. Meredith, D. Clifton, P. Charlton, J. Brooks, C. W. Pugh, e L. Tarassenko, «Photoplethysmographic derivation of respiratory rate: a review of relevant physiology», J. Med. Eng. Technol., vol. 36, n. 1, pp. 1-7, Mar. 2012.
- [18] D. Li, H. Zhao, e S. Dou, «A new signal decomposition to estimate breathing rate and heart rate from photoplethysmography signal», Biomed. Signal Process. Control, vol. 19, pp. 89-95, Mai. 2015.
- [19] W. Karlen, A. Garde, D. Myers, C. Scheffer, J. M. Ansermino, e G. A. Dumont, «Estimation of Respiratory Rate From Photoplethysmographic Imaging Videos Compared to Pulse Oximetry», IEEE J. Biomed. Health Inform., vol. 19, n. 4, pp. 1331-1338, Jul. 2015.
- [20] G. AMI e R. J. RESHMI MARIAM, «Respiration rate measurement from PPG signal using smart fusion technique», International Conference on Engineering Trends and Science & Humanities, 2015.
- [21] E. D. Chan, M. M. Chan, e M. M. Chan, «Pulse oximetry: Understanding its basic principles facilitates appreciation of its limitations», Respir. Med., vol. 107, n. 6, pp. 789-799, Jun. 2013.
- [22] A. Jubran, «Pulse oximetry», Crit. Care, vol. 19, n. 1, Dez. 2015.
- [23] B. Prathyusha, T. S. Rao, e D. Asha, «Extraction of respiratory rate from ppg signals using pca and emd», Int. J. Res. Eng. Technol., vol. 1, n. 2, pp. 164-184, 2012.
- [24] Y. Pole, «Evolution of the pulse oximeter», em International Congress Series, 2002, vol. 1242, pp. 137-144.
- [25] Jinseok Lee e K. H. Chon, «Time-Varying Autoregressive Model-Based Multiple Modes Particle Filtering Algorithm for Respiratory Rate Extraction From Pulse Oximeter», IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 58, n. 3, pp. 790-794, Mar. 2011.
- [26] R. G. Haahr, S. B. Duun, M. H. Toft, B. Belhage, J. Larsen, K. Birkelund, e E. V. Thomsen, «An Electronic Patch for Wearable Health Monitoring by Reflectance Pulse Oximetry», IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst., vol. 6, n. 1, pp. 45-53, Fev. 2012.
- [27] S. V. Gubbi e B. Amrutur, «Adaptive Pulse Width Control and Sampling for Low Power Pulse Oximetry», IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst., vol. 9, n. 2, pp. 272-283, Abr. 2015.
- [28] D. He, S. Morgan, D. Trachanis, J. van Hese, D. Drogoudis, F. Fummi, F. Stefanni, V. Guarnieri, e B. Hayes-Gill, «A Single-Chip CMOS Pulse Oximeter with On-Chip Lock-In Detection», Sensors, vol. 15, n. 7, pp. 17076-17088, Jul. 2015.
- [29] R. Stojanovic e D. Karadagic, «Design of an Oximeter Based on LED-LED Configuration and FPGA Technology», Sensors, vol. 13, n. 1, pp. 574-586, Jan. 2013.
- [30] G. Pang e C. Ma, «A Neo-Reflective Wrist Pulse Oximeter», IEEE Access, vol. 2, pp. 1562-1567, 2014.

- [31] K. Warren, J. Harvey, K. Chon, e Y. Mendelson, «Improving Pulse Rate Measurements during Random Motion Using a Wearable Multichannel Reflectance Photoplethysmograph», *Sensors*, vol. 16, n. 3, p. 342, Mar. 2016.
- [32] C.-Y. Huang, M.-C. Chan, C.-Y. Chen, e B.-S. Lin, «Novel Wearable and Wireless Ring-Type Pulse Oximeter with Multi-Detectors», *Sensors*, vol. 14, n. 9, pp. 17586-17599, Set. 2014.
- [33] M. Tavakoli, L. Turicchia, e R. Sarpeshkar, «An Ultra-Low-Power Pulse Oximeter Implemented With an Energy-Efficient Transimpedance Amplifier», *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 4, n. 1, pp. 27-38, Fev. 2010.
- [34] M. Nitzan, S. Noach, E. Tobal, Y. Adar, Y. Miller, E. Shalom, e S. Engelberg, «Calibration-Free Pulse Oximetry Based on Two Wavelengths in the Infrared – A Preliminary Study», *Sensors*, vol. 14, n. 4, pp. 7420-7434, Abr. 2014.
- [35] «Cypress.Application_Notes_20.pdf». .
- [36] G. Di, X. Tang, e W. Liu, «A reflectance pulse oximeter design using the MSP430F149», em *Complex Medical Engineering*, 2007. CME 2007. IEEE/ICME International Conference on, 2007, pp. 1081-1084.
- [37] S. Chen, J. Yi, W. Liu, V. Backman, e H. F. Zhang, «Monte Carlo Investigation of Optical Coherence Tomography Retinal Oximetry», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 62, n. 9, pp. 2308-2315, Set. 2015.
- [38] J. R. Feiner, J. W. Severinghaus, e P. E. Bickler, «Dark Skin Decreases the Accuracy of Pulse Oximeters at Low Oxygen Saturation: The Effects of Oximeter Probe Type and Gender», *Anesth. Analg.*, vol. 105, n. On Line Suppl., pp. S18-S23, Dez. 2007.
- [39] B. Lee, Y. Kee, J. Han, e W. J. Yi, «Adaptive comb filtering for motion artifact reduction from PPG with a structure of adaptive lattice IIR notch filter», em *Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC, 2011 Annual International Conference of the IEEE*, 2011, pp. 7937-7940.
- [40] M. R. Ram, K. V. Madhav, E. H. Krishna, K. N. Reddy, e K. A. Reddy, «Adaptive reduction of motion artifacts from PPG signals using a synthetic noise reference signal», em *Biomedical Engineering and Sciences (IECBES), 2010 IEEE EMBS Conference on*, 2010, pp. 315-319.
- [41] T. Shimazaki e S. Hara, «Breathing motion artifact cancellation in PPG-based heart rate sensing», em *Medical Information and Communication Technology (ISMICT), 2015 9th International Symposium on*, 2015, pp. 200-203.
- [42] S. Seyedtabaïi e L. Seyedtabaïi, «Kalman filter based adaptive reduction of motion artifact from photoplethysmographic signal», *World Acad. Sci. Eng. Technol.*, vol. 37, pp. 173-176, 2008.
- [43] P. D. Mannheimer, J. R. Cascini, M. E. Fein, e S. L. Nierlich, «Wavelength selection for low-saturation pulse oximetry», *Biomed. Eng. IEEE Trans. On*, vol. 44, n. 3, pp. 148-158, 1997.

- [44] N. Stuban, «Operational tests of a wireless fetal pulse oximeter», em *Electronics Technology (ISSE)*, 2013 36th International Spring Seminar on, 2013, pp. 383-387.
- [45] J. M. Goldman, M. T. Petterson, R. J. Kopotic, e S. J. Barker, «Masimo signal extraction pulse oximetry», *J. Clin. Monit. Comput.*, vol. 16, n. 7, pp. 475-483, 2000.
- [46] K. Pilt, K. Meigas, K. Temitski, e M. Viigimaa, «The effect of local cold and warm exposure on index finger photoplethysmographic signal waveform», em *Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, 2013 35th Annual International Conference of the IEEE, 2013, pp. 2300-2303.
- [47] T. Y. Abay e P. A. Kyriacou, «Reflectance Photoplethysmography as Noninvasive Monitoring of Tissue Blood Perfusion», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 62, n. 9, pp. 2187-2195, Set. 2015.
- [48] M. Khan, C. G. Pretty, A. C. Amies, R. Elliott, Y. S. Chiew, G. M. Shaw, e J. G. Chase, «Analysing the effects of cold, normal, and warm digits on transmittance pulse oximetry», *Biomed. Signal Process. Control*, vol. 26, pp. 34-41, Abr. 2016.
- [49] J. Warner, «Lithium-Ion Battery Applications», em *The Handbook of Lithium-Ion Battery Pack Design*, Elsevier, 2015, pp. 177-209.
- [50] Z. He, M. Gao, C. Wang, L. Wang, e Y. Liu, «Adaptive State of Charge Estimation for Li-Ion Batteries Based on an Unscented Kalman Filter with an Enhanced Battery Model», *Energies*, vol. 6, n. 8, pp. 4134-4151, Ago. 2013.
- [51] V. P. Galigekere e M. K. Kazimierczuk, «Analysis of PWM Z-Source DC-DC Converter in CCM for Steady State», *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 59, n. 4, pp. 854-863, Abr. 2012.
- [52] N. Patin, *Power Electronics Applied to Industrial Systems and Transports, Volume 2: Power Converters and their Control*. Elsevier, 2015.
- [53] S. J. Finney, G. P. Adam, B. W. Williams, D. Holliday, e I. A. Gowaid, «Review of dc-dc converters for multi-terminal HVDC transmission networks», *IET Power Electron.*, vol. 9, n. 2, pp. 281-296, Fev. 2016.
- [54] H. Komurcugil, «Non-singular terminal sliding-mode control of DC-DC buck converters», *Control Eng. Pract.*, vol. 21, n. 3, pp. 321-332, Mar. 2013.
- [55] K. Gunawardane, «Capacitors as energy storage devices—simple basics to current commercial families», em *Energy Storage Devices for Electronic Systems*, Elsevier, 2015, pp. 137-148.
- [56] A KYOCERA GROUP COMPANY, «Surface mount ceramic capacitor products». .
- [57] L. Martinez-Salamero, A. Cid-Pastor, A. E. Aroudi, R. Giral, J. Calvente, e G. Ruiz-Magaz, «Sliding-Mode Control of DC-DC Switching Converters», *IFAC Proc. Vol.*, vol. 44, n. 1, pp. 1910-1916, Jan. 2011.
- [58] A. Khoudiri, K. Guesmi, e D. Mahi, «Spectral decomposition based approach for DC-DC converters modeling», *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 61, pp. 288-297, Out. 2014.
- [59] Ifeachor e B. Jervis, *Digital Signal Processing. A practical Approach*. Dorset: Addison-Wesley, 1996.

- [60] T. Moon, «Universal switching FIR filtering», *Signal Process. IEEE Trans. On*, vol. 60, n. 3, pp. 1460-1464, 2012.
- [61] D. DeFatta, J. Lucas, e W. Hodgkiss, *Digital Signal Processing: A System Design Approach*, 1o. Wie-Wiley, 1988.
- [62] R. Lyons, *Understanding Digital Signal Processing*, 3o. Prentice Hall, 2010.
- [63] G. Beylkin, R. D. Lewis, e L. Monzon, «On the Design of Highly Accurate and Efficient IIR and FIR Filters», *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, n. 8, pp. 4045-4054, Ago. 2012.
- [64] A. M. Bianchi e M. O. Mendez, «Methods for heart rate variability analysis during sleep», em *Engineering in medicine and biology society (embc), 2013 35th annual international conference of the ieee*, 2013, pp. 6579-6582.
- [65] B. Giraldo Giraldo, J. P. Téllez, S. Herrera, e S. Benito, «Using the heart rate variability for classifying patients with and without chronic heart failure and periodic breathing», em *Jornades de recerca EUETIB*, 2013, pp. 145-152.

ANEXOS

A1 - Trabalho Resultante Desta Dissertação (Submetido, aceite e publicado na conferência IEEE *International Conference on Environment an Electrical Engineering* florença 2016)

A2 - Trabalho Resultante Desta Dissertação (Submetido, aceite e publicado na conferência IEEE *International Conference on Environment an Electrical Engineering* florença 2016)

A3 - Esquema elétrico do oxímetro de pulso