

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Evolução de um dispositivo de medição de bio-sinais integrado na roupa

Tiago Emanuel Pereira Marques

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Prof. Dr. José Alberto Peixoto Machado da Silva

Coorientadores: Eng^a. Raquel Sousa e Eng.^o. André Quinta

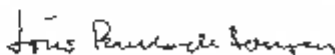
Janeiro de 2015

A Dissertação intitulada

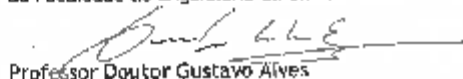
“Evolução de um Dispositivo de Medição de Bio-sinais Integrado na Roupa”

foi aprovada em provas realizadas em 19-02-2015

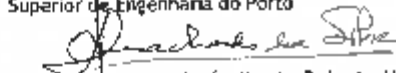
o júri



Presidente Professor Doutor João Paulo Filipe de Sousa
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Gustavo Alves
Professor Assistente Departamento de Engenharia Eletrotécnica do Instituto
Superior de Engenharia do Porto



Professor Doutor José Alberto Pelxoto Machado da Silva
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Tiago Emanuel Pereira Marques

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

O dispositivo Kshirt é um módulo de monitorização aplicável a uma t-shirt que permite adquirir sinais vitais do corpo através de elétrodos, tais como frequência cardíaca e sinal ECG, visando uma contínua monitorização dos seus utilizadores. Contudo, a versão atual do Kshirt apresenta uma autonomia indesejavelmente reduzida. Tendo em conta esta desvantagem, o objetivo desta dissertação é o de evoluir o sistema atual, procurando diferentes abordagens e propondo possíveis alternativas de implementação que permitam melhorar, do ponto de vista energético, o sistema já existente.

De modo a ultrapassar estas limitações do sistema e depois de identificados os principais componentes consumidores são analisadas várias alternativas existentes no mercado e apresentadas propostas de melhorias. A extensa pesquisa permitiu verificar a existência de soluções com tecnologia mais recente e com um melhor desempenho energético, principalmente no que diz respeito aos microcontroladores e módulos de comunicação *Bluetooth*. Ao nível de *software* são abordados algoritmos de compressão de dados e é exposta uma abordagem de gestão energética a partir da qual se sugerem dois novos modos de funcionamento.

Foram ainda introduzidos o bloco de aquisição ADS1292R em substituição de todo o circuito de condicionamento de sinal e novos componentes, como uma memória *flash* e um *Real Time Clock*, os quais permitiram adicionar funcionalidades importantes ao sistema.

Apresenta-se ainda o resultado final da nova versão do dispositivo, nomeadamente o novo circuito eletrónico e a nova placa PCB projetados durante o desenvolvimento do trabalho.

Por fim os resultados obtidos nos ensaios laboratoriais permitem verificar uma melhoria na autonomia de mais de 100% no novo sistema. Estes resultados vão de encontro ao previsto teoricamente e demonstram o sucesso de todo o trabalho desenvolvido.

Palavras-chave: Qualidade de vida, Bio-sinais, Monitorização, Aplicações médicas, Envelhecimento populacional, Eficiência Energética

Abstract

The Kshirt is a monitoring module applicable to a t-shirt that is enable to acquire vital signs, such as heart rate and ECG signal, by electrodes placed on the human body leading to the continuous monitoring of its users. However, the current version of Kshirt has an undesirably reduced autonomy. Thus, the aim of this work is to evolve the current system, finding different approaches and proposing possible implementation alternatives to improve the actual system.

In order to overcome these limitations and after the identification of the main energy consumers within the system, several alternatives and improvement proposals were discussed. The extensive research has shown some solutions with latest technology and improved energy performance, especially related to the microcontroller and Bluetooth communication modules. At the software level, data compression algorithms were addressed and an energy management approach suggesting two new modes of operation is exposed.

It were also introduced the ADS1292R acquisition block to replace the entire signal conditioning circuit, and new components, such as a flash memory and a Real Time Clock, which add an important functionality to the system.

The end result of the new version of the device, including the new electronic circuit and the new PCB designed during the work is described too.

Finally the results obtained in laboratory tests allows to check an improvement in the new system in a range of more than 100%. These are in agreement with the theoretically predicted values and evidence the success of all developed work.

Keywords: Quality of life, Bio-signals, Monitoring, Medical applications, Population aging, Energy efficiency

Agradecimentos

Ao Professor José Machado da Silva, à Engenheira Raquel Sousa e ao Engenheiro André Quinta pela orientação, acompanhamento e integração ao longo da dissertação.

À minha família e à minha namorada por todo o apoio e conselhos que deram não só nesta fase mas ao longo de todo o percurso académico.

Aos meus amigos e colegas pelo acompanhamento ao longo desta fase académica e pelos bons momentos que proporcionaram.

Tiago Marques

Conteúdo

1 Introdução	1
1.1. Saúde, Qualidade de Vida e Envelhecimento	1
1.2. Contexto e Enquadramento	6
1.3. Motivação e Objetivos	7
1.4. Estrutura do Documento	7
2 Estado da Arte	10
2.1 Soluções semelhantes	10
2.1.1. <i>VitalJacket</i>	10
2.1.2. <i>HeartCycle</i>	11
2.1.3. <i>Sensoria</i>	11
2.1.4. <i>GOW</i>	12
2.1.5. <i>D-shirt</i>	12
2.1.6. <i>Lobin: intelligent t-shirt</i>	13
2.1.7. <i>Omsignal</i>	13
2.1.8. <i>SmartLife HealthVest</i>	14
2.1.9. Comparação das soluções analisadas	15
2.2 O sistema atual	16
2.2.1. Microcontrolador	18
2.2.2. Módulo <i>Bluetooth</i>	20
2.2.3. Circuito de Condicionamento	21
2.2.4. Bateria	22
2.2.5. Circuito Carregador e Regulador de Tensão	24
2.2.5.1. Controlador de carga	26
2.2.5.2. Reguladores de tensão TPS73633/TPS76933	27
2.2.6. Módulo inercial	27
2.2.7. Sensor de temperatura	28
2.2.8. Díodos e transístores	28
2.2.9 Consumos Teóricos	29

3 Soluções Existentes	35
3.1. Hardware	36
3.1.1. Microcontrolador.....	36
3.1.1.1. Microcontroladores UC3 de 32 bits.....	37
3.1.2. Comunicações sem fios	39
3.1.3. Bloco de Aquisição.....	45
3.1.4 Bateria	49
3.1.5. Controlador de carga	52
3.1.6. Reguladores de tensão	53
3.1.6.1. Reguladores Lineares	54
3.1.6.2. Reguladores comutados	56
3.1.7 Módulos inerciais.....	59
3.1.8. Sensores de temperatura.....	60
3.1.9 RTC (<i>Real Time Clock</i>)	60
3.1.10. Memória <i>Flash</i>	61
3.1.11. Díodos, transístores e componentes de proteção	62
3.2. <i>Software</i>	63
3.2.1. Gestão energética	63
3.2.2 Algoritmos de compressão de dados	64
3.2.2.1. Compressão sem perdas	66
3.2.2.2. Compressão com perdas	72
3.2.2.3. Estudos realizados e resultados obtidos	78
4 Melhorias propostas	82
4.1. Microcontrolador.....	82
4.2. Comunicações sem fios	83
4.3. Bloco de aquisição	84
4.4. Bateria	84
4.5. Circuito Carregador e regulador de tensão.....	85
4.5.1. Controlador de carga	89
4.5.2. Regulador de tensão.....	89
4.6. Módulo inercial	90
4.7. Gestão Energética.....	90
4.8. Memória	92
4.9. Leitura da tensão da bateria	92
5 Hardware Final.....	95
5.1. Nova placa PCB	95
5.2. Consumos Teóricos	97
5.3. Estudo comparativo de custo.....	100
6 Testes Laboratoriais	104
6.1. Resultados experimentais	104

6.2. Implementação do algoritmo de compressão	105
7 Conclusões e Trabalho Futuro	110
Anexos	113
A.1 ECG	113
Análise anatômica e bioquímica	113
Princípios básicos	116
Análise Elétrica.....	116
Triângulo de <i>Einthoven</i> e Derivações	117
Análise Eletrocardiográfica.....	120
O Eletrocardiograma normal	122
Patologias.....	123
A.2 Estudo das baterias e respetiva autonomia	125
A.3 Multímetro Keithley 2000 e fotografias dos resultados obtidos experimentalmente	125
Glossário.....	130
Referências	132

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Percentagem de óbitos em consequência das principais causas de morte em Portugal.....	2
Figura 1.2 - Taxa de mortalidade padronizada por doenças Cardiovasculares (DIC e DCV), por 100.000 habitantes, em Portugal Continental.....	2
Figura 1.3 - Taxa de mortalidade padronizada por Doenças Cardiovasculares (DIC e DCV) em idades inferiores a 65 e 70 anos, por 100.000 habitantes, em Portugal Continental.....	3
Figura 1.4 - Taxa de mortalidade padronizada por Doenças Cardiovasculares (DIC e DCV) em idades superiores a 65 e 70 anos, por 100.000 habitantes, em Portugal Continental.....	3
Figura 1.5 - Número de óbitos por Doenças Cerebrovasculares.....	3
Figura 1.6 - Número de óbitos por Doença Isquémica do Coração.....	4
Figura 1.7 - Anos potenciais de vida perdidos por Doenças do Aparelho Circulatório em Portugal.....	4
Figura 2.1 - VitalJacket.....	11
Figura 2.2 - T-shirt e módulo de monitorização da Sensoria.....	12
Figura 2.3 - Sistema completo GOW e interfaces de visualização dos dados adquiridos.....	12
Figura 2.4 - Arquitetura do sistema D-shirt.....	13
Figura 2.5 - Lobin.....	13
Figura 2.6 - Omsignal.....	14
Figura 2.7 - Sistema HealthVest.....	14
Figura 2.8 - Diagrama de blocos do funcionamento do sistema.....	16
Figura 2.9 - Frente da placa PCB da versão 1 do dispositivo Kshirt.....	16
Figura 2.10 - Verso da placa PCB da versão 1 do dispositivo Kshirt.....	17
Figura 2.11 - Arquitetura do sistema Kshirt.....	18
Figura 2.12 - Esquemático do circuito de aquisição e condicionamento do sinal ECG.....	21
Figura 2.13 - Arquitetura típica de alimentação de um sistema portátil.....	22
Figura 2.14 - Bateria de Lítio LP-402025-IS-3.....	23
Figura 2.15 - Estágios típicos de carregamento de uma bateria de íões de Lítio.....	23
Figura 2.16 - Formas de onda retiradas da folha de características do controlador de carga MCP73833.....	24

Figura 2.17 - Circuito de partilha da alimentação USB.....	25
Figura 2.18 - Esquemático do circuito carregador e regulador de tensão.....	26
Figura 3.1 - Natureza do sinal ECG adquirido.....	46
Figura 3.2 - Possíveis estágios de um circuito de aquisição de sinal ECG.....	47
Figura 3.3 - Curva de rendimento VS tensão de entrada do regulador comutado LM3670.....	58
Figura 3.4 - Processo de conversão analógico-digital.....	66
Figura 3.5 - Árvore binária de Huffman.....	69
Figura 3.6 - Amostras selecionadas por um algoritmo de amostragem adaptativa.....	73
Figura 3.7 - Resultado obtido após a aplicação do algoritmo AZTEC.....	75
Figura 4.1 - Esquemático do circuito carregador e regulador da versão 1.....	85
Figura 4.2 - Primeira abordagem do circuito carregador e regulador com as melhorias propostas implementadas.....	86
Figura 4.3 - Esquemático final do circuito carregador e regulador de tensão.....	88
Figura 4.4 - Esquemático do circuito de leitura da tensão da bateria.....	93
Figura 5.1 - Esquemático final dos vários blocos constituintes do sistema.....	96
Figura 5.2 - Frente da placa PCB da versão 2 do dispositivo Kshirt.....	97
Figura 5.3 - Verso da placa PCB da versão 1 do dispositivo Kshirt.....	97
Figura 6.1 - Resultado da aplicação da transformada de Fourier.....	106
Figura 6.2 - Resultado da aplicação da transformada dos cossenos.....	107
Figura 6.3 - Resultado da aplicação da transformada DCT-II.....	107
Figura A1.1 - Sistema de condução elétrica cardíaco.....	114
Figura A1.2 - Fases e correntes do potencial de ação.....	115
Figura A1.3 - Fisiologia da contração do músculo cardíaco e respetivos sinais gerados.....	117
Figura A1.4 - Triângulo de Einthoven.....	118
Figura A1.5 - Modificação tri-axial do triângulo de Einthoven.....	118
Figura A1.6 - Derivações pré-cordiais.....	119
Figura A1.7 - Grelha Eletrocardiográfica e estágios típicos de uma onda ECG.....	120
Figura A3.1 - Amostra do consumo médio em funcionamento contínuo da versão 1.....	126
Figura A3.2 - Amostra do consumo médio em power-down da versão 2.....	126
Figura A3.3 - 1ª amostra do consumo médio em funcionamento contínuo da versão 2.....	126
Figura A3.4 - 2ª amostra do consumo médio em funcionamento contínuo da versão 2.....	127
Figura A3.5 - Amostra da corrente no arranque da versão 1.....	127
Figura A3.6 - Amostra da corrente no arranque da versão 2.....	127
Figura A3.7 - Primeira página da folha de características do multímetro digital Keithley 2000.....	128

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Comparação das taxas de mortalidade padronizadas por Doenças Cérebro-cardiovasculares, por 100.000 habitantes, em Portugal Continental e alguns países da Europa.....	5
Tabela 2.1 - Comparação das soluções existentes no mercado como o Kshirt.....	15
Tabela 2.2 - Características gerais do microcontrolador dsPIC33FJ128MC804.....	19
Tabela 2.3 - Características do microcontrolador dsPIC33FJ128MC804.....	20
Tabela 2.4 - Características do módulo Bluetooth HC_05.....	21
Tabela 2.5 - Características do amplificador INA128UA.....	22
Tabela 2.6 - Características dos amplificadores OPA2336U e OPA336N.....	22
Tabela 2.7 - Características da bateria LP-402025-IS-3.....	24
Tabela 2.8 - Características do controlador de carga MCP73833.....	26
Tabela 2.9 - Características dos reguladores de tensão TPS73633 e TPS76933.....	27
Tabela 2.10 - Características do módulo inercial MPU-9150.....	28
Tabela 2.11 - Características do sensor de temperatura TMP006.....	28
Tabela 2.12 - Características do transistor FDN360P.....	29
Tabela 2.13 - Características do díodo BAS40 e dos LED.....	29
Tabela 2.14 - Consumos teóricos do díodo de Schottky BAS40 e dos LED verde e vermelhos....	30
Tabela 2.15 - Consumos médios teóricos em funcionamento contínuo.....	31
Tabela 2.16 - Consumos máximos teóricos em funcionamento contínuo.....	32
Tabela 2.17 - Consumos médios teóricos em modo power-down.....	32
Tabela 2.18 - Autonomia teórica da versão 1 do Kshirt.....	33
Tabela 3.1 - Características gerais dos microcontroladores de apresentados.....	38
Tabela 3.2 - Características dos microcontroladores apresentados.....	39
Tabela 3.3 - Principais características das tecnologias de comunicação sem fios abordadas....	43
Tabela 3.4 - Comparação das alternativas ao módulo HC_05.....	44
Tabela 3.5 - Necessidades na aquisição de sinal ECG.....	48
Tabela 3.6 - Comparação dos blocos de aquisição analisados.....	49

Tabela 3.7 - Principais características das baterias NiCd, NiMH, Li-ion e Li-Po.....	50
Tabela 3.8 - Comparação de baterias de diferentes capacidades.....	51
Tabela 3.9 - Comparação das alternativas ao controlador de carga MCP73833.....	53
Tabela 3.10 - Necessidades de tensões e corrente do regulador de tensão.....	55
Tabela 3.11 - Comparação de alternativas ao regulador linear TPS76933.....	56
Tabela 3.12 - Comparação dos reguladores comutados apresentados.....	57
Tabela 3.13 - Comparação de reguladores lineares e reguladores comutados.....	59
Tabela 3.14 - Comparação dos módulos inerciais apresentados.....	60
Tabela 3.15 - Comparação dos RTC apresentados.....	61
Tabela 3.16 - Comparação das memórias apresentadas.....	62
Tabela 3.17 - Características do díodo CMPD6001 e dos LED verde, vermelho e azul.....	63
Tabela 3.18 - Codificação de Huffman.....	69
Tabela 3.19 - Comparação de vários métodos de compressão usados na transmissão Bluetooth.....	79
Tabela 3.20 - Resultados obtidos na aplicação das transformadas de Fourier, dos cossenos e Wavelet.....	79
Tabela 3.21 - Resultados apresentados no estudo.....	80
Tabela 5.1 - Consumos teóricos em funcionamento contínuo da versão 2.....	98
Tabela 5.2 - Consumos máximos teóricos em funcionamento contínuo da versão 2.....	99
Tabela 5.3 - Consumos médios teóricos em modo power-down da versão 2.....	99
Tabela 5.4 - Autonomia teórica da versão 2 do Kshirt.....	100
Tabela 5.5 - Custo de ambas as versões do Kshirt.....	101
Tabela 6.1 - Comparação dos resultados teóricos com os obtidos experimentalmente para a versão 1.....	105
Tabela 6.2 - Comparação dos resultados teóricos com os obtidos experimentalmente para a versão 2.....	105
Tabela A2.1 - Cálculos da autonomia esperada para as diferentes baterias analisadas.....	125

Abreviaturas e Símbolos

Lista de Abreviaturas

ADC	Conversor analógico-digital
AFE	<i>Analog Front-End</i>
ALU	<i>Arithmetic Logic Unit</i>
AVC	Acidente Vascular Cerebral
BLE	<i>Bluetooth Low Energy</i>
CPU	<i>Central Processing Unit</i>
DIC	Doença Isquêmica do Coração
DCV	Doença Cerebrovascular
DPCM	<i>Differential pulse-code modulation</i>
EAM	Enfarte Agudo do Miocárdio
ECG	Eletrcardiograma
EEPROM	<i>Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory</i>
ESD	<i>Electrostatic-Sensitive Device</i>
FPU	<i>Floating-Point Unit</i>
I ² C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
INE	Instituto Nacional de Estatística
ISM	<i>Industrial, Scientific, Medical</i>
kbits	<i>Kbits por segundo</i>
ksp	<i>Ksamples por segundo</i>
LDO	<i>Low-Dropout</i>
MCU	<i>Microcontroller Unit</i>
MEMS	<i>Micro ElectroMechanical Sensor</i>
MIPS	Milhões de Instruções Por Minuto
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
OMS	Organização Mundial de Saúde
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>

SIG	<i>Special Interest Group</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SRAM	<i>Static Random Access Memory</i>
TIC	Tecnologias de Informação e Comunicação
TWI	Two Wire Interface
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
USART	<i>Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

Lista de Símbolos

δ	<i>duty-cycle</i>
----------	-------------------

Capítulo 1

Introdução

1.1. Saúde, Qualidade de Vida e Envelhecimento

A saúde é o principal fator de estabilidade de todos os seres vivos e a terceira idade é uma etapa da vida associada à perda das capacidades físicas e/ou psicológicas.

O envelhecimento da população é um problema crescente da sociedade atual, processo muitas vezes acompanhado de um grande isolamento social. Segundo estudos realizados pelo Instituto Nacional de Estatística (INE), em 2050 os cidadãos com idade superior a 65 anos contribuirão para mais de 32% da população portuguesa [\[1\]](#). Estes problemas podem ser minimizados com um maior investimento numa maior e melhor vigilância, parcial ou total, deste grupo etário.

Uma outra preocupação atual, não menos importante, é a grande taxa de mortalidade em consequência de doenças cardiovasculares. Apesar da tendência decrescente, estas continuam a ser a principal causa de morte na Europa, contribuindo para os custos de saúde diretos no valor de 120 mil milhões de euros. A prevenção constitui o principal objetivo no controlo destas patologias, porém, continua a ser o mais difícil de alcançar [\[2,3\]](#).

Num estudo realizado pela Direção Geral de Saúde (DGS) em 2013, com base em dados até 2011 fornecidos pelo INE, verifica-se uma progressiva diminuição das taxas de mortalidade relacionadas com estas doenças que, no entanto, permanecem no topo das principais causas de morte, não só em Portugal, mas também em todos os países europeus. Neste estudo são analisadas as doenças do aparelho circulatório, nomeadamente, a Doença Isquémica Cardíaca (DIC), cuja manifestação clínica mais relevante é o Enfarte Agudo do Miocárdio (EAM), e a Doença Cerebrovascular (DCV) que inclui o Acidente Vascular Cerebral (AVC) [\[4\]](#).

Os gráficos apresentados nas figuras 1.1 a 1.7 mostram a evolução e a incidência das principais causas de morte em Portugal entre 1998 e 2011 e, mais detalhadamente, entre 2007 e 2011.

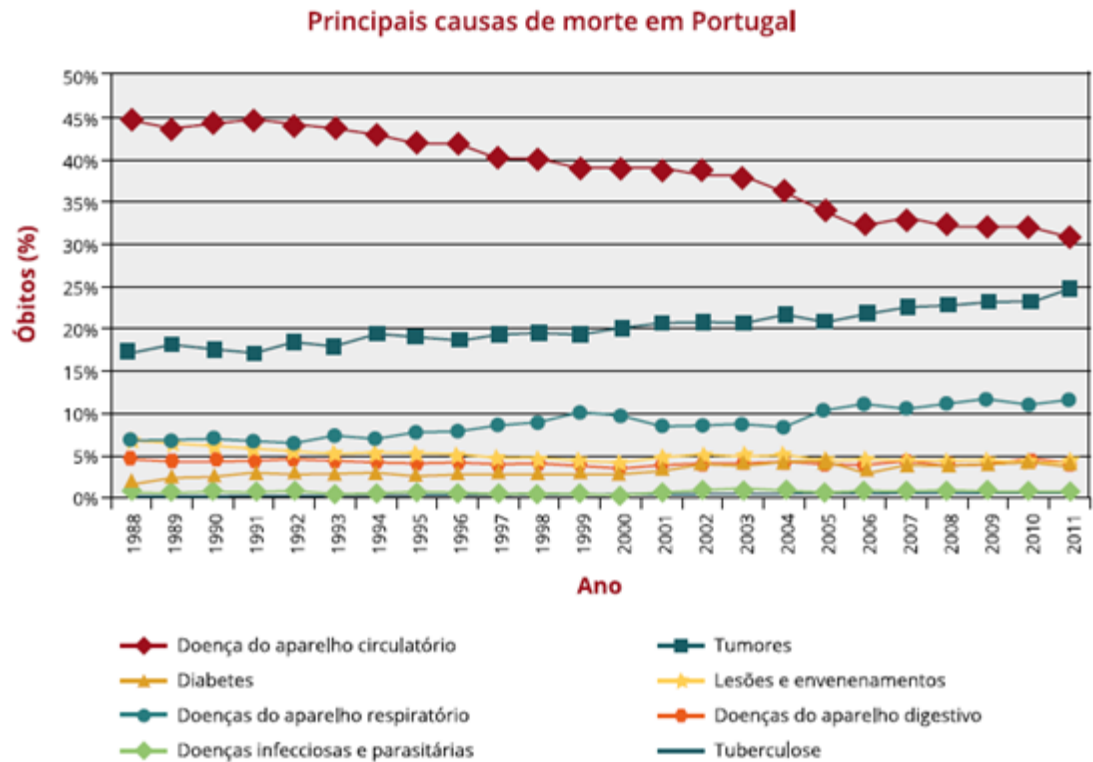


Figura 1.1: Percentagem de óbitos em consequência das principais causas de morte em Portugal. [4]

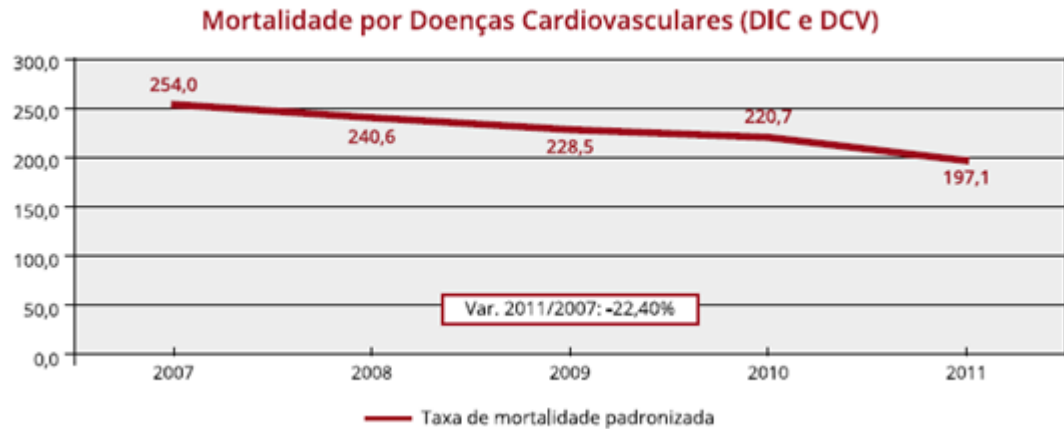


Figura 1.2: Taxa de mortalidade padronizada por doenças Cardiovasculares (DIC e DCV), por 100.000 habitantes, em Portugal Continental [4].

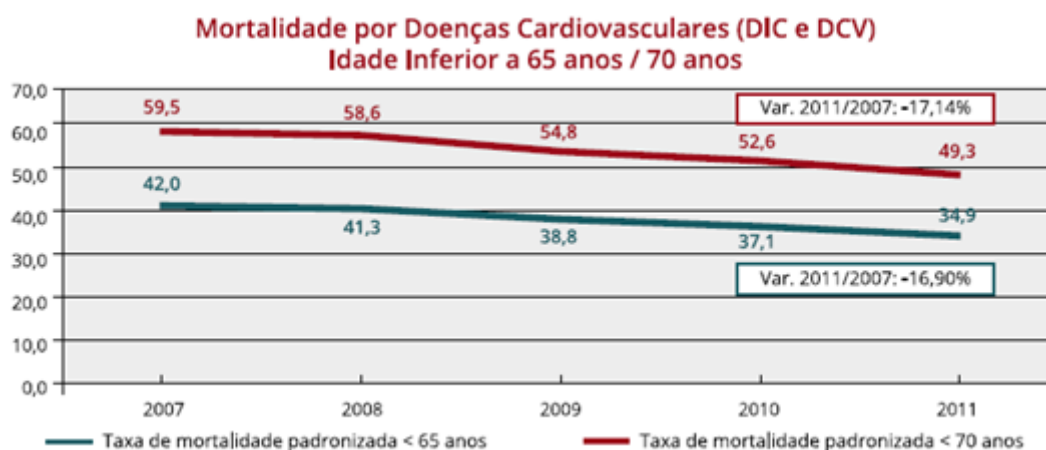


Figura 1.3: Taxa de mortalidade padronizada por Doenças Cardiovasculares (DIC e DCV) em idades inferiores a 65 e 70 anos, por 100.000 habitantes, em Portugal Continental [4].

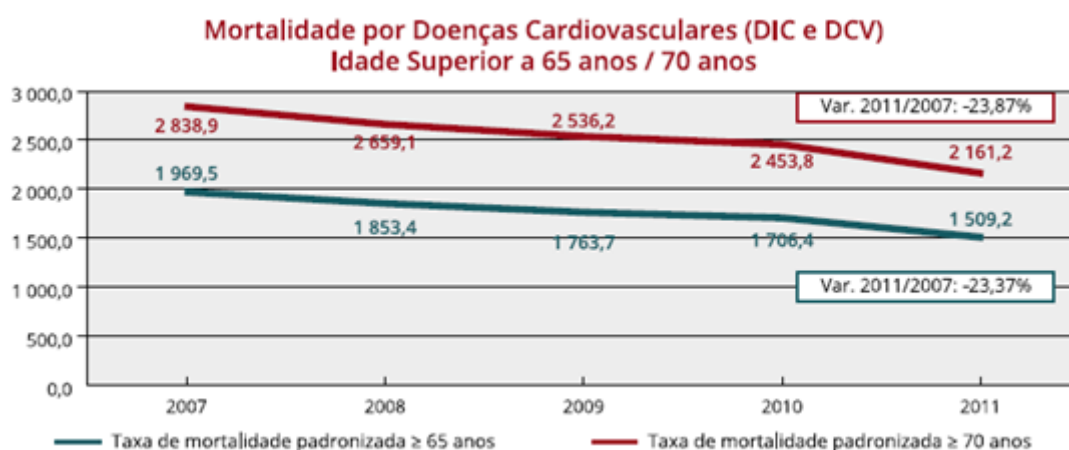


Figura 1.4: Taxa de mortalidade padronizada por Doenças Cardiovasculares (DIC e DCV) em idades superiores a 65 e 70 anos, por 100.000 habitantes, em Portugal Continental [4].

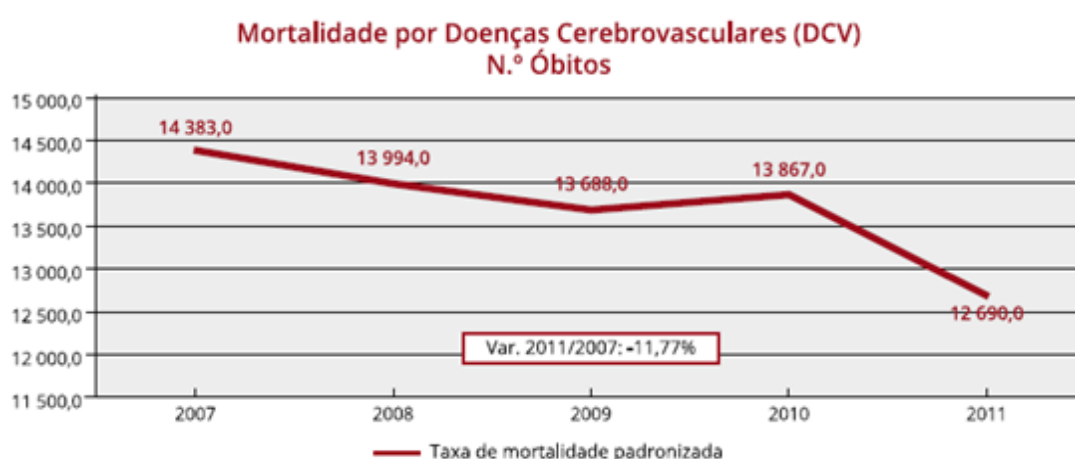


Figura 1.5: Número de óbitos por Doenças Cerebrovasculares [4].

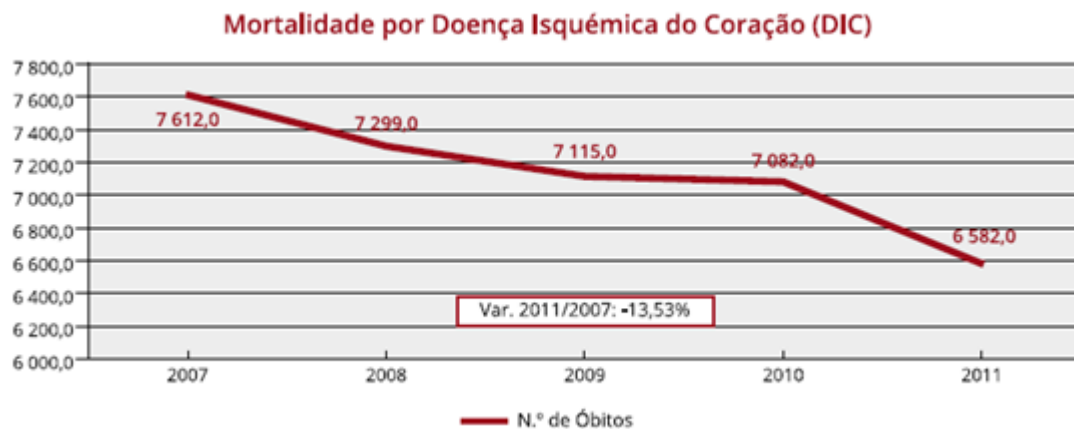


Figura 1.6: Número de óbitos por Doença Isquémica do Coração [4].



Figura 1.7: Anos potenciais de vida perdidos por Doenças do Aparelho Circulatório em Portugal [4].

A tabela 1.1 apresenta uma comparação das diferentes taxas de mortalidade em alguns países da Europa, no qual se evidencia Portugal como um dos países com valores mais elevados.

Tabela 1.1: Comparação das taxas de mortalidade padronizadas por Doenças Cérebro-cardiovasculares, por 100.000 habitantes, em Portugal Continental e alguns países da Europa [4].

País	Doenças do Aparelho Circulatório	Doença Isquémica do Coração	Doença Cerebrovascular
Portugal	169.29	39.87	71.07
Espanha	137.58	43.75	33.75
França	118.94	32.06	26.12
Chipre	186.58	62.91	36.16
Itália	167.70	57.37	45.51
Grécia	228.92	62.06	67.84
Alemanha	208.71	80.87	35.86
Reino Unido	164.19	77.25	42.11
Polónia	335.83	90.31	68.50
Finlândia	213.57	120.70	42.95
Bulgária	621.69	114.26	178.62
Letónia	477.62	248.88	131.86

A visualização de todos estes dados permite retirar algumas conclusões:

- A mortalidade por doenças do aparelho circulatório está em redução progressiva nas últimas duas décadas, no entanto, continua a ser a principal causa de morte na maioria dos países europeus, dos quais se destaca Portugal;
- Em Portugal, a taxa de mortalidade por doenças cerebrovasculares é superior à das doenças cardíacas isquémicas, sendo esta proporção inversa à verificada na maioria dos países europeus;
- Embora a terceira idade seja a faixa etária mais afetada, é nesta que mais se pronuncia a redução das taxas de mortalidade, quer da doença cerebrovascular, quer da doença isquémica do coração;
- Apesar da tendência decrescente, o número de óbitos em consequência das doenças do aparelho circulatório continua a ser elevado e os números de anos potenciais de vida perdidos traduzem a significativa contribuição da mortalidade prematura para o número de total de óbitos.

A diabetes assume, também, um papel significativo como causa de morte no nosso país, representando, por ano, cerca de 4.5 pontos percentuais na totalidade de óbitos. Mais uma vez, o controlo efetivo por parte dos doentes e dos que os rodeiam permite reduzir significativamente as complicações mais graves associadas a esta doença [3].

Perante estes diferentes exemplos, compreende-se que a monitorização do estado de saúde das pessoas é um importante assunto a abordar. Uma monitorização contínua, eficaz e eficiente, aliada à prevenção proporciona uma redução substancial da mortalidade produzindo um impacto significativo na saúde das populações.

A tecnologia constitui um recurso em constante evolução e que, cada vez mais, se alia às atividades do Homem. As evoluções nas áreas da medicina, da eletrónica e das tecnologias de informação têm permitido uma melhoria significativa da qualidade e nível de vida da sociedade.

Existem, atualmente, várias soluções que visam a monitorização constante de parâmetros vitais dos pacientes/utilizadores, sendo as mais comuns sistemas que conjugam a engenharia eletrónica e a medicina com a indústria têxtil.

Na presença de tais problemas, a IncreaseTime desenvolveu, ela própria, o sistema Kshirt, uma solução que permite uma monitorização constante dos utilizadores através de uma simples t-shirt.

1.2. Contexto e Enquadramento

Este trabalho foi realizado em ambiente empresarial, na IncreaseTime, uma empresa de base tecnológica que desenvolve e comercializa soluções inovadoras para um envelhecimento independente, ativo e com qualidade, de idosos e portadores de doenças crónicas e/ou degenerativas. A empresa posiciona-se como um fornecedor de soluções TIC (Tecnologias da Informação e Comunicação) inovadoras para apoio à saúde e assistência social destinadas ao mercado doméstico ou residências assistidas (lares de idosos, centros de dia e residências seniores) [5].

O principal produto da IncreaseTime é o KeepCare que consiste numa plataforma de monitorização contínua do estado de saúde de um utente, promovendo ativamente a qualidade nos cuidados de saúde informais prestados a pessoas em convalescença, doentes crónicos, idosos e pessoas com grau significativo de dependência, através da monitorização contínua de sinais vitais e/ou níveis de atividade física, o que contribui para uma maior proximidade na prestação dos cuidados de saúde, assim como para a celeridade da assistência em casos de urgência. Esta solução tem como objetivo proporcionar uma maior qualidade de vida, conforto e segurança aos utilizadores. [5]

A IncreaseTime desenvolveu, igualmente, o Kshirt, um equipamento de baixo custo que junta dispositivos eletrónicos num componente têxtil. Permite a monitorização de diversos sinais vitais, tais como, batimento cardíaco, temperatura corporal, frequência cardíaca e eletrocardiograma (ECG). Esta solução é constituída por uma t-shirt convencional, por um conjunto de dispositivos que permitem a medição dos bio-sinais, incluindo sensores acoplados, e por um dispositivo que permite a recolha e tratamento dos sinais. O Kshirt permite, ainda, a recolha dos dados em tempo real e o seu envio via *Bluetooth* para um *smartphone/tablet*.

Assim, o trabalho apresentado nesta dissertação enquadra-se num contexto atual e de relevância socio-económica, a monitorização do estado de saúde da população. O Kshirt é um equipamento que pode ser usado por pessoas de idades diversas, desde jovens desportistas até idosos ou doentes crónicos, na tentativa de proporcionar aos seus utilizadores uma melhor qualidade de vida no seu contexto habitual.

1.3. Motivação e Objetivos

Em virtude de problemas como os mencionados anteriormente, novas soluções têm sido produzidas e desenvolvidas regularmente. Por outro lado, o aumento da preocupação dos utilizadores/utentes com a sua própria saúde e bem-estar proporciona uma constante evolução desta indústria.

A microeletrónica permite a realização de sistemas miniaturizados com capacidades semelhantes ou mesmo superiores às de sistemas convencionais implementados através de unidades volumosas. É possível encontrar num mesmo equipamento de reduzidas dimensões e peso, vários sensores e capacidade de processamento, tratamento e de comunicação de dados. De igual forma, existe a possibilidade de captação e monitorização de sinais vitais com o auxílio de sistemas deste género.

O objetivo principal desta dissertação é propor uma melhoria da autonomia de um produto já existente através de uma gestão energética mais eficiente, tanto no sentido de diminuir o consumo como de melhorar a utilização dos sensores associados ao dispositivo, ou seja, otimizar globalmente a gestão do consumo de energia do sistema. Numa primeira abordagem são analisadas soluções atualizadas de dispositivos semicondutores existentes no mercado, que possam justificar melhorias no sistema. O segundo ponto centra-se na gestão energética, ou seja, na adoção de modos de funcionamento mais económicos em termos de consumo de potência. No entanto, de modo a satisfazer as necessidades da empresa, o estudo é feito tendo em consideração o compromisso entre a evolução e o custo. O último objetivo passa pelo desenvolvimento de um protótipo de uma nova versão do dispositivo, incluindo as novas funcionalidades desenvolvidas e melhorias propostas, bem como a avaliação dos resultados obtidos.

1.4. Estrutura do Documento

O presente documento está estruturado em seis capítulos. A Introdução enquadra o sistema Kshirt no contexto atual, social e económico e descreve os objetivos da dissertação.

No segundo capítulo, Estado de Arte, é feito um levantamento das soluções semelhantes ao Kshirt existentes no mercado e, posteriormente, é dada uma descrição geral e pormenorizada do sistema atual. Como ponto final deste capítulo, apresenta-se uma análise aos consumos e perdas existentes nos vários componentes, e com base nesta análise, é efetuado o estudo teórico da autonomia do sistema.

No capítulo 3, Soluções Existentes, são apresentadas soluções alternativas, com base no estudo prévio, que podem melhorar o sistema do ponto de vista energético e funcional. Esta exposição é dividida nas secções 3.1. *Hardware* e 3.2. *Software*.

No capítulo 4, Melhorias Propostas, são sugeridas melhorias energéticas e funcionais relativamente à versão anterior do dispositivo, tendo em conta o estudo e pesquisa realizados.

No quinto capítulo, *Hardware Final*, é apresentado o novo circuito elétrico com as melhorias e soluções implementadas, assim como o novo protótipo desenvolvido. Analogamente ao que foi feito para o sistema atual, é apresentado um estudo dos consumos teóricos do novo sistema.

No sexto capítulo, *Testes Laboratoriais*, são documentados os ensaios efetuados em ambas as versões do sistema e os resultados obtidos, bem como as melhorias verificadas.

Finalizando o documento são apresentadas as conclusões decorrentes do trabalho desenvolvido bem como as referências a possível trabalho futuro.

Ao longo de todo o documento recorre-se ao uso de tabelas não só para a apresentação das especificações técnicas e elétricas dos vários componentes eletrónicos analisados, mas também como meio de comparação de resultados. Relativamente ao custo de aquisição são considerados dois valores de acordo com as unidades a adquirir, 25 e 100 unidades. No entanto, o valor apresentado é o valor unitário do componente. O mesmo acontece no estudo do custo final de ambas as versões.

É de salientar que todos os custos associados aos respetivos componentes foram obtidos na mesma data, podendo sofrer alguma alteração posteriormente à sua avaliação.

A partir deste momento, considera-se a versão 1 do dispositivo a atual e a versão 2, a nova versão desenvolvida no decorrer do trabalho.

Capítulo 2

Estado da Arte

O presente capítulo visa a apresentação de produtos existentes no mercado semelhantes ao Kshirt, tendo presente a contextualização social descrita no capítulo 1 deste documento.

Após esta exposição, é feita uma descrição funcional e estrutural do sistema atual, ou seja, dos vários blocos que constituem a versão 1 do Kshirt, da função que desempenham e das suas principais características elétricas. Uma análise mais aprofundada e a justificação da utilização dos vários componentes são realizadas no capítulo 3.

Por fim, é apresentado o estudo efetuado aos consumos energéticos de cada componente bem como às perdas existentes no sistema, de forma a contabilizar o seu contributo no consumo total.

2.1 Soluções semelhantes

O objetivo desta secção é o de documentar as principais soluções já existentes e equivalentes ao dispositivo Kshirt. É importante comparar o sistema Kshirt aos demais, verificando as principais diferenças existentes, para esclarecer qual o modo e local de atuação com o intuito de manter a competitividade no mercado.

A pesquisa baseia-se em sistemas semelhantes do ponto de vista estrutural e funcional (t-shirt + módulo de monitorização), excluindo outros relacionados com a monitorização de sinais vitais, tais como, relógios de pulso, pulseiras ou cintas medidoras de frequência cardíaca.

2.1.1. VitalJacket

O *VitalJacket* (fig. 2.1) é um sistema com capacidade de adquirir, armazenar e analisar (*on-line* e *off-line*) vários sinais fisiológicos como ECG, frequência cardíaca, ritmo respiratório, saturação de oxigénio, atividade, postura e temperatura corporal. Desenvolvido pelos grupos de

Investigação e Desenvolvimento do Instituto de Engenharia Eletrónica e Telemática, na Universidade de Aveiro, este sistema tem a capacidade de adquirir dados continuamente durante mais de 72 horas. Todos os dados são armazenados num cartão de memória SD. O *VitalJacket* está equipado com um acelerómetro tri-axial e um transmissor *Bluetooth* que permite a visualização dos dados adquiridos, em tempo real [6]. Todos os elementos intrínsecos são alimentados por uma bateria de Li-ion recarregável com 1050mAh de capacidade, sendo o seu carregamento feito através de USB (5V) [6].

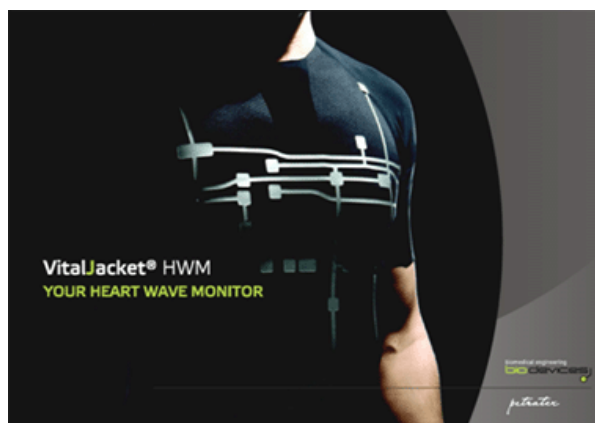


Figura 2.1: *VitalJacket* [6].

2.1.2. *HeartCycle*

O *HeartCycle* é um protótipo de monitorização remota de doenças cardiovasculares, desenvolvido por 10 investigadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra (FCTUC), no âmbito de um projeto europeu [7].

Este equipamento de aquisição é composto por um conjunto de sensores têxteis para recolher o eletrocardiograma. De acordo com os coordenadores da investigação, o *HeartCycle* permite a medição de dois parâmetros fundamentais em cardiologia, o débito cardíaco e a resistência periférica que constituem os dois principais parâmetros da pressão arterial [7,8].

2.1.3. *Sensoria*

A *Sensoria Fitness T-shirt* (fig. 2.2) possui sensores incorporados que proporcionam a aferição da frequência cardíaca. Esta solução, especialmente focada na prática desportiva, é constituída por um dispositivo de transmissão *Bluetooth* que transmite os dados adquiridos, por exemplo, para um *smartphone*. A *Sensoria* disponibiliza uma aplicação móvel que permite a visualização dos dados recolhidos, em tempo real. O carregamento da sua bateria é efetuado recorrendo a uma interface USB [9].

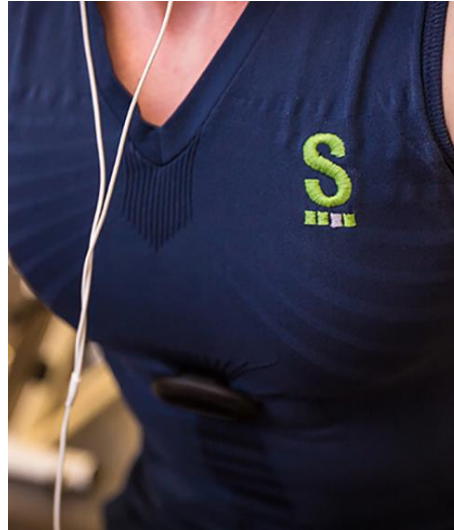


Figura 2.2: T-shirt e módulo de monitorização da Sensoria [9].

2.1.4. GOW

Consiste numa t-shirt com sensores incorporados, associados a um monitor de frequência cardíaca, que capturam informações cardíacas. Possui, ainda, um acelerómetro e tem uma autonomia de 19 horas em constante aquisição. Esta autonomia é garantida por uma bateria de polímero de lítio com capacidade de 340 mAh, sendo o seu carregamento feito por micro USB. Os dados adquiridos são armazenados num cartão micro SD ou enviados, em tempo real, via *Bluetooth* para um dispositivo de receção adequado, como um *smartphone*, no qual pode ser instalada uma aplicação própria de visualização [10].



Figura 2.3: Sistema completo GOW e interfaces de visualização dos dados adquiridos [10].

2.1.5. D-shirt

A *D-shirt* (fig. 2.4) é uma t-shirt concebida a partir de um tecido de deteção inteligente com sensores integrados. É um equipamento que permite avaliar a frequência cardíaca e obter a localização GPS, percurso, velocidade e altitude do utilizador. A *D-shirt* possui, igualmente, um transmissor *Bluetooth*, sendo essencialmente uma solução focada para a prática desportiva [11].

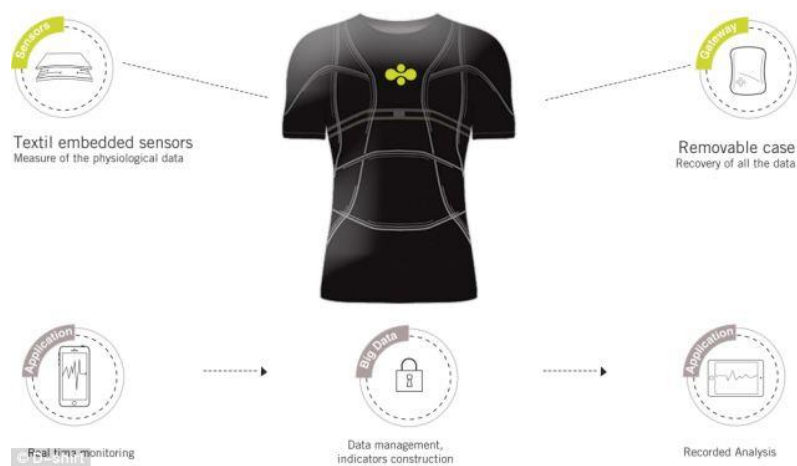


Figura 2.4: Arquitetura do sistema *D-shirt* [11].

2.1.6. *Lobin: intelligent t-shirt*

Desenvolvido por cientistas da Universidade de la Carlos III de Madrid, este sistema monitoriza a frequência cardíaca e o sinal ECG. Possui um sensor de temperatura que avalia a temperatura corporal e permite conhecer a localização dos pacientes, usando um acelerómetro, sendo a localização o seu principal propósito, visto que os seus utilizadores são pacientes internados em hospitais [12].



Figura 2.5: *Lobin* [12].

2.1.7. *Omsignal*

O módulo *Omsignal* (fig. 2.6), especialmente focado na prática desportiva, consiste num módulo de monitorização de bio-sinais integrado numa t-shirt convencional. O dispositivo de

monitorização tem a função de captura de sinais cardíacos e respiratórios, em particular o ECG e a frequência respiratória. Possui memória para armazenamento de informação, tem uma autonomia de 2-3 (48–72 h) dias de utilização contínua (equivalente a cerca de 30 treinos regulares de 30 minutos) e permite a conexão a *smartphones* através de um transmissor *Bluetooth Low Energy* (BLE). Através de um módulo inercial, o sistema *Omsignal* permite contabilizar o número de passos dados pelo seu utilizador durante o treino [13].



Figura 2.6: *Omsignal* [13].

2.1.8. *SmartLife HealthVest*

A empresa britânica *SmartLife* desenvolveu um sistema (fig. 2.7) desenhado originalmente pela Universidade de *Manchester*, com o intuito de avaliar alguns sinais fisiológicos humanos. Esta tecnologia permite a monitorização de ECG, frequência cardíaca, frequência respiratória e temperatura corporal dos seus utilizadores [14].



Figura 2.7: Sistema *HealthVest* [14].

2.1.9. Comparação das soluções analisadas

Seguidamente será apresentada uma breve comparação, resumida na tabela 2.1, das características-chave de cada sistema, com especial foco na sua autonomia e na quantidade de informação possível de adquirir.

Tabela 2.1: Comparação das soluções existentes no mercado como o Kshirt.

Sistema	Autonomia	Frequência cardíaca	Frequência respiratória	ECG	Temperatura corporal	Acelerómetro	Memória	Bateria (mAh)
Kshirt	3 h	✓	-	✓	✓	✓	-	165
<i>Vital-Jacket</i>	72 h – 7 dias	✓	✓	✓	✓	✓	✓	1050
<i>HeartCycle</i>	-	✓	-	✓	-	-	-	-
<i>Sensoria</i>	-	✓	-	-	-	✓	-	-
GOW	19h	✓	-	-	-	✓	✓	340
<i>D-shirt</i>	-	✓	-		-	✓	-	-
<i>Lobin</i>	-	✓	-	✓	✓	✓	-	-
<i>Omsignal</i>	48 - 72h	✓	✓	✓	-	✓	✓	-
<i>HealthVest</i>	-	✓	✓	✓	✓	-	-	-

Como se pode verificar, todas as soluções apresentadas incluem a medição da frequência cardíaca, sendo que a aquisição das restantes funcionalidades é variável de acordo com o sistema. De acordo com a finalidade da sua aplicação, o sistema Kshirt não é inferior às demais soluções à exceção da menor autonomia e falha nas capacidades de medição de frequência respiratória e de armazenamento de dados. De entre os dois sistemas que fornecem informação acerca da bateria utilizada, ambas utilizam uma bateria de capacidade superior à usada pelo Kshirt.

Após a análise desta comparação, verifica-se que o principal ponto a melhorar no Kshirt é a autonomia, sendo igualmente importante a sua melhoria funcional.

Na secção seguinte é apresentado o sistema Kshirt do ponto de vista funcional bem como todos os seus principais componentes que o constituem.

2.2 O sistema atual

O diagrama de blocos apresentado na figura seguinte (fig. 2.8) resume o funcionamento geral do Kshirt.

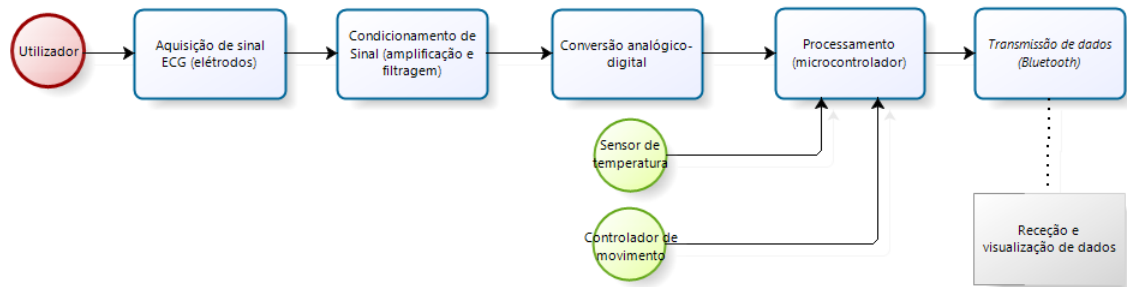


Figura 2.8: Diagrama de blocos do funcionamento do sistema.

As figuras 2.9 e 2.10 mostram a placa PCB da versão 1 do Kshirt, na qual está inserido o circuito completo. Os principais blocos funcionais estão identificados com um número e são especificados na legenda das respetivas figuras.

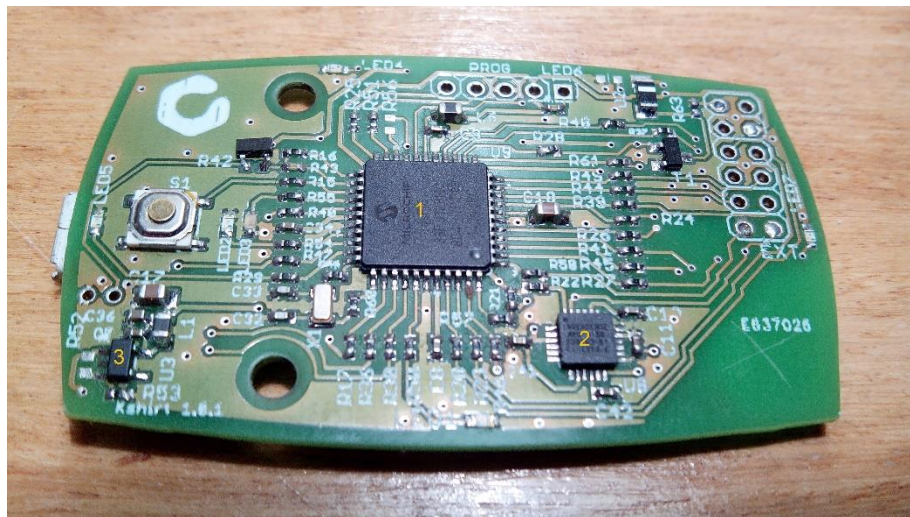


Figura 2.9: Frente da placa PCB da versão 1 do dispositivo Kshirt.

Legenda: 1 – Microcontrolador dsPIC33FJ128MC804; 2 – Acelerómetro, giroscópio e magnetómetro MPU-9150; 3 – Regulador de tensão TPS73633.

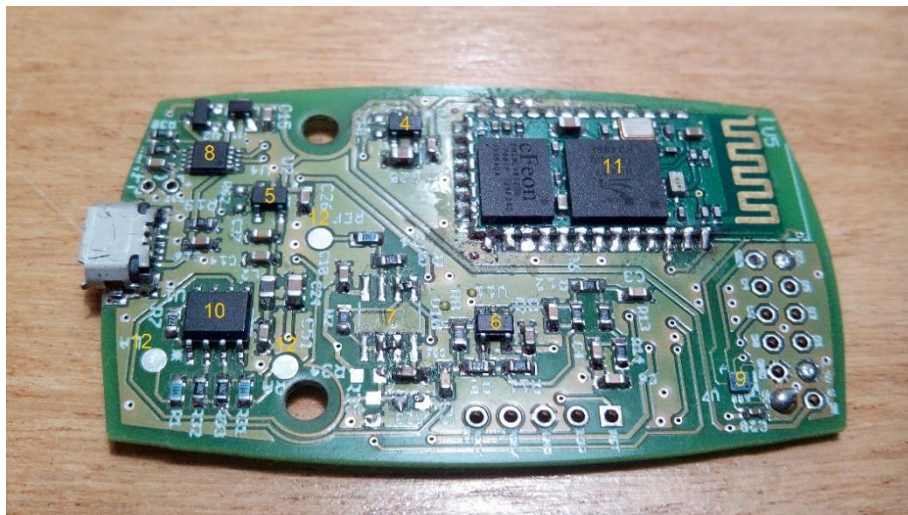


Figura 2.10: Verso da placa PCB da versão 1 do dispositivo Kshirt.

Legenda: 4/5 – Reguladores de tensão TPS76933; 6 – Amplificador operacional OPA336N; 7 – Amplificador operacional OPA2336U (não ilustrado); 8 – Controlador de carga MCP73833; 9 – Sensor de temperatura TMP006; 10 – Amplificador de instrumentação INA128UA; 11 – Módulo *Bluetooth* HC_05; 12 – Interfaces dos elétrodos.

O sistema possui um conjunto de três elétrodos e um circuito de condicionamento de sinal que permitem adquirir e proceder ao tratamento do sinal ECG de forma a ser recebido pelo microcontrolador numa entrada analógica. Este circuito é composto pelo amplificador de instrumentação INA128UA da *Texas Instruments*, amplificadores operacionais OPA336N e OPA2336U e componentes passivos, entre os quais filtros analógicos.

Relativamente aos sensores, o sistema possui um módulo inercial que engloba um giroscópio, um acelerómetro e uma bússola, num único componente, o MPU-9150 da *InvenSense*, e um sensor de temperatura TMP006 da *Texas Instruments*. O MPU-9150 permite adquirir a posição do dispositivo bem como a sua orientação, enquanto o TMP006 permite aferir a temperatura corporal do utilizador.

O componente central do Kshirt é o microcontrolador dsPIC33FJ128MC804 da *Microchip*, que efetua o processamento de todos os dados e comunica com os vários periféricos. São usados alguns LED para indicação luminosa, cuja atuação é controlada através de portas digitais I/O do microcontrolador.

A comunicação de dados com o exterior é realizada através do módulo transmissor *Bluetooth* HC_05 que permite o envio dos dados adquiridos para um sistema de receção apropriado.

Como fonte de energia é utilizada a bateria de Li-ion LP-402025-1S-3 (não identificável nas figuras 16 e 17), a qual é recarregada pelo carregador MCP73833 da *Microchip*, através de uma interface micro USB. A tensão fornecida pela bateria é ajustada por reguladores de tensão, que têm a função de a manter a 3.3V, a qual serve de alimentação aos restantes componentes. No circuito regulador, são utilizados os reguladores de tensão TPS73633 e TPS76933 da *Texas Instruments*.

A versão 1 do Kshirt tem apenas dois modos de funcionamento:

- Contínuo: modo no qual o sistema está permanentemente ligado, adquirindo os sinais e comunicando com o exterior através do módulo *Bluetooth*;
- *Power-down*: corresponde ao estado desligado. Neste modo, os vários componentes encontram-se desligados, não havendo, portanto, aquisição nem envio de dados.

A figura 2.11 apresenta a arquitetura do sistema, bem como a interligação dos vários componentes.

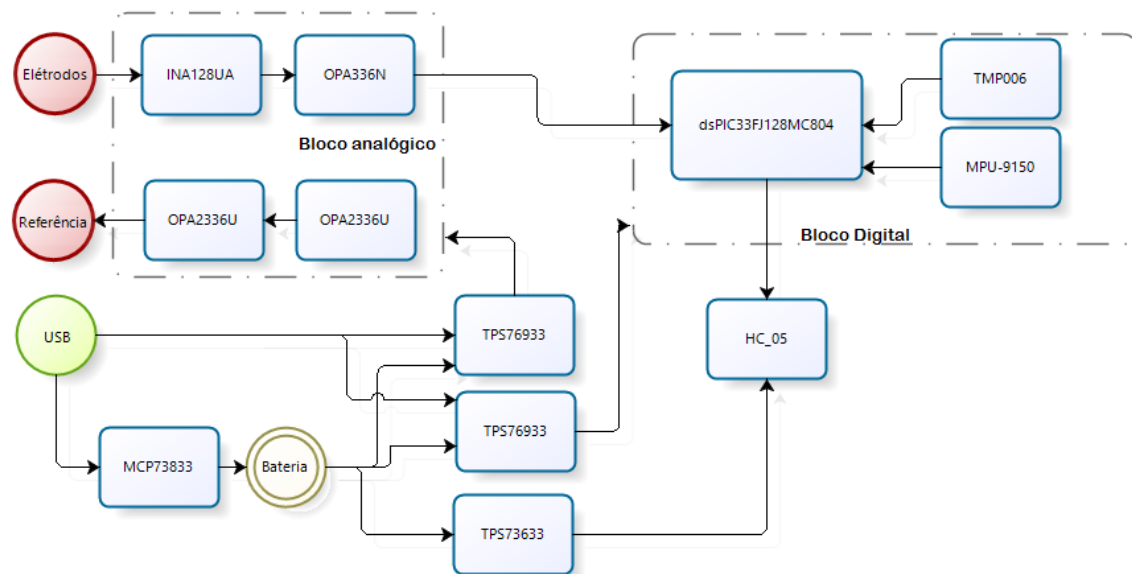


Figura 2.11: Arquitetura do sistema Kshirt.

Em seguida, são descritos todos estes componentes, bem como as suas principais características técnicas, dando particular ênfase ao respetivo consumo energético.

Embora apresentem um consumo significativamente inferior em comparação com os principais circuitos integrados, os díodos e transístores estão presentes no circuito e desempenham um papel fundamental sendo, portanto, alvo de estudo.

A cronologia de descrição dos componentes difere da seguida na apresentação do funcionamento do sistema, uma vez que no capítulo seguinte aquando da exposição das alternativas estudadas, será seguida a ordem de acordo com a importância de necessidade de melhoria.

2.2.1. Microcontrolador

Como cérebro de todo o sistema, o microcontrolador **dsPIC33FJ128MC804** de arquitetura *Harvard* de 16 bits é um microcontrolador digital de sinais (DSP) da *Microchip* com um conjunto reforçado de instruções, que permite o processamento de todos os dados provenientes dos periféricos e a interface com o transmissor *Bluetooth*. Todas as instruções têm igual tamanho, com tempo de execução de 1 ciclo, à exceção de instruções de salto, nas quais o tempo de

execução é de 2 a 4 ciclos. O ficheiro de registos contém 16 registos internos de 16 bits. Os DSP são utilizados, particularmente, em aplicações que exigem processamento de sinais em tempo real, tais como sinais biomédicos, justificando-se assim o seu uso no sistema Kshirt [15,16].

A comunicação com os sensores MPU-9150 e TMP006 é realizada a partir do barramento I2C (*Inter-Integrated Circuit*) e existe uma interface série com o módulo *Bluetooth*, que permite o envio e receção de dados através de UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*). O microcontrolador é programado por um programador externo recorrendo ao protocolo de comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*) e possui 9 ADC que permitem digitalizar os sinais adquiridos pelo circuito de aquisição e condicionamento.

As tabelas 2.2 e 2.3 resumem os parâmetros gerais e as características elétricas do microcontrolador, respetivamente.

Tabela 2.2: Características gerais do microcontrolador dsPIC33FJ128MC804 [16].

Parâmetro	Valores	Unidades
Arquitetura do CPU	16	bits
Memória <i>Flash</i>	128	kbytes
Memória RAM	16384	bytes
Número de pinos	44	-
Número máximo de pinos I/O	35	-
Max. frequência de funcionamento	40	MHz
Velocidade do CPU	40	MIPS
Número de instruções por ciclo de relógio	1 – 4	-
Número de registos internos	16	-
Número de instruções	83	-
Conjunto de instruções DSP	Sim	-
Interrupções externas	3	-
USB	Não	-
SPI	2	-
TWI (I2C)	1	-
UART	2	-
Canais ADC	9	-
Resolução dos ADC	12	bits
Velocidade dos ADC	500	ksps
SRAM	16	kbytes
EEPROM	0	kbytes
FPU	Sim	-
<i>Timers</i>	5	-
Interface de <i>Debug</i>	PICKit 3	-

Tabela 2.3: Características do microcontrolador dsPIC33FJ128MC804 [16].

Parâmetro	Condições	Valores	Unidades
Tensão de funcionamento	-	3.0 – 3.6	V
Consumo de corrente típico @ +25°C	10 MIPS	18 - 22	mA
	20 MIPS	34 - 41	mA
	30 MIPS	49 – 57	mA
	40 MIPS	63 - 74	mA
Consumo de corrente em <i>power-down</i> @ +25°C	-	38 - 102	µA
Consumo de corrente por ciclo de relógio	-	< 500	µA/MHz
Dimensões	-	12.0x12.0x1.2	mm

2.2.2. Módulo *Bluetooth*

O módulo *Bluetooth* HC_05 é um dispositivo projetado para configurações de conexão sem fios, que converte um sinal de uma convencional porta-série para o formato do protocolo *Bluetooth*. Este protocolo de comunicação sem fios projetado para baixo consumo de energia permite a troca de dados digitais através de uma frequência de rádio de curto alcance por parte de dispositivos como computadores, telemóveis, impressoras, etc., não necessitando os dispositivos de estar na linha de visão um do outro. Os dispositivos *Bluetooth* operam na faixa *Industrial, Scientific and Medical* (ISM) centrada em 2.45 GHz [17].

No sistema Kshirt, após processamento, os dados são enviados para um recetor apropriado, permitindo a comunicação do sistema com o exterior, sendo este módulo um constituinte fundamental. Como mencionado, é usada a comunicação série na troca de dados entre o módulo HC_05 e o microcontrolador.

Ao contrário de outros componentes, este não tem a opção de *sleep mode* (*power-down*) o que significa uma limitação de gestão do seu consumo. Para contornar esta situação, o regulador de tensão TPS73633 tem a função de fornecer energia unicamente ao módulo *Bluetooth*. Quando o sistema entra em modo *power-down*, o microcontrolador desliga o regulador de tensão permitindo a interrupção da alimentação do módulo HC_05.

O HC_05 pode funcionar distintamente, como mestre (*master*) ou escravo (*slave*), sendo necessária a realização de uma conexão de emparelhamento prévio por parte do *master* com o *slave*. A tabela 2.4 apresenta as características do módulo *Bluetooth* usado no sistema atual.

Tabela 2.4: Características do módulo *Bluetooth* HC_05 [17].

Parâmetro	Condições	Valores	Unidades
Tensão de funcionamento	-	3.0 – 4.2	V
Consumo de corrente	Durante o emparelhamento	30 – 40	mA
	Corrente média	25	mA
	Emparelhado	8	mA
	<i>Power-On</i>	100	mA
Potência Tx	-	≤ 4	dBm
Sensibilidade	-	-80	dBm
Velocidade de comunicação	-	1	Mbps
Dimensões	-	26.9x14.0x2.2	mm

2.2.3. Circuito de Condicionamento

O circuito de condicionamento de sinal tem a função de proceder ao tratamento de um sinal analógico de tal forma que este possa, posteriormente, ser processado. O processo de condicionamento de sinal pode incluir fases de amplificação, filtragem, conversão, escala de harmonização, isolamento e outros estádios necessários à adequação do sinal adquirido ao processamento. No sistema são usados, além de componentes passivos, amplificadores operacionais integrados nos dispositivos OPA336N e OPA2336U e um amplificador de instrumentação INA128UA.

A figura 2.12 ilustra o circuito de aquisição e condicionamento do sinal ECG, no qual os vários estágios de condicionamento podem ser visualizados, desde a aquisição através dos elétrodos até à amplificação e filtragem passa-baixo e passa-banda.

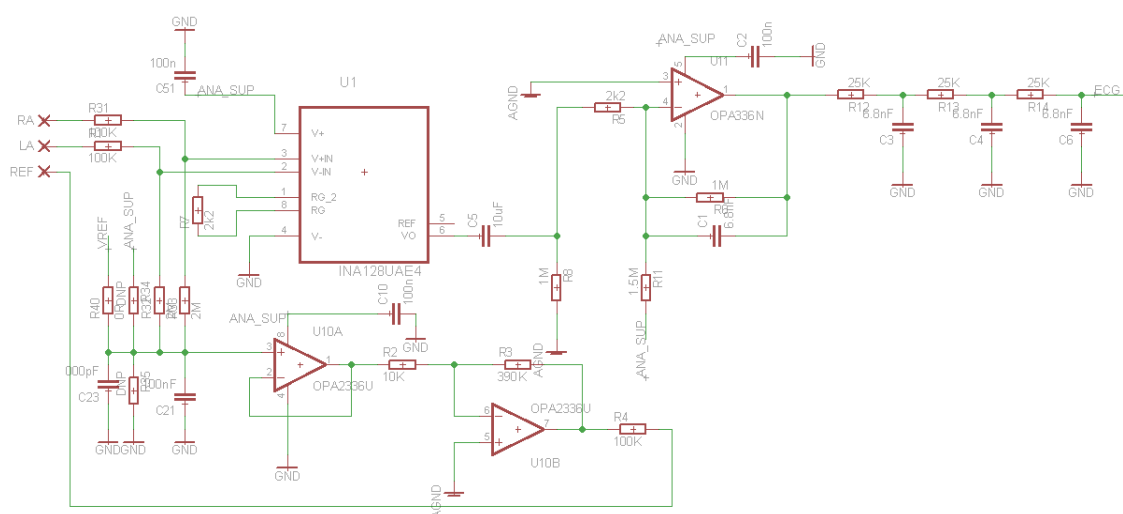


Figura 2.12: Esquemático do circuito de aquisição e condicionamento do sinal ECG.

As tabelas 2.5 e 2.6 resumem as principais especificações elétricas do amplificador de instrumentação INA128UA e dos amplificadores operacionais OPA2336U e OPA336N, respetivamente.

Tabela 2.5: Características do amplificador INA128UA [18].

Parâmetro	Valores	Unidades
Tensão de funcionamento	$\pm 2.25 - \pm 18$	V
Consumo de corrente	$\pm 700 - \pm 750$	μA
Ganho (G)	$1 + \frac{50k\Omega}{R_G}$	V/V
Corrente de polarização	$\pm 2 - \pm 10$	nA
Tensão de offset	≤ 50	μV
Rejeição de modo comum	93 - 110	dB
Dimensões	5.0x4.9x1.6	mm

Tabela 2.6: Características dos amplificadores OPA2336U e OPA336N [19].

Parâmetro	Condições	Valores	Unidades
Tensão de funcionamento	-	2.3 – 5.5	V
Consumo de corrente	Por amplificador	20 - 32	μA
Corrente de polarização	-	$\pm 1 - \pm 10$	pA
Tensão de <i>offset</i>	-	$\pm 60 - \pm 125$	μV
Rejeição de modo comum	-	80 - 90	dB
Dimensões	-	3.0x2.9x1.6	mm

2.2.4. Bateria

A arquitetura típica de alimentação de um sistema portátil está representada na figura seguinte (fig. 2.13), na qual se baseia igualmente o Kshirt.

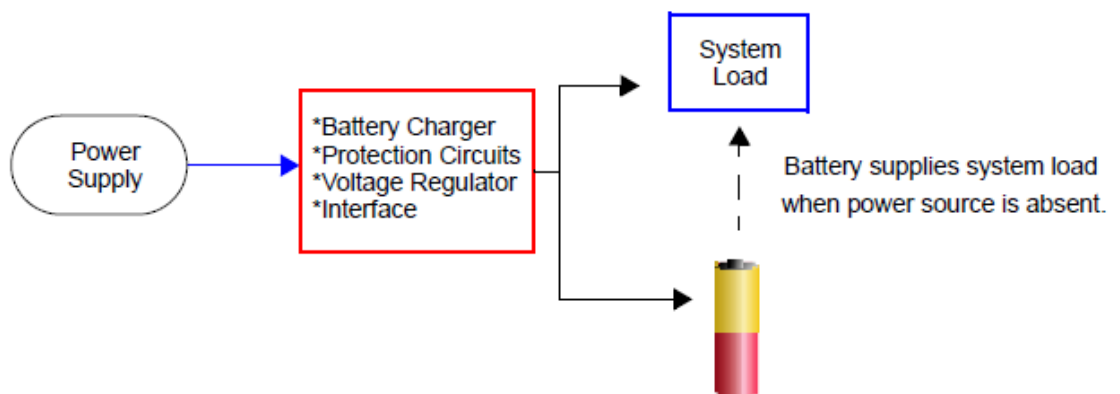


Figura 2.13: Arquitetura típica de alimentação de um sistema portátil [20].

Resumidamente, existe uma fonte de alimentação externa (USB) que fornece a energia ao circuito e a um carregador (MCP73833), o qual recarrega a bateria. Esta arquitetura é explicada de uma forma mais pormenorizada na subsecção seguinte.

A bateria LP-402025-IS-3, com um valor de tensão nominal de 3.7V, utilizada na versão atual é apresentada na figura 2.14. Consiste numa bateria recarregável de polímero de iões de lítio com capacidade de 165 mAh ou 610.5 mWh, e com dimensões de 26x20x3.8 mm. A bateria tem como função o fornecimento de toda a energia necessária ao correto funcionamento do sistema. Quando descarregada, o seu carregamento é efetuado recorrendo ao método CC-CV no qual se baseia o controlador de carga MCP73833.



Figura 2.14: Bateria de Lítio LP-402025-IS-3 [21].

Método CC-CV: O processo de carga das baterias de iões de lítio ou polímeros de lítio decompõe-se em duas fases distintas. Numa primeira fase designada carga de corrente constante, é utilizada uma corrente constante para carregar a bateria, sendo que esta pode ser igual ou inferior à corrente nominal. Esta fase decorre até se atingir a tensão nominal, momento a partir do qual o processo de carga entra na segunda fase que se caracteriza pela manutenção da tensão constante (carga em tensão constante) até ao momento em que a corrente à qual a bateria está a carregar seja igual ou inferior a 3% da corrente nominal, dando-se por terminado este processo. É possível visualizar os dois estágios de carga graficamente através da figura seguinte (fig.2.15) [22].

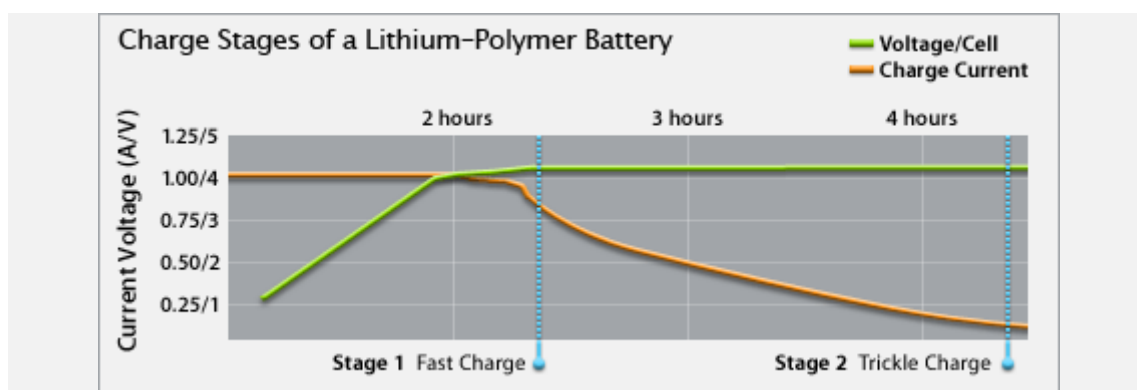


Figura 2.15: Estágios típicos de carregamento de uma bateria de iões de Lítio [23].

A figura 2.15 apresenta as duas fases que ocorrem durante o carregamento. Na primeira fase, verifica-se que é aplicada uma corrente constante (linha amarela) e na segunda fase uma tensão constante (linha verde).

As formas de onda retiradas da folha de características do controlador de carga MCP73833 (fig. 2.16) descrito no ponto seguinte desta subseção permitem visualizar igualmente os dois estágios do carregamento.

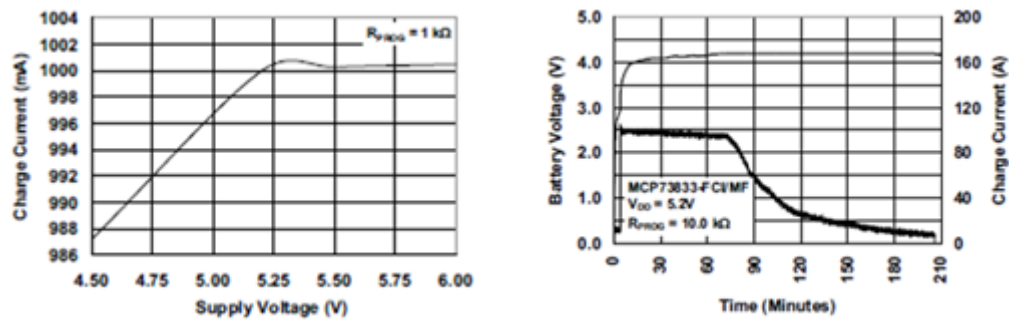


Figura 2.16: Formas de onda retiradas da folha de características do controlador de carga MCP73833 [24].

A tabela 2.7 evidencia as principais características da bateria LP-402025-IS-3 usada no sistema atual.

Tabela 2.7: Características da bateria LP-402025-IS-3 [25].

Parâmetro	Valores	Unidades
Capacidade nominal	165	mAh
Tensão nominal @ 0.2C	3.7	V
Tensão de carregamento	4.2±0.5	V
Corrente de carregamento	78 - 155	mA
Max. corrente de descarga contínua	310	mA
Tensão limite de descarga	2.75	V
Dimensões	26.0x20.0x3.8	mm

2.2.5. Circuito Carregador e Regulador de Tensão

Composto principalmente por um controlador de carga, o circuito carregador tem o objetivo de carregar a bateria recorrendo a uma conexão micro USB.

No esquemático apresentado na figura 2.17, a caixa de destaque evidencia o circuito partilhado de alimentação da bateria e do restante circuito, o qual permite que o processo de carga seja independente da manutenção do funcionamento do sistema.

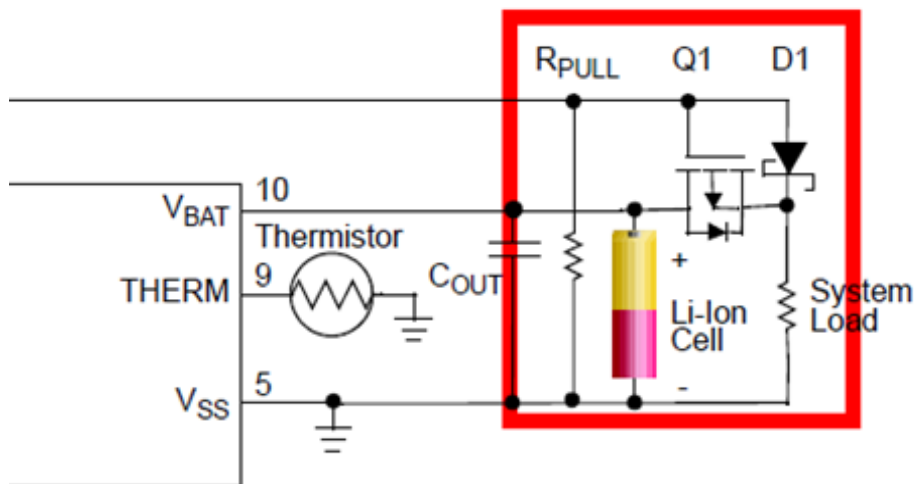


Figura 2.17: Circuito de partilha da alimentação USB [20].

Para o correto funcionamento do MCP73833, a *Microchip* recomenda o uso de um transistor de efeito de campo, uma resistência e um díodo de *Schottky* como se refere em seguida:

- A resistência de *pull-down* permite que, na ausência de alimentação USB, a corrente flua através da *gate* do transistor MOSFET. Na presença da alimentação, se o valor da resistência for baixo, o desperdício de corrente é significativo. Por outro lado, não deve ser demasiado elevado de modo a garantir que a corrente flua. O valor de 100 k Ω utilizado na presença de 5V da conexão USB resulta numa corrente de 50 μ A;
- Com a alimentação USB presente, o transistor fica em modo de corte impedindo que a corrente flua da bateria para a carga. No dimensionamento do transistor deve ter-se em conta o menor valor possível de tensão *threshold* da *gate*, de modo a que o transistor entre em condução assim que seja desconectada a interface USB;
- Por fim, deve ser usado um díodo para evitar que ocorram duas situações indesejadas. Em primeiro lugar evita que a corrente circule em direção à interface USB. Por outro lado, na inutilização deste componente, a tensão aplicada na *gate* do transistor seria superior à sua tensão limite colocando-o em modo de corte. Este díodo deve possuir a menor corrente inversa e a menor queda de tensão possíveis. Os díodos de *Schottky* são os que possuem uma menor tensão de polarização direta, razão pela qual é usado o díodo BAS40 [20].

Os fabricantes de semicondutores fornecem integrados de reduzidas dimensões que englobam um MOSFET e um díodo de *Schottky*. Contudo, no sistema atual não é usado este componente, mas sim ambos separadamente.

O circuito regulador de tensão, composto por três reguladores, impõe uma tensão fixa que serve de alimentação aos restantes componentes do circuito, sendo cada um dos reguladores responsável pelo fornecimento de energia a um determinado conjunto de componentes.

A figura 2.18 ilustra o esquemático de todo o circuito carregador e regulador, no qual se evidencia o circuito partilhado de alimentação.

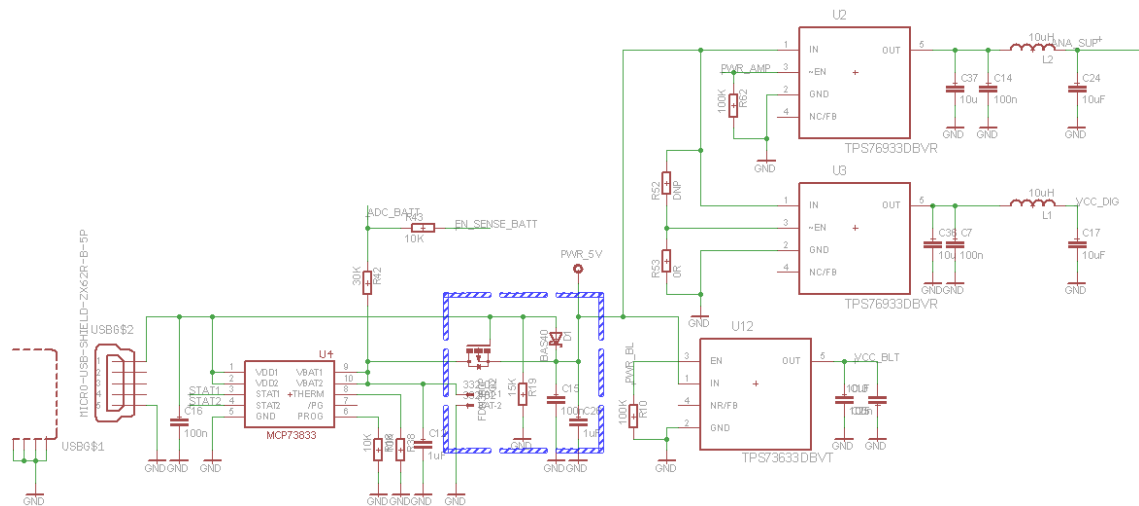


Figura 2.18: Esquemático do circuito carregador e regulador de tensão.

Como se pode observar, na existência da ligação USB, o controlador de carga inicia o processo de carregamento da bateria, mantendo-se o funcionamento do sistema. Na ausência da conexão USB a energia necessária é fornecida pela bateria.

2.2.5.1. Controlador de carga

Para recarregar a bateria recorre-se, então, a um controlador de carga. O MCP73833 realiza esta função e é projetado para aplicações sensíveis e de espaço limitado. A sua principal aplicação consiste no controlo de carregamento de baterias de íões de lítio, através do método CC-CV. Um controlador de carga tem como objetivo controlar a corrente da carga, impedindo situações de sobrecarga, de sobretensão e de descarga completa, protegendo assim o desempenho e vida útil da bateria. As principais características deste controlador estão resumidas na tabela 2.8.

Tabela 2.8: Características do controlador de carga MCP73833 [24].

Parâmetro	Condições	Valores	Unidades
Tensão de funcionamento	-	3.75 - 6	V
Consumo de corrente	Em carga	2000 – 3000	μA
	Carregamento completo	150 – 300	μA
	Power-down	50 - 100	μA
Tensão de saída regulada	-	4.20	V
Corrente de saída regulada @ modo de corrente constante	PROG=10k Ω	90-110	mA
Corrente de descarga da bateria	-	0.25 - 2	μA
Número de pinos	-	10	-
Dimensões	-	3.6x2.8x0.9	mm

De notar que o MCP73833 entra, automaticamente, em modo *power-down* sempre que a alimentação USB está desligada, estando em funcionamento no caso contrário.

2.2.5.2. Reguladores de tensão TPS73633/TPS76933

Os reguladores LDO permitem o controlo do nível de tensão de alimentação num circuito e aliada à reduzida dimensão, apresentam um baixo consumo. Perante uma tensão aplicada na sua entrada, a sua função é a de manter a tensão de saída constante num determinado valor usado para alimentar todos os restantes circuitos integrados. Face aos componentes usados e aos níveis de tensão de funcionamento que apresentam, o valor estabelecido é de 3.3 V.

No sistema atual são usados três reguladores, os quais são responsáveis por alimentar um bloco específico do circuito. O regulador TPS73633 aplica a tensão regulada ao módulo de comunicação sem fios e os dois reguladores TPS76933 fornecem energia ao bloco digital (microcontrolador e sensores) e ao bloco analógico (amplificadores), separadamente. A tabela 2.9 apresenta as especificações de ambos os reguladores de tensão.

Tabela 2.9: Características dos reguladores de tensão TPS73633 e TPS76933 [26,27].

Parâmetro	TPS73633	TPS76933	Unidades
Tensão de funcionamento	1.7 – 5.5	2.7 - 10	V
Tensão de saída regulada	3.3	3.3	V
Corrente de saída contínua	0 – 400	0 - 100	mA
Consumo de corrente	400 - 1000	17 - 28	μA
Consumo de corrente em <i>power-down</i>	0.02 - 1	1 - 2	μA
Tensão mínima de entrada do nível lógico alto no pino EN	1.7	1.7	V
Tensão máxima de entrada do nível lógico baixo no pino EN	0.5	0.9	V
Dimensões	2.9x2.1x1.1	2.9x2.1x1.1	mm

2.2.6. Módulo Inercial

O MEMS (*Micro ElectroMechanical Sensor*) MPU-9150 é um dispositivo que engloba um giroscópio, um acelerómetro e um magnetómetro de 3 eixos cada, combinando a aceleração e o movimento de rotação num único fluxo de dados. O MPU-9150 possui três ADC de 16 bits para a digitalização dos sinais de saída do giroscópio, três ADC para a digitalização das saídas do acelerómetro e três ADC de 13 bits para digitalizar as saídas do magnetómetro. Além da versatilidade, este controlador inercial tem a vantagem de possuir pequenas dimensões, o que o torna apropriado para o Kshirt. A comunicação deste periférico com o microcontrolador é realizada através do barramento I2C. As suas principais características são resumidas na tabela seguinte (tabela 2.10) [28].

Tabela 2.10: Características do módulo inercial MPU-9150 [28].

Parâmetro	Valores	Unidades
Tensão de funcionamento	2.375 – 3.465	V
Consumo de corrente do giroscópio + acelerômetro	3.9	mA
Consumo de corrente do magnetômetro @ 8 Hz	0.35 - 6	mA
Consumo de corrente em <i>power-down @ full idle mode</i>	6	μA
Frequência de funcionamento do I ² C	≤ 400	kHz
Dimensões	4.8x4.8x1.0	mm

2.2.7. Sensor de temperatura

TMP006 é um sensor que permite medir a temperatura de um objeto sem necessidade de contacto com o mesmo. Este tipo de sensores possui uma pilha termoeletrica para detetar a radiação infravermelha emitida pelo objeto e utiliza a respetiva variação de tensão na pilha para determinar a temperatura do objeto. Tal como o controlador inercial este sensor comunica com o microcontrolador usando o barramento I2C.

A tabela 2.11 apresenta as principais características deste sensor.

Tabela 2.11: Características do sensor de temperatura TMP006 [29].

Parâmetros	Valores	Unidades
Tensão de funcionamento	2.2 - 5.5	V
Consumo de corrente	240 - 325	μA
Consumo de corrente em <i>power-down</i>	0.5 - 1.0	μA
Gama de temperatura	-40 - +125	°C
Dimensões	1.6x1.6x0.6	mm

2.2.8. Diodos e transístores

Como mencionado, no sistema são usados um diodo de Schottky, um transístor MOSFET e dois LED.

O transístor de efeito de campo e o diodo de *Schottky* implementados no circuito carregador e regulador são o FDN360P da *Fairchild Semiconductor* e o BAS40 da *NXP Semiconductors*, respetivamente. Apresenta-se, em seguida, as suas características, bem como as dos LED verde e vermelho da *Vishay Semiconductors*.

As especificações elétricas do transístor FDN360P são listadas na tabela 2.12, enquanto as dos diodos e LED são apresentadas na tabela 2.13. Estes parâmetros servem de base para o posterior cálculo da potência consumida por cada um dos componentes.

Estes componentes são naturalmente usados em qualquer dispositivo eletrónico, no entanto, a sua apresentação é justificada pela sua contribuição, embora simbólica, no consumo total.

Tabela 2.12: Características do transístor FDN360P [30].

Parâmetros	Valores	Unidades
Tensão limiar, $V_{GS(th)}$	- 1.9	V
Máxima tensão <i>drain-source</i>	- 30	V
Resistência <i>drain-source</i> durante a saturação, $R_{DS(on)}$	0.1	Ω
Máxima corrente no <i>drain</i> , $I_{D(max)}$	- 2	A
Corrente de curto-circuito entre o <i>drain</i> e a <i>source</i> , I_{DSS}	- 1	μA
Dimensões	2.9x2.5x1.0	mm

Tabela 2.13: Características do díodo BAS40 e dos LED [31-33].

Parâmetros	BAS40	LED Verde	LED Vermelho	Unidades
Tensão direta, V_F	0.5	2.2 – 2.6	2.0 – 2.4	V
Máxima corrente direta, I_F	120	25	30	mA
Tensão inversa, V_R	40	12	5	V
Corrente inversa, I_R	1	0.02	10	μA
Dimensões	2.9x2.2x1.0	1.6x0.8x0.8	1.6x0.8x0.8	mm

2.2.9 Consumos Teóricos

Em sistemas alimentados por pequenas baterias, como é o caso do Kshirt, a autonomia é um fator crítico, pelo que o consumo energético deve ser reduzido tanto quanto possível.

Como se sabe, nenhum componente eletrónico tem uma eficiência energética de 100%. Por exemplo, um díodo ideal apresentaria uma tensão nula aquando da sua condução e uma corrente nula no modo de corte. No entanto, isto não se verifica na prática porque, associadas às características físicas, existem não idealidades representadas por capacidades e resistências parasitas que contribuem para a existência de correntes de fuga e perdas consequentes. Embora se saiba que existam, é difícil a sua redução e impossível a sua remoção.

Apesar do seu baixo valor comparativamente à totalidade, é importante ter em conta os consumos e as perdas existentes nos semicondutores principalmente em modo *power-down*.

Relativamente aos díodos e aos transístores, a potência consumida adquire valores diferentes dependendo do estado de operação em que se encontram. O valor total desta potência pode dividir-se em três parcelas, designadas por [34]:

- Perdas de condução - P_{ON} ;
- Perdas durante o corte - P_{OFF} ;
- Perdas por comutação - P_{SW} .

O valor destas parcelas depende da frequência de comutação ON-OFF. Uma vez que no sistema esta frequência é reduzida, o valor das perdas de comutação são praticamente desprezáveis comparativamente às perdas apresentadas durante a condução. Assim, considera-se que o *duty-cycle* é igual ao período assumindo-se no cálculo das perdas que: $\frac{\delta}{T} \cong 1$.

Matematicamente, a totalidade da potência consumida (equação 2.1) num transístor ou num díodo é dado por:

$$P = P_{ON} + P_{OFF} + P_{SW} \quad (2.1)$$

No transístor de efeito de campo, o valor de cada parcela pode ser calculado recorrendo às relações genéricas 2.2, 2.3 e 2.4 [34].

$$P_{ON} = R_{DS(on)} * I_D^2 * t_{on} * f \quad (2.2)$$

$$P_{OFF} = V_{DS} * I_{DSS} * t_{off} * f \quad (2.3)$$

$$P_{SW} = \frac{V_{DS} * I_D * t_{sw}}{6} * f \quad (2.4)$$

As expressões 2.5, 2.6 e 2.7 permitem o cálculo da potência consumida num díodo [34].

$$P_{ON} = V_F * I_F * t_{on} * f \quad (2.5)$$

$$P_{OFF} = V_R * I_R * t_{off} * f \quad (2.6)$$

$$P_{SW} = \frac{V_{F(max)} * I_{F(max)} * t_{sw}}{6} * f \quad (2.7)$$

A tabela 2.14 apresenta as potências consumidas pelo transístor, pelo díodo e pelos LED verde e vermelho. Os valores da potência consumida pelos LED têm em conta a tensão de 3.3V dos pinos do microcontrolador bem como as resistências de 360Ω.

Tabela 2.14: Consumos teóricos do díodo de *Schottky* BAS40 e dos LED verde e vermelhos.

Parâmetro	FDN306P	BAS40	LED verde	LED vermelho	Unidades
P_{ON}	0.257	-	6.722	7.222	mW
P_{OFF}	0.0004	3.7	-	-	μW

De forma a medir o contributo de cada componente, apresenta-se um estudo teórico do consumo total do sistema com base nos valores unitários típicos retirados das folhas de características. Caso exista mais do que um componente no sistema, o número correspondente é identificado entre parênteses.

Na tabela 2.15 pode observar-se os consumos médios em funcionamento contínuo. Na tabela 2.16 é apresentado o pior caso, ou seja, os valores máximos correspondentes à situação de arranque do sistema. Estes valores apenas são apresentados para se verificar a sua grandeza não entrando no cálculo final da autonomia, uma vez que o tempo de arranque dos componentes é da ordem dos milissegundos ou mesmo microssegundos. Por fim, na tabela 2.17 é feito o estudo para o modo *power-down*. Apenas são considerados os valores que estão diretamente ligados à autonomia do sistema. Por exemplo, o valor do consumo do controlador de carga MCP73833 não é importante uma vez que nesta situação se encontra conectada a interface USB. O valor do consumo médio do microcontrolador apresentado entre parênteses é o fornecido na folha de características do fabricante. O valor de 20 mA resulta da multiplicação dos 0.5 mA/MHz pela frequência de funcionamento de 40 MHz.

Tabela 2.15: Consumos médios teóricos em funcionamento contínuo.

	Tensão aplicada	Corrente consumida	Potência consumida	Percentagem de consumo
Unidades	V	mA	mW	%
dsPIC33FJ128MC804	3.3	34 (20)	112.2 (66)	36.34
HC_05	3.3	25	82.500	45.42
INA128U	3.3	0.700	2.310	1.27
OPA336N	3.3	0.020	0.066	0.04
OPA2336U	3.3	0.020 (x2)	0.132	0.07
MCP73833	-	-	-	-
TPS76933	3.7	0.017 (x2)	0.126	0.07
TPS73633	3.7	0.400	1.480	0.81
MPU-9150	3.3	4.250	14.025	7.72
TMP006	3.3	0.240	0.792	0.04
FDN360P	-	-	0.257	0.14
BAS40	-	-	-	-
LED Verde	-	3.056	6.722	3.70
LED Vermelho	-	3.611	7.222	3.98
Total	-	71.351 (57.351)	227.832 (181.632)	100 %

Tabela 2.16: Consumos máximos teóricos em funcionamento contínuo.

	Tensão aplicada	Corrente consumida (valores máximos)	Potência consumida	Percentagem de consumo
Unidades	V	mA	mW	%
dsPIC33FJ128MC804	3.3	80	264	59.44
HC_05	3.3	40	132	29.72
INA128U	3.3	0.750	2.475	0.56
OPA336N	3.3	0.032	0.106	0.02
OPA2336U	3.3	0.032 (x2)	0.211	0.05
MCP73833	-	-	-	-
TPS76933	3.7	0.028 (x2)	0.207	0.05
TPS73633	3.7	1	3.700	0.83
MPU-9150	3.3	9.900	38.610	8.69
TMP006	3.3	0.325	1.073	0.24
FDN360P	-	-	1.744	0.39
BAS40	-	-	-	-
LED Verde	-	-	-	-
LED Vermelho	-	-	-	-
Total	-	132.071	444.126	100 %

Tabela 2.17: Consumos médios teóricos em modo *power-down*.

	Tensão aplicada	Corrente consumida	Potência consumida	Percentagem de consumo
Unidades	V	μA	μW	%
dsPIC33FJ128MC804	3.3	102	336.600	58.45
HC_05	-	-	-	-
INA128U	-	-	-	-
OPA336N	-	-	-	-
OPA2336U	-	-	-	-
MCP73833	3.7	2	7.400	0.43
TPS76933	3.7	28	103.600	29.32
TPS73633	3.7	1 (x2)	7.400	0.07
MPU-9150	3.3	6	19.800	9.23
TMP006	3.3	1	3.300	0.77
FDN360P	-	-	0.002	0
BAS40	3.7	1	3.700	1.72
LED Verde	-	-	-	-
LED Vermelho	-	-	-	-
Total	-	142	481.802	100 %

A análise das tabelas permite inferir que os principais consumidores de potência do sistema são o microcontrolador e o módulo *Bluetooth*.

Perante estes dados, apresenta-se o estudo da autonomia teórica do sistema (tabela 2.18) que servirá de comparação para o teste prático detalhado no capítulo 6, considerando-se os dois modos de funcionamento, contínuo e *power-down*.

A autonomia pode, assim, ser calculada através da equação 2.8.

$$t = \frac{C}{I} = \frac{C_P}{P}, \quad (2.8)$$

em que:

- t – autonomia;
- C – capacidade da bateria (em Ah);
- I – corrente de descarga da bateria;
- C_P – potência nominal da bateria (em Wh);
- P – potência total consumida.

Tabela 2.18: Autonomia teórica da versão 1 do Kshirt.

Modo	Consumo de potência	Autonomia
Contínuo	71.351 mA (57.351 mA)	2.3 h (2.7 h)
<i>Power-down</i>	142 μ A	1162 h (48 dias)

Após este estudo, como primeira abordagem, segue-se o levantamento de alternativas existentes no mercado e o estudo de abordagens que permitam implementar melhorias no atual sistema, no sentido de reduzir o consumo total de energia.

Capítulo 3

Soluções Existentes

O objetivo deste capítulo é apresentar as soluções analisadas que podem proporcionar melhorias no sistema atual. De entre as alternativas analisadas, são apresentadas as consideradas melhores e com tecnologia mais recente. Para isso, existem quatro fatores principais a ter em conta, não esquecendo as necessidades funcionais:

- Consumo: indo de encontro ao objetivo da dissertação, este é o principal parâmetro a ter em consideração;
- Custo: a aquisição de qualquer componente acarreta um custo para a empresa, sendo desejável que este seja o menor possível;
- Dimensões: o espaço disponível na placa PCB é relativamente pequeno. Assim, entre soluções semelhantes, o tamanho e o número de pinos são, igualmente, fatores que influenciam uma possível escolha;
- Requisitos da empresa: são mencionados sempre que se justifique.

A análise pode ser dividida em duas vertentes. Seguindo o principal objetivo da dissertação, numa primeira abordagem são apresentadas soluções ao nível do *hardware*. Numa segunda fase, ao nível do *software*, é realizada a análise a uma possível gestão energética e são apresentados algoritmos de compressão de dados que podem ser implementados na comunicação *Bluetooth*.

3.1. Hardware

3.1.1. Microcontrolador

O microcontrolador dsPIC33FJ128MC804 é o principal elemento do dispositivo Kshirt, apresentando um consumo significativo no sistema, razão pela qual deve ser alvo de estudo.

Os microcontroladores são largamente utilizados em aplicações móveis sendo uma das suas aplicações sistemas de monitorização médica como é o caso do Kshirt. A duração da bateria é o fator crítico de qualquer sistema móvel e o microcontrolador desempenha um papel fundamental no consumo total. Por outro lado, os valores teóricos que os fabricantes fornecem nas folhas de características dos seus microcontroladores são específicos para a aplicação na qual foram obtidos. Esta aplicação, na grande maioria das vezes é muito simplista, consistindo num ciclo infinito, e não reflete uma verdadeira aplicação onde a exigência de desempenho é superior. Por esta razão, o consumo real será sempre superior ao apresentado pelo fabricante. Para ultrapassar esta limitação, a EEMBC (*Embedded Microprocessor Benchmark Consortium*) desenvolveu um código de referência, designado algoritmo *CoreMark*, com o intuito de verificar realmente qual o consumo de vários microcontroladores.

Num estudo realizado em 2009 [35], o autor avalia quatro microcontroladores de fabricantes distintos e de arquiteturas de 8, 16 e 32 bits, aplicando a todos eles o algoritmo *CoreMark*.

Em primeiro lugar foi avaliado o desempenho em termos de tempo de execução. O microcontrolador de 32 bits mostrou ser o mais eficaz, sendo cerca de 2.5 vezes mais rápido do que o de 8 bits e 2 vezes do que os de 16 bits. Por outro lado, é necessário ter em consideração que o consumo de potência efetivo depende não só do valor da corrente consumida pelo microcontrolador mas também do tempo que este demora a executar a aplicação em causa. Os resultados obtidos neste estudo permitem verificar que o microcontrolador de 32 bits é o mais eficiente de entre os quatro analisados, uma vez que para o mesmo algoritmo e para a mesma frequência de funcionamento, o tempo de execução e o consumo de energia são menores.

Para solidificar estes resultados, três dos microcontroladores foram alimentados por baterias de igual capacidade, obtendo-se uma autonomia significativamente superior no caso do microcontrolador de 32 bits [35].

Tendo em conta este estudo e seguindo a condição da empresa, na versão 2 do dispositivo é necessário a substituição do microcontrolador por um superior, quer em tecnologia, quer em eficiência energética [35].

Existe no mercado uma vasta gama de microcontroladores de diferentes fabricantes, no entanto, seguindo a preferência da IncreaseTime, são analisados os microcontroladores de 32 bits da *Atmel* devido ao contacto anterior com equipamentos deste fabricante e uma tecnologia recente. Contudo, para efeitos de comparação são apresentadas outras soluções de outros fabricantes.

3.1.1.1. Microcontroladores UC3 de 32 bits

Estes microcontroladores elevam a eficiência a outro nível, indo além do alto desempenho e do baixo consumo. Periféricos inteligentes e um controlo de energia dinâmico tornam os microcontroladores UC3 ideais para aplicações móveis alimentadas por pequenas baterias onde o consumo de energia é crítico, como é o caso do sistema Kshirt [36].

As suas principais características são:

- Conectividade: entre outras, USB (*Universal Serial Bus*), memória *flash* NAND (*Negative AND*) e rápidas interfaces série;
- Performance aritmética: FPU (*float point unit*) integrado que aumenta a precisão e a gama dinâmica em processamento digital de sinal;
- Baixo consumo de energia: a tecnologia *picoPower* proporciona um menor consumo, quer em modo ativo, quer em *power-down*;
- Biblioteca de *software*: todos os dispositivos UC3 são suportados pela *AVR Software Framework*, uma biblioteca completa de drivers e *middleware* [36].

A família de microcontroladores UC3 possui várias séries projetadas para diferentes aplicações. A que melhor se adequa a aplicações portáteis como o Kshirt é a série L (*L-series*).

Dentro desta série existem vários modelos que diferem, essencialmente, na memória *flash* e no número de pinos que possuem, destacando-se os seguintes:

- ATUC128L3U;
- ATUC128L4U.

Também de 32 bits, destacam-se os microcontroladores:

- AT32UC3L064;
- AT32UC3C1128C [36].

O ATxmega128A4U, embora de 16 bits, é também analisado uma vez que é o microcontrolador usado noutro recente projeto desenvolvido pela IncreaseTime.

De outros fabricantes, são apresentados os microcontroladores PIC32MX150F128D da *Microchip* e os SiM3L154-C-GM e C8051F930 da *Silicon Labs*.

Nas tabelas 3.1 e 3.2 apresenta-se um resumo das características destes microcontroladores. Da família UC3 apenas se considera o ATUC128L4U pois, de acordo com o referido, as restantes versões são semelhantes, não se justificando a apresentação de todos os modelos.

Tabela 3.1: Características gerais dos microcontroladores de apresentados [16,37-42].

Parâmetro	dsPIC33FJ128MC804	AT32UC3C1128C	ATUC128L4U	AT32UC3L0128	ATxmega128A4U	PIC32MX150F128D	SiM3L154-C-GM	C8051F931-G-GM	Unidades
Arquitetura do CPU	16	32	32	32	16	32	32	16	bits
Memória Flash	128	128	128	128	128	128	128	64	kbytes
Memória RAM	16	32	32	32	8	32	32	4	kbytes
Número de pinos	44	100	48	48	44	44	40	32	-
Número máximo de pinos I/O	35	81	36	36	34	34	28	24	-
Max. freq. de Funcionamento	40	66	50	50	32	50	50	25	MHz
Velocidade do CPU	40	91	64	64	32	83	50	25	MIPS
Número de instruções por ciclo de relógio	1 – 4	1	1	1	1	1 - 2	1	1 - 2	-
Número de registros internos	16	15	15	15	32	32	-	-	-
Número de instruções	83	183	183	183	120	153	-	110	-
Conjunto de instruções DSP	Sim	Sim	Sim	Sim	Não	Não	Sim	Não	-
Interrupções Externas	3	100	36	36	34	-	-	2	-
USB	Não	Sim	Sim	Não	Sim	Não	Não	Não	-
SPI	2	7	1	5	7	2	2	2	-
TWI (I2C)	1	3	2	2	2	2	2	1	-
UART	2	5	4	4	5	2	2	1	-
Canais ADC	9	16	8	8	12	13	1	1	-
Resolução dos ADC	12	12	12	12	12	10	12	10	bits
Velocidade dos ADC	500	2000	460	460	2000	1100	250	300	ksps
EEPROM	0	0	0	0	2048	0	0	0	kbytes
FPU	Sim	Sim	Não	Sim	Não	Não	Não	Não	-
Timers	5	6	6	6	5	5	3	4	-

Interface de Debug	PIC kit 3	JTAG	JTAG and aWire	JTAG and aWire	PDI	JTAG	JTAG and Serial Wire	C2	-
--------------------	-----------	------	----------------	----------------	-----	------	----------------------	----	---

Tabela 3.2: Características dos microcontroladores apresentados [16,37-42].

Parâmetro	Tensão de funcionamento	Consumo de corrente por MHz	Consumo de corrente em <i>power-down</i>	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100 unidades)
Unidades	V	µA/MHz	µA	mm	€	€
dsPIC33FJ128MC804	3.0 – 3.6	500	28 – 72	12.0x12.0x1.2	4.83	4.37
AT32UC3C1128C	3.0 – 3.6	258 - 512	31 - 73	9.0x9.0x1.0	8.42	7.74
ATUC128L4U	2.0 – 3.6	174 – 300	0.22 – 0.8	9.0x9.0x1.2	7.41	6.68
AT32UC3L0128	2.0 – 3.6	174 – 300	0.22 – 0.8	9.0x9.0x1.2	7.25	6.59
ATxmega128A4U	1.6 – 3.6	300 - 375	0.1 – 1	12.0x12.0x1.2	3.21	2.74
PIC32MX150F128D	2.3 – 3.6	500 - 1375	44 – 70	10.2x7.8x2.0	2.62	2.35
SiM3L154-C-GM	1.3 – 3.8	350 - 380	0.4	12.0x12.0x1.2	5.86	5.66
C8051F931-G-GM	1.8 – 3.6	120 - 226	0.12	9.0x9.0x1.6	1.39	1.35

Analisando ambas as tabelas, verifica-se que:

- A grande maioria dos microcontroladores analisados apresentam uma memória *flash* de 128 kbytes;
- Existem vários microcontroladores que obtêm um consumo inferior ao do dsPIC33FJ128MC804;
- No que diz respeito ao tamanho, as duas últimas alternativas, SiM3L154-C-Gm e C8051F931-G-GM, são as que apresentam um menor número de pinos e dimensões.
- Os microcontroladores de 16 bits apresentam um custo bastante inferior aos de 32 bits;
- Apenas o microcontrolador ATxmega128A4U apresenta uma frequência máxima de funcionamento inferior à do usado no sistema atual.

3.1.2. Comunicações sem fios

Quando se necessita de uma transmissão de informação sem perda de dados e com manutenção da segurança, como no caso da informação médica, existem diversas características que devem ser satisfeitas pelo sistema de transmissão.

- Interoperabilidade: assegurar que produtos de diferentes fabricantes possam comunicar e interagir entre si;

- Baixo consumo de energia: os dispositivos de monitorização médica necessitam de estar operacionais permanentemente;
- *Software*: otimizado e preparado para a transmissão de dados num formato exigido pelas autoridades médicas;
- Compatibilidade: os dispositivos de rádio necessitam de coexistir com outros transmissores rádio e não provocar interferência eletromagnética (EMI) em dispositivos eletrónicos próximos;
- Segurança: transmissão de dados segura e confidencial.

Existem vários padrões de comunicação sem fios destacando-se *Wi-Fi*, *ZigBee*, *ANT* (*Z-Wave*, *Mi-Wi*, *UWB (Ultra-Wide Band)*, *Bluetooth* e *Bluetooth Low Energy*, sendo uns mais apropriados a aplicações médicas portáteis do que outros como se perceberá em seguida.

Wi-Fi, um dos padrões mais populares de comunicação sem fios, é tecnicamente o nome da certificação dada pela *Wi-Fi Alliance* à compatibilidade entre dispositivos que utilizam a norma 802.11. Dispõe de uma grande taxa de transmissão de dados (máximo de 300 Mbps), atuando na banda de 2.4 GHz com um alcance médio de 30 m. O principal ponto fraco desta tecnologia é o elevado consumo de energia, exigindo volumosas baterias quando utilizada em aplicações de monitorização médica [43-46].

A tecnologia *ZigBee*, baseada na norma IEEE 802.15.4, foi desenvolvida por uma aliança de empresas comerciais denominada *ZigBee Alliance*. Foi concebida como uma tecnologia de baixo consumo de energia que opera na faixa de 2.4 GHz e o seu alcance estende-se até centenas de metros. Outra vantagem significativa é a de possuir a capacidade de suportar um elevado número de nós por rede (num máximo de 65535 dispositivos). A principal desvantagem desta tecnologia consiste na reduzida taxa de transmissão (250 kbps) que aumenta o tempo de transmissão de dados até 4 vezes, quando comparado com outras tecnologias [43-46].

ANT é também uma tecnologia de curto alcance e muito baixo consumo projetada para redes sensoriais. É utilizada em aplicações de desporto e *fitness*, com o objetivo da avaliação de performance e monitorização do estado de saúde. Desenvolvido pela empresa canadiana *Dynastream Innovations Inc.*, este protocolo permite a comunicação na banda 2.4 GHz do espectro RF. O baixo consumo é consequência de um reduzido *duty-cycle* na transmissão e da existência de um modo *power-down*. Mais recentemente, surgiu a *ANT+* que inclui uma função que pode ser adicionada ao protocolo base, a qual proporciona interoperabilidade na rede [43-46].

Z-Wave é uma tecnologia desenvolvida pela empresa *Zensys* destinada à comunicação de dados sem fios, que utiliza uma estreita largura de banda para enviar comandos de controlo. Tem uma taxa de transmissão até 40kbps, um alcance de 30 m e utiliza a faixa de 900 MHz na comunicação. A sua principal desvantagem é a reduzida velocidade de transmissão de dados, o que a torna inviável para a transmissão de áudio, imagem ou vídeo [43-46].

Mi-Wi, baseada na norma IEEE 802.15.4, é uma pilha protocolar proprietária, desenvolvida pela *Microchip* para aplicações de curto alcance. Foi criada com base na tecnologia *ZigBee*, apresentando um consumo menor, tendo uma reduzida taxa de transmissão [43-46].

Desenvolvida com o intuito de substituir os fios de ligação de dispositivos eletrônicos domésticos que necessitam de taxas de transmissão superiores a 1 Mbps e baixos consumos, a tecnologia UWB oferece um sistema de comunicação sem fios de banda larga que suporta altas taxas de transferência de dados, principalmente vídeo e áudio. Trata-se de uma tecnologia de curto alcance, cerca de 10 m, e de altas taxas de transmissão (480 Mbps). A pequena duração dos impulsos transmitidos (na ordem dos picosegundos) faz com que seja uma tecnologia de baixo consumo, abrangendo um largo espectro de frequências [43-46].

Bluetooth é uma tecnologia de comunicação *wireless* que permite a transmissão de dados e arquivos com rápido desempenho e a conexão segura entre dois ou mais dispositivos eletrônicos como *notebooks*, *smartphones*, *tablets*, câmaras digitais, consolas de jogos, impressoras, etc. Esta transmissão é efetuada através de comunicações rádio dentro de uma gama específica do espectro de frequências (2.4GHz) e tem um alcance até 100 m. A sua principal desvantagem é a de apenas permitir um máximo de 8 dispositivos ligados numa mesma rede. Para atender aos mais variados dispositivos, o alcance máximo foi dividido em três classes, 1 (potência máxima de 100 mW com um alcance máximo de 100 m), 2 (potência máxima de 2.5 mW com um alcance máximo de 10 m) e 3 (potência máxima de 1 mW com um alcance máximo de 1 m). Dispositivos de classes diferentes podem comunicar entre si, desde que seja garantida a distância mínima [43-46].

O desenvolvimento da tecnologia *Bluetooth Low Energy* (BLE) ocorreu quando outras soluções de baixa potência, como *ZigBee* ou *Z-Wave*, ganharam força nos vários domínios de aplicações. Embora distinta, a BLE constitui uma solução aplicável a áreas como a saúde, eletrónica de consumo, energia e segurança inteligente.

A *Bluetooth SIG*, responsável pela padronização do *Bluetooth*, desenvolveu assim uma nova geração, a versão *Bluetooth 4.1* (atualização do *Bluetooth Smart 4.0*) que incorpora características superiores relativamente às versões anteriores. Destacam-se as seguintes:

- Conexão inteligente: quando existe uma perda de conexão devido ao distanciamento dos equipamentos, essa conexão é reestabelecida automaticamente quando ambos os dispositivos se aproximam novamente;
- Economia de energia: a conexão inteligente permite uma economia do consumo de energia, uma vez que quando não está estabelecida a conexão, o módulo Bluetooth entra em *sleep mode*, o que permite uma considerável poupança de energia. Esta poupança é muito vantajosa, principalmente, em sistemas alimentados por baterias;
- Melhoria na transmissão: suporta várias tarefas em simultâneo, sendo os dados transferidos entre os dispositivos sem a existência de interferência [47].

A BLE foi desenvolvida, essencialmente, para a transmissão de pequenos volumes de dados tais como, controlo de dados, comandos de operação ou valores adquiridos por sensores. É uma tecnologia versátil que satisfaz todos os requisitos descritos, razão pela qual é a mais utilizada em sistemas de monitorização médica.

A tabela 3.3 (apresentada na página seguinte) resume as principais características das tecnologias abordadas. Os principais fatores a considerar são:

- Eficiência – define-se como a razão entre o número de dados enviados (*payload*) e o comprimento total do pacote de dados (*payload* + *overhead*);
- Eficiência energética – consiste na avaliação do consumo de energia por cada bit de dados transmitido;
- Desempenho – este engloba, principalmente, alcance, potência de transmissão e a taxa de transmissão;
- Tempo de transmissão ou latência – é dado pela razão entre o tamanho do pacote de dados e a taxa de transmissão.

A energia consumida por um transmissor pode dividir-se em duas parcelas: a primeira surge na sequência da própria geração do sinal RF, dependente da modulação e da distância entre o transmissor e o recetor, e da potência de transmissão (potência irradiada pela antena). A segunda parcela é resultante dos componentes eletrónicos necessários para a conversão de frequência, filtragem, etc (P_{txElec}). A potência transmitida é gerada pela antena do transmissor, sendo esta a responsável por uma grande parte da dissipação de energia (P_{amp}) e representando a primeira parcela do consumo total.

Em adição a estas duas componentes, a energia necessária para transmitir um conjunto de dados de n bits (E_{tx}) depende, igualmente, da taxa de transmissão (R) e da taxa de código (R_{cod}). A taxa de transmissão define-se como o número de bits transmitidos por unidade de tempo. A taxa de código mede a proporção de dados úteis (não redundante) de um dado pacote de informação. A equação 3.1 relaciona estas características e permite obter um valor médio da energia necessária para a transmissão de um bit:

$$E_{tx} = \frac{n}{RR_{cod}} (P_{amp} + P_{txElec}) \quad (3.1)$$

De uma forma mais rigorosa, é necessário contabilizar a potência consumida durante o arranque. No entanto, este aprofundamento não se justifica no contexto deste estudo.

Em termos energéticos, justifica-se a necessidade do levantamento destas características das várias tecnologias estudadas.

É importante notar que os valores apresentados na tabela 3.3 servem apenas para se fazer uma breve comparação entre as várias tecnologias abordadas, não havendo uma preocupação profunda da precisão destes valores [43-48].

Tabela 3.3: Principais características das tecnologias de comunicação sem fios abordadas [43-48].

Parâmetro	Wi-Fi	ZigBee	ANT	Z-Wave	Mi-Wi	UWB	Bluetooth	BLE	Unidades
Espectro IEEE	802.11 a/b/g/n	802.15.4	-	-	802.15.4	802.15.3	802.15.1	802.15.1	-
Banda de frequências	2.4; 5	0.868/0.915; 2.4	2.4	0.868/0.908; 2.4	0.868/0.915; 2.4	3.1 - 10.6	2.4	2.4	GHz
Máxima taxa de transmissão	300	0.250	1	0.1	0.02-0.25	110	1	1	Mbps
Alcance médio	100	10 - 100	50	30	50	10	30	100	m
Potência nominal (Tx)	15 – 20	-25 – 0	-5	-5 - 0	0 - 20	-41.3	0 – 4	0 - 4	dBm
Número máximo de nós por rede	2007	> 65000	65536	232	1024	8	8	8	-
Consumo por bit	0.0053	185.9	0.71	-	-	-		0.153	μW/bit
Número do pacote de dados	2342	128	15	-	-	-	359	47	bytes
Número de dados (<i>payload</i>)	2312	104	7	-	-	-	343	31	bytes
Tempo de transmissão	1.5	20	0.15	-	-	2	100	2.5	ms
Eficiência	98.72	81	47	81	-	-	-	66	%

Os dados da tabela 3.3 permitem concluir que a eficiência não está diretamente relacionada com o consumo energético total de transmissão, uma vez que o tamanho do pacote de dados que é necessário transmitir influencia este valor. Por exemplo a tecnologia *Wi-Fi* apresenta uma eficiência superior a 98%, no entanto, a energia necessária para transmitir um pacote de dados é superior à despendida no caso da *Bluetooth Low Energy*.

Saúde, bem-estar e desporto constituem um domínio de aplicações que, cada vez mais recorrem ao uso de dispositivos *Bluetooth*, e para o qual a tecnologia BLE pode constituir uma melhoria substancial. O módulo *Bluetooth* é, igualmente, essencial no sistema Kshirt uma vez que os dados necessitam de ser enviados para um recetor apropriado para serem, posteriormente, devidamente analisados.

O *Bluetooth* HC_05, aplicado no sistema atual, apresenta um consumo elevado durante o seu funcionamento, 100 mA no arranque e 25 mA em média. Por outro lado, este dispositivo não possui *sleep mode*, o que põe de parte uma possível gestão de energia. Assim sendo, o segundo elemento a ser analisado deve ser este módulo, cingindo-se a pesquisa a dispositivos portadores da nova geração BLE.

Desta forma, foram analisadas quatro alternativas ao HC_05, cujas especificações são apresentadas na tabela 3.4:

- Da *BlueGiga*, o módulo BLE 112;
- Da *Panasonic*, o módulo PAN1740;
- Da *Microchip*, o módulo RN4020;
- Da *Lairdtech*, o módulo BL600-SA.

Tabela 3.4: Comparação das alternativas ao módulo HC_05 [17,49-52].

Parâmetro	Tensão de funcionamento	Consumo de corrente durante a transmissão	Consumo de corrente em <i>power-down</i>	Potência Tx	Sensibilidade	Velocidade de comunicação	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100 unidades)
Unidades	V	mA	μ A	dBm	dBm	Mbps	mm	€	€
HC_05	3.0 – 4.2	25	-	$\leq +4$	- 84	1	26.9x14.0x2.2	3.60	3.60
BLE112	2.0 – 3.6	25 - 36	0.4 – 0.9	$\leq +3$	- 87 - -93	1	18.1x12.1x2.3	11.34	10.38
PAN1740	3.3	5	5	≤ 0	- 93	1	9.5x9.0x1.8	9.40	8.60
RN4020	1.8 – 3.6	12	< 0.5	$\leq +7$	- 92.5	1	19.5x11.5x2.3	6.69	6.38
BL600-SA	1.8 – 3.6	10.5	3.5	$\leq +4$	- 91	1	19.0x12.5x3.0	12.04	10.86

A partir da análise dos dados recolhidos, verifica-se que funcionalmente os dispositivos são semelhantes. Relativamente ao consumo e às suas dimensões, o PAN1740 é melhor do que os restantes módulos, no entanto, o RN4020 é o que apresenta a melhor relação qualidade/preço.

Comparativamente ao HC_05, todos os dispositivos, à exceção do BLE112, têm dimensões e consumos menores.

3.1.3. Bloco de Aquisição

O principal sinal adquirido pelo Kshirt é o eletrocardiograma. No anexo A.1 é realizada uma exposição dos conceitos teóricos, bem como de toda a informação necessária para a total e aprofundada compreensão deste exame médico, no qual é explicado em que consiste do ponto de vista anatômico e da atividade elétrica do coração. Esta apresentação é útil para se compreender o tipo de sinais em causa e a respetiva origem.

A frequência cardíaca e o tempo entre picos do complexo QRS são duas das informações obtidas a partir do sinal ECG que permitem a deteção de possíveis patologias. Assim, a compreensão das suas características e a correta aquisição do sinal englobam-se num processo da maior importância [53].

A corrente iónica que circula no corpo humano tem de ser convertida em corrente elétrica para que possa ser adquirida pelo circuito de aquisição, sendo os elétrodos as interfaces responsáveis por esta conversão. O princípio de funcionamento de um elétrodo pode ser descrito por uma interface elétrodo-eletrólito. A fim de permitir que a corrente flua entre o eletrólito, o qual não tem eletrões livres, e o elétrodo, o qual não tem catiões livres ou aniões, é necessário que ocorra uma reação química na interface (representada nas equações 3.2 e 3.3).



assumindo que A e C são os aniões e os catiões do eletrólito, respetivamente, e que o elétrodo é constituído por catiões do eletrólito.

Aquando das reações de oxidação, os catiões oxidam na interface e os aniões são oxidados para se formar um átomo neutro, resultando num eletrão livre no elétrodo, podendo então, a corrente fluir a partir do elétrodo para o eletrólito. Do mesmo modo, as reações de redução criam corrente no sentido oposto [53].

Ocorrendo a reação, acumula-se um gradiente de carga na interface elétrodo-eletrólito, o que resulta numa diferença de potencial responsável pela tensão *offset*.

A primeira etapa do projeto de um sistema eletrónico é a compreensão do sinal que vai ser adquirido. O sinal ECG, detetado pelo sistema de aquisição, consiste num sinal de reduzida amplitude na presença de um elevado *offset* e ruído, o qual se decompõe em três componentes: o sinal ECG diferencial real, o sinal de *offset* dos elétrodos e o sinal de modo-comum.

O sinal cardíaco real, tipicamente até 5 mV pico a pico, tem uma largura de banda de 0.05Hz a 150 Hz [53].

De acordo com o referido, a interface pele-elétrodo introduz um *offset* que adquire valores típicos de 300 mV [53].

Além disso, o corpo humano tem a capacidade de captar sinais que interferem com sinal real, nomeadamente a radiação magnética a 50 Hz das instalações elétricas. Todo o tipo de interferência pode manifestar-se como sinais singulares ou sinais de modo-comum e engloba, entre outras, a interferência da rede elétrica ou artefactos de movimentos (mudanças na linha de

base do sinal ECG causadas por mudanças na interface pele-eléttrodo devido ao movimento do eléttrodo, resultante da movimentação do utilizador ou da vibração) [53].

Por outro lado, na presença de sinas de reduzida amplitude devido à oposição dos tecidos, como os pulmões ou parede torácica, um grande número de sinas elétricos gerados no miocárdio são perdidos antes de alcançar os eléttrodos.

A figura 3.1 ilustra a natureza típica do sinal ECG adquirido.

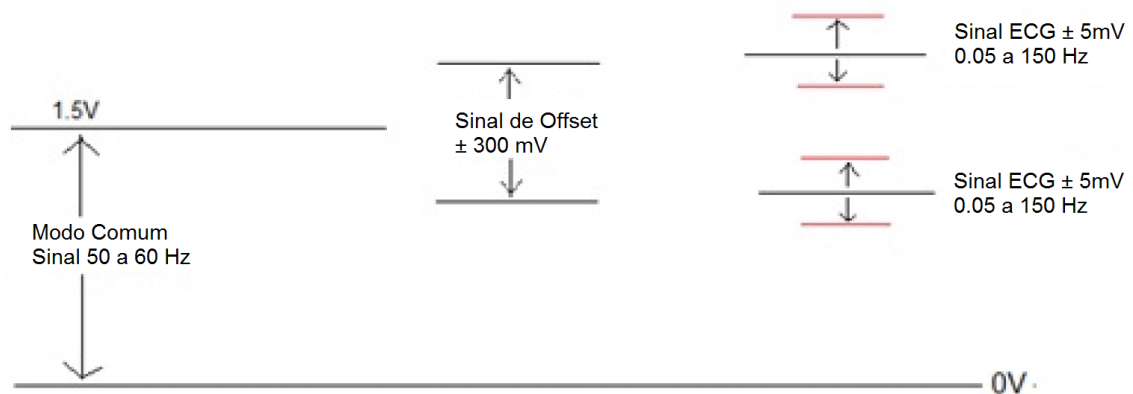


Figura 3.1: Natureza do sinal ECG adquirido [53].

Para avaliação clínica, a largura de banda utilizada é de 0.05 – 100 Hz. No entanto, para monitorização do ECG, a largura de banda tipicamente utilizada é de 0.05 – 50 Hz, sendo a amostragem realizada a uma frequência igual ou superior a 100 Hz, de modo a garantir o teorema da amostragem com uma resolução que varia entre 8 a 16 bits, de modo geral. No Kshirt é usada uma resolução de 12 bits e a amostragem do sinal é feita a uma frequência de 100 Hz.

O processo de aquisição do ECG envolve várias etapas desde a captação dos sinas até à disponibilização dos mesmos para análise.

Existem várias formas de efetuar a leitura do ECG através de eléttrodos colocados sobre a pele do corpo. No caso da Kshirt é medida a diferença de potencial entre ambos os braços, tendo em conta uma referência gerada de modo a que o corpo e o circuito permaneçam ao mesmo potencial elétrico, com o intuito de reduzir os sinas de modo comum [54].

Como referido, a amplitude do sinal ECG é da ordem das unidades de mV (tipicamente 5 mV). Face a sinas desta amplitude, é clara a necessidade de um estágio de amplificação. Tipicamente, esta amplificação pode ser feita recorrendo a um amplificador de instrumentação, no qual os sinas de entrada são os dois sinas adquiridos pelos eléttrodos colocados em ambos os braços. Como sinal de saída, surge a diferença de potencial adquirida devidamente amplificada. É comum o uso de um amplificador de instrumentação que possui uma elevada resistência de entrada, na ordem dos GΩ, uma baixa corrente de polarização e um elevado nível de rejeição de modo comum para rejeitar as interferências da rede elétrica, e ganhos entre 10 e 50 V/V para evitar a saturação do sinal [53,54].

Posteriormente, o sinal amplificado deve passar por um bloco de filtragem de modo a eliminar componentes de baixa frequência, tais como variação da referência e sinas gerados pela

respiração, bem como ruído de alta frequência, como por exemplo, interferências da rede elétrica, interferência eletromagnética ou mesmo ruído eletromiográfico (ruído resultante da atividade muscular). Geralmente, os sinais de modo-comum são contornados recorrendo aos seguintes métodos:

- O aumento, tanto quanto possível, do isolamento da tensão de referência;
- O aumento da rejeição de modo-comum do circuito (na ordem dos 100 dB);
- O uso de uma referência (geralmente associado à perna direita do utilizador).

A interferência eletromagnética pode ser reduzida, diminuindo a distância entre o circuito de aquisição e os elétrodos.

Por fim, após a filtragem necessária, o sinal pode ser digitalizado através de conversores ADC. Na ausência destes últimos, o sinal analógico, devidamente amplificado e filtrado, é adquirido numa entrada analógica do microcontrolador que realiza a digitalização internamente.

Em suma, o projeto de um sistema de aquisição de ECG engloba três secções distintas. Como referido, a primeira abrange o circuito de interface com os elétrodos presentes na pele. A segunda secção consiste num bloco de amplificação do sinal adquirido. Por fim, surge a fase de filtragem a fim de eliminar o ruído de baixa e alta frequência existente. Pode existir, ainda, um módulo de digitalização do sinal (usando ADC) no fim do circuito de condicionamento. A figura 3.2 resume o processo descrito. Na imagem é visível um amplificador isolador, que tem como função promover o isolamento elétrico entre o paciente e o circuito e o isolamento galvânico entre os sinais de entrada e saída. No entanto, em dispositivos alimentados por pequenas baterias, sendo dispendioso, este isolamento não se justifica, uma vez que os níveis de tensão e corrente são inofensivos para o ser humano.

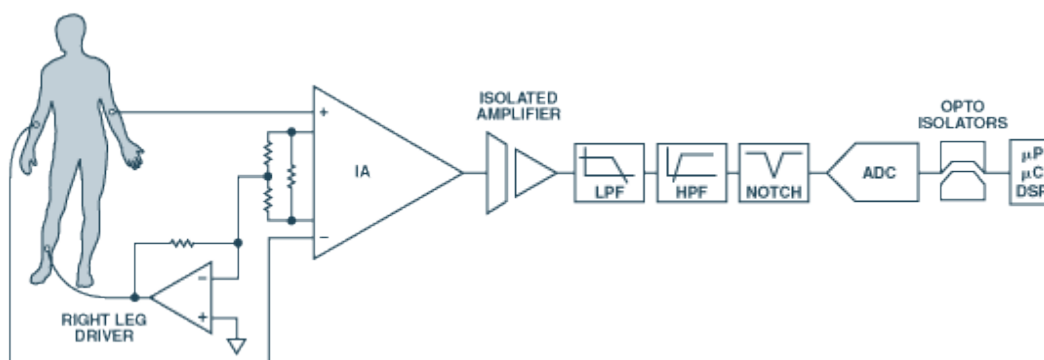


Figura 3.2: Possíveis estágios de um circuito de aquisição de sinal ECG [55].

Existem, atualmente, circuitos integrados AFE (*Analog Front End*) que permitem substituir todo o circuito de condicionamento de sinal por um componente que realiza esta tarefa internamente.

Os principais componentes existentes num circuito AFE são amplificadores de instrumentação, amplificadores operacionais, que implementam filtros, e conversores analógico-digitais.

Assim, foi feito um levantamento de soluções existentes no mercado projetadas para aplicações portáteis e especializadas para a aquisição de sinais desta natureza, tendo em conta os fatores descritos na tabela seguinte (tabela 3.4).

Tabela 3.5: Necessidades na aquisição de sinal ECG.

Parâmetro	Valores	Unidades
Largura de banda do sinal	0.05 a 150	Hz
Amplitude do sinal	5 (pico a pico)	mV
Número de canais	1	-

Além destes fatores, é necessário juntar algumas características importantes para o projeto:

- Baixo consumo;
- Disponibilidade do modo *power-down*;
- Detecção de *lead-off* – Consiste na deteção de um impulso elétrico nos elétrodos. O princípio básico de operação consiste em produzir um sinal e medir a resposta para apurar se o eletrodo está ligado ou desligado;
- Tamanho reduzido (incluindo número de pinos);
- Tensão de funcionamento de 3.3 V.

Existem circuitos integrados especializados para a aquisição e condicionamento de sinais biomédicos, em especial, o ECG, recaindo a pesquisa sobre estes componentes.

Antes de se apresentarem as várias alternativas estudadas (tabela 3.6), é importante salientar que, apesar das diferentes características elétricas, os modelos ADS12xx da *Texas Instruments* diferem no número de canais, na taxa de conversão e no número de pinos que possuem e que, todos os modelos apresentam modos *power-down* e deteção de *lead-off*. Os modelos ADS12xx e ADS11xx diferem, essencialmente, na resolução dos ADC, sendo de 24 e 16 bits, respetivamente.

Dadas estas semelhanças, e tendo em conta as necessidades do projeto, são analisados os blocos de aquisição:

- ADS1192, ADS1292 e ADS1292R da *Texas Instruments*, com dois canais;
- ADAS1000-4 da *Analog Devices*, com três canais;
- AD8232 da *Analog Devices*, com um canal – este componente apenas efetua o condicionamento de sinal analógico, ou seja, não possui ADC.

Tabela 3.6: Comparação dos blocos de aquisição analisados [56-59].

	Tensão de funcionamento	Consumo de corrente	Consumo de corrente em <i>power-down</i>	Corrente de polarização	Ruído de entrada	Número de pinos	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100 unidades)
Unidades	V	μA	μA	nA	μVpp	-	mm	€	€
ADS1192	2.7 – 3.6	225	1.33	0.2	8	32	7.2 x 7.2 x 1.5	7.94	6.96
ADS1292	2.7 - 3.6	300	1.33	0.2	8	32	7.2 x 7.2 x 1.5	7.85	7.07
ADS1292R	2.7 - 3.6	300	1.33	0.2	8	32	7.2 x 7.2 x 1.5	8.71	8.00
ADAS1000-4	3.15 – 3.6	4400	786	1	10	64	12.0 x 10.0 x 1.6	14.07	13.37
AD8232	2.0 – 3.5	210	0.04 – 0.5	0.2	12	20	4.0x4.0x0.75	2.39	2.30

Dos dados fornecidos é possível inferir que:

- Os módulos ADS1192 e AD8232 são os que apresentam um consumo inferior;
- O bloco de aquisição ADS1292R apresenta as mesmas características que o seu homólogo ADS1292, no entanto, o valor económico é superior uma vez que permite a medição de frequência respiratória;
- O AD8232 tem um custo de aquisição bastante inferior aos restantes e é o que possui dimensões mais reduzidas, no entanto, ao contrário dos outros componentes, não permite o condicionamento total do sinal ECG adquirido;
- O ADAS1000-4 é o mais robusto, apresentando 3 canais de aquisição, no entanto, apresenta um consumo demasiado elevado, comparativamente às restantes soluções.

3.1.4 Bateria

Em aplicações portáteis como o Kshirt, o desempenho e o volume são os principais atributos a ter em conta na escolha de uma bateria. O desempenho inclui, entre outros, o tempo de operação, os ciclos de carga e descarga e a taxa de auto-descarga. Todas estas características estão relacionadas com a densidade de energia e a capacidade de cada célula. Existem vários tipos de baterias recarregáveis, dos quais se destacam as seguintes:

- Níquel-Cádmio (NiCd);
- Níquel e hidretos metálicos (NiMH);

- Iões de lítio (Li-ion);
- Polímero de lítio (Li-Po).

As baterias de NiCd são bastante comuns em equipamentos eletrônicos, apresentando uma boa relação custo-desempenho. As suas vantagens são o reduzido tempo de carga, a longa vida útil (1000 ciclos de carga/descarga) e o bom desempenho, mesmo em condições de temperatura elevada e sobrecargas. No entanto, apresentam uma baixa densidade energética, o indesejável efeito memória e uma elevada auto descarga. O facto de possuir metais tóxicos faz deste tipo de baterias um dos mais poluentes [60].

Com o dobro da densidade energética das anteriores, as baterias de NiMH são menos poluentes e apresentam, igualmente, um longo período de vida útil (500 a 1000 ciclos de carga/descarga). Possuem um bom desempenho nos primeiros ciclos, com correntes elevadas de descarga, e com um reduzido efeito memória. As suas limitações são a diminuição de desempenho após os 200-300 ciclos de carga/descarga e a elevada auto-descarga [60].

As baterias de iões de lítio são relativamente mais leves do que as restantes, dadas as características do lítio. A elevada densidade energética, a baixa auto-descarga e o reduzido efeito memória constituem as principais vantagens face às apresentadas em cima. Os principais inconvenientes são o relativo reduzido período de vida útil e a perda de desempenho quando descarregadas completamente [60].

As baterias de polímeros de lítio são sensivelmente semelhantes às de iões de lítio. As suas vantagens, aliadas às apresentadas pelas anteriores, são a reduzida espessura, a maior resistência a sobrecargas e a maior flexibilidade. Em contrapartida, apresentam uma menor densidade energética e são, dos quatro tipos, as que apresentam um maior custo. A tabela 3.7 resume as principais características destes tipos de baterias recarregáveis [60].

Tabela 3.7: Principais características das baterias NiCd, NiMH, Li-ion e Li-Po [60].

Características	Densidade energética	Tensão nominal	Tempo de carga rápida	Tolerância de sobrecargas	Autodescarga
Unidades	Wh/Kg	V	h	-	-
NiCd	45 – 80	1.2	1	Moderada	20 %
NiMH	60 – 120	1.2	1 - 4	Baixa	30 %
Li-ion	110 – 160	3.6	2 – 4	Muito baixa	10 %
Li-Po	100 – 130	3.7	2 - 4	Baixa	10 %

As baterias de iões de lítio (Li-ion) e de polímeros de lítio (Li-Po) têm vindo a ser amplamente utilizadas em vários géneros de dispositivos eletrônicos portáteis, uma vez que possuem várias vantagens, tais como, alta densidade energética, baixa necessidade de manutenção, baixa auto descarga, elevada tensão por célula e menor peso, quando comparadas com baterias de NiMH ou NiCd. Assim, o aprofundamento recai sobre estas baterias.

A capacidade de uma bateria, em Ah, define-se como a corrente elétrica que esta consegue fornecer durante uma hora de funcionamento (equação 3.4).

$$\text{Capacidade (C)} = \text{corrente de descarga (I)} * \text{tempo de descara (t)} \quad (3.4)$$

A título de exemplo, considere-se a bateria LP-402025-IS-3 usada no sistema atual, a qual apresenta uma capacidade típica de 165 mAh.

Se a corrente de descarga for de 165 mA, teoricamente obtém-se uma autonomia de 1h, ou seja, a bateria consegue fornecer 165mA durante uma hora. Da mesma forma, se a corrente de descarga for de 16.5mA, a autonomia é de cerca de 10h de funcionamento, e assim em diante. Esta foi a abordagem seguida para o cálculo da autonomia teórica do sistema.

Conclui-se, portanto, que a autonomia é diretamente proporcional à capacidade da bateria e inversamente proporcional à corrente de descarga.

A solução mais imediata para o aumento da autonomia é a substituição da bateria usada por uma de maior capacidade. Esta questão seria relativamente fácil de abordar caso não houvesse limitações de espaço disponível. Contudo, embora um dos objetivos da dissertação seja, de facto, um aumento da duração do funcionamento do sistema, como referido, deve existir o compromisso entre a melhoria e o custo.

Assim, seguindo o requisito da empresa, uma possível substituição passa por uma bateria de dimensões inferiores à atual, principalmente no que diz respeito à espessura da mesma. Por outro lado, surge a necessidade de reduzir custos, que pode ser alcançada através do uso de uma bateria de menor capacidade. Deve, no entanto, haver um compromisso de modo a que a diminuição da capacidade não interfira significativamente na autonomia do sistema.

Assim, foi feito um breve levantamento de baterias existentes no mercado, analisando-se soluções de diferentes capacidades, de modo a evidenciar a relação direta entre a capacidade e o volume. Todas as baterias analisadas têm uma tensão nominal de 3.7V.

Na primeira linha da tabela 3.8 são apresentadas as características da bateria LP-402020-1S-3 utilizada no sistema atual, servindo as restantes para a caracterização das baterias propostas.

Tabela 3.8: Comparação de baterias de diferentes capacidades [21,61-69].

Parâmetro	Capacidade	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100 unidades)
Unidades	mAh	mm	€	€
LP-402025-IS-3	155	26.0x20.0x3.8	11.67	9.38
LP-402933-IS-3	300	34.0x29.0x3.8	12.85	10.32
GM201030	43	30.0x10.0x2.0	5.04	3.21
381120	50	20.0x11.0x3.8	2.29	2.29
381220	60	20.0x12.0x3.8	2.45	2.45
GM301030	62	30.0x10.0x3.0	8.83	2.94
300955	100	55.0x9.0x3.0	6.20	6.20
LP401230	100	31.0x11.5x3.8	4.38	3.89
282327	120	28.0x24.0x2.8	7.42	7.27
351730	120	30.0x17.0x3.5	6.20	6.20

As baterias de menor capacidade são, de um modo geral, as que apresentam um custo inferior. Este facto pode ser verificado no caso dos modelos 381120 e 381220, de 50 e 60 mAh de capacidade, respetivamente. O terceiro menor valor de custo está associado ao modelo LP401230, de 100mAh, que apresenta uma boa relação qualidade custo.

No anexo A.2, encontra-se um estudo no qual se calcula, teoricamente, qual a autonomia do novo sistema (versão 2) com cada uma das baterias analisadas.

De acordo com o estudo, verifica-se que as baterias de 100 e 120 mAh permitem obter uma autonomia superior à alcançada na versão 1, constituindo as melhores alternativas.

3.1.5. Controlador de carga

Como referido, este componente não interfere significativamente no consumo total, uma vez que apenas se encontra em funcionamento aquando da existência da conexão USB, contribuindo apenas em modo *power-down*. Embora não sendo um componente crítico no consumo total, foram analisados alguns controladores existentes no mercado com o intuito de averiguar a existência de novas soluções. Existem alguns critérios que devem ser respeitados tais como:

- Reduzida corrente de descarga da bateria;
- Tensão de funcionamento de 5V;
- Tensão de saída regulada de 4.2 V.

Na tabela 3.9 apresentam-se as características dos controladores:

- MCP73871 da *Microchip*;
- BQ25101 da *Texas Instruments*;
- LTC4054L-4.2 da *Linear Technology*;
- MC34674D da *Freescale Semiconductor*.

O BQ25101 da *Texas Instruments* surgiu no mercado apenas numa fase posterior do trabalho, após o desenho do novo circuito. Contudo, são descritas as suas características para efeitos de comparação e como possível solução futura.

Tabela 3.9: Comparação das alternativas ao controlador de carga MCP73833 [24,71-73].

	Tensão de funcionamento	Consumo de corrente	Consumo de corrente em <i>power-down</i>	Tensão de saída regulada	Corrente de saída regulada @ modo de corrente constante	Corrente de descarga da bateria (leakage)	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100 unidades)
Unidades	V	μA	μA	V	μA	μA	mm	€	€
MCP73833	3.75 - 6	2000 - 3000	50 - 100	4.20	90-110	0.25 - 2	3.6x2.8x0.9	0.64	0.59
BQ25101	4.45 - 6.45	750 - 1000	125	4.20	10 - 250	0.05 - 0.075	1.6x0.9x0.5	-	-
LTC4054L	4.25 - 6.5	1200 - 2000	25 - 50	4.20	10 - 150	1 - 2	2.9x2.8x1.0	2.97	2.68
MC34674D	4.3 - 10	1400	300 - 350	4.20	50 - 1050	1	3.0x2.0x0.7	0.74	0.51

O BQ25101 é o componente com as melhores características. As restantes soluções apresentam uma corrente de descarga da bateria bem como um custo superiores aos apresentados pelo MCP73833.

Como mencionado no capítulo anterior, existem circuitos integrados que possuem, num único componente, um transístor de efeito de campo e um díodo de *Schottky*. No entanto, por razões explicadas no próximo capítulo, aquando da explicação do novo circuito carregador e regulador, não se apresenta o resultado da pesquisa destes componentes.

3.1.6. Reguladores de tensão

A tensão de alimentação dos vários componentes eletrónicos deve ser a mais estável possível, razão pela qual se utilizam reguladores de tensão.

O circuito regulador de tensão pode ser distribuído, ou seja, possuir vários reguladores com a função de alimentar um determinado conjunto de componentes. A grande vantagem desta abordagem reside na maior estabilização da tensão de saída e no menor nível de ruído, uma vez que à saída de cada regulador a corrente exigida pelo circuito será menor. Contudo, quanto maior o número de componentes constantes no circuito, maior é o consumo final. Por outro lado, o requisito imposto pela IncreaseTime para a versão 2 do Kshirt é o uso de apenas um regulador.

Existem dois tipos de reguladores de tensão usados em dispositivos portáteis que são abordados separadamente a seguir: reguladores lineares LDO (*Low-dropout*) e reguladores comutados.

3.1.6.1. Reguladores Lineares

Os reguladores de tensão comutados e os reguladores de tensão lineares usam técnicas diferentes para produzirem uma tensão de saída regulada, a partir de uma tensão de entrada não regulada.

Os reguladores lineares mais usados são os *step-down* que só permitem diminuir a tensão de entrada. Isto é atingido por transístores bipolares ou MOSFET em série que funcionam em modo linear. Significa que a condução varia proporcionalmente de modo a manter constante a tensão de saída. Funcionando deste modo, haverá sempre uma diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída e, conseqüentemente, o regulador dissipa uma potência considerável.

É devido a esta perda de potência que os reguladores lineares apresentam rendimentos inferiores aos apresentados pelos reguladores comutados. Por exemplo, se um regulador de 5.0 V tem uma entrada de 12 V para uma corrente de carga de 100 mA, para fornecer uma potência útil na carga de 500 mW dissipa cerca de 700 mW, o que perfaz um rendimento de 42%.

Contudo, os reguladores lineares são, do ponto de vista energético, economicamente rentáveis para aplicações de baixa potência, como é o caso da Kshirt.

O rendimento do regulador linear TPS76933 usado no sistema pode ser calculado pela seguinte razão, considerando como iguais as correntes de entrada e de saída:

$$\eta = \frac{V_o}{V_i} = \frac{3.3}{3.7}, \quad (3.5)$$

obtendo-se, assim, um rendimento de cerca de 89%.

No entanto, de forma a mostrar o valor de perdas existente, aplica-se as relações seguintes (equações 3.6, 3.7 e 3.8).

$$P_{o\acute{u}til} = V_o * I_o \quad (3.6)$$

$$P_D = (V_o - V_i) * I_o \quad (3.7)$$

$$\eta = \frac{P_{o\acute{u}til} - P_D}{P_{o\acute{u}til}} \quad (3.8)$$

Recorrendo às equações anteriores e usando os dados descritos previamente, obtém-se os seguintes valores:

$$P_{o\acute{u}til} = 3.7 * 0.1 = 370 \text{ mW}$$

$$P_D = (3.7 - 3.3) * 0.1 = 40 \text{ mW}$$

$$\eta = \frac{370 - 40}{370} = 89\%$$

Perante estes valores verifica-se que, para a aplicação em causa, o regulador TPS76933 apresenta um rendimento próximo dos alcançados por reguladores comutados. No entanto, o rendimento não é o único fator a considerar devendo ser tomada atenção ao consumo energético.

O primeiro passo a seguir aquando da escolha de um regulador de tensão é verificar a gama de tensões de entrada e de saída, bem como do nível da corrente de carga necessárias para o circuito.

Assim, é apresentado (tabela 3.10) o conjunto das necessidades do sistema no que diz respeito a estes valores.

Tabela 3.10: Necessidades de tensões e corrente do regulador de tensão.

Parâmetro	Valor	Unidades
Tensão de entrada	> 5.0	V
Tensão de saída	3.3	V
Nível de corrente na carga	≥ 100	mA

Mais uma vez, foi feita uma pesquisa de reguladores mais recentes a fim de avaliar a necessidade de substituição do utilizado na versão 1. Todos os componentes apresentam uma tensão de saída regulada de 3.3V. O regulador STLQ015 apenas foi encontrado numa fase posterior do trabalho, servindo a sua apresentação como ponto de partida para uma possível alternativa futura. A tabela 3.11 detalha os reguladores:

- TPS76933, TPS78233 e LP5951 da *Texas Instruments*;
- STLQ015 e LD39015 da *STMicroelectronics*.

Tabela 3.11: Comparação de alternativas ao regulador linear TPS76933 [27,73-76].

	Tensão de funcionamento	Corrente de saída contínua	Consumo de corrente	Consumo de corrente em <i>power-down</i>	Tensão mínima de entrada do nível lógico alto no pino EN	Tensão máxima de entrada do nível lógico baixo no pino EN	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100 unidades)
Unidades	V	mA	μA	μA	V	V	mm	€	€
TPS76933	2.7 - 10	0 - 100	17 - 28	1 - 2	1.7	0.9	2.9x2.1x1.1	0.62	0.46
TPS78233	2.2 - 5.5	0 - 150	8	0.018 - 0.130	1.2	0.4	3.1x3.1x1.1	0.64	0.56
LP5951	1.8 - 5.5	0 - 150	33	0.005 - 1	0.9	0.4	3.1x3.0x1.4	0.52	0.45
STLQ015	1.5 - 5.5	0 - 150	1.4 - 2.4	0.001 - 0.2	0.7	0.4	1.7x1.7x0.6	0.43	0.28
LD39015	1.5 - 5.5	0 - 150	38	0.001 - 1	0.9	0.4	3.0x1.6x1.5	0.64	0.51

A visualização da tabela 3.11 permite verificar que todas as soluções apresentadas possuem um consumo em *power-down* inferior ao regulador TPS76933, o mesmo não acontecendo em funcionamento contínuo. Os reguladores LP5951 e LD39015 apresentam, não só um consumo superior, como também um maior volume. Relativamente ao custo, os reguladores TPS78233 e o LD39015, embora pouco significativo, apresentam valores superiores aos do regulador TPS76933. O regulador STLQ015 é o que apresenta as melhores características, desde o consumo ao custo de aquisição.

3.1.6.2. Reguladores comutados

Os reguladores comutados funcionam através da rápida comutação do elemento série entre dois estados de funcionamento: o corte, em que uma alta tensão é aplicada ao elemento série mas em que não há circulação de corrente, e a saturação em que há uma alta circulação de corrente com uma pequena queda de tensão. Os reguladores de tensão comutados são mais eficientes do que os lineares, apresentando rendimentos entre 65% e 95%. A maior desvantagem nestes reguladores está no nível de ruído que apresentam. Existem aplicações em que a melhor solução é usar um regulador linear após um regulador comutado, de forma a limitar ao máximo este ruído, uma vez que o segundo tipo não introduz ruído a alta frequência.

A vantagem significativa do uso de reguladores comutados apenas se manifesta em aplicações de potências relativamente elevadas (tipicamente ≥ 10 W) e em aplicações na quais é necessário elevar e diminuir o valor da tensão.

Existem, naturalmente, outros inconvenientes associadas aos reguladores comutados. A questão da necessidade de componentes externos para o seu correto funcionamento é uma das desvantagens em aplicações como o Kshirt, no qual o limite de espaço constitui um importante fator.

De forma a ser possível realizar uma melhor comparação, foi feita uma pesquisa destes reguladores.

Segue-se uma breve lista de possíveis reguladores a implementar no sistema Kshirt. Os vários modelos diferem, essencialmente, nos três parâmetros descritos na tabela 3.10. Naturalmente, todos os componentes apresentam uma tensão regulada de 3.3V.

São analisados, então, os reguladores TPS76933, TPS62737, TPS62740 e LM3670 da *Texas Instruments*, apresentando-se as suas especificações na tabela 3.12.

Tabela 3.12: Comparação dos reguladores comutados apresentados [27,77-79].

	Tensão de funcionamento (V_{in})	Corrente de saída contínua	Consumo de corrente	Consumo de corrente em <i>power-down</i>	Tensão mínima de entrada do nível lógico	Tensão máxima de entrada do nível lógico	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100)
Unidades	V	mA	μ A	μ A	V	V	mm	€	€
TPS76933	2.7 - 10	0 - 100	17 – 28	1 – 2	1.7	0.9	2.9x1.6x1.1	0.59	0.44
TPS62737	2.0 – 5.5	0 – 200	0.38 – 0.60	0.011 – 0.045	V_{in} – 0.2	0.2	4.3x4.3x1.0	2.10	1.92
TPS62740	2.2 – 5.5	0 – 300	0.36 – 1.8	0.07 - 1	1.1	0.4	3.1x2.1x0.8	2.42	2.20
LM3670	2.5 – 5.5	0 – 350	15	0.1 – 1	1.3	0.4	3.0x1.7x1.4	0.70	0.62

Os reguladores TPS62737 e TPS62740 apresentam consumos, quer em funcionamento contínuo, quer em modo *power-down*, bastante inferiores aos do regulador linear LDO TPS76933, sendo, no entanto, o volume e os custos, significativamente, superiores. O LM3670 é a alternativa que apresenta o melhor balanço desempenho/custo, com um volume semelhante ao do regulador TPS76933.

Analisando a folha de características do regulador LM3670, observa-se que, face às especificações e necessidades do projeto, apresenta um rendimento entre 90% e 95%, como se pode comprovar no gráfico seguinte (fig. 3.3).

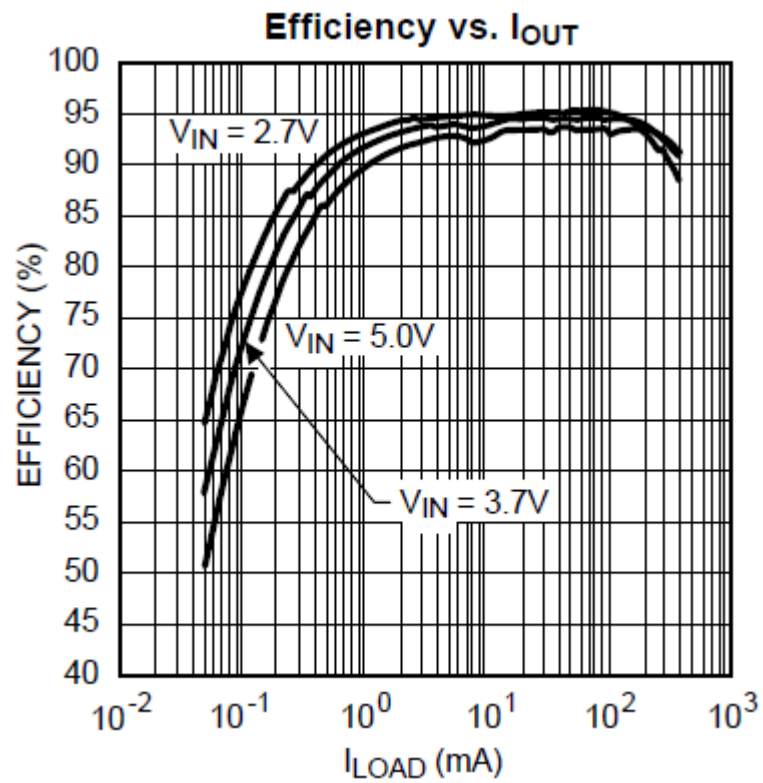


Figura 3.3: Curva de rendimento VS tensão de entrada do regulador comutado LM3670 [79].

Em resumo apresenta-se uma pequena tabela (tabela 3.13) na qual é feita uma descrição das características dos dois tipos de reguladores.

Tabela 3.13: Comparação de reguladores lineares e reguladores comutados.

	Reguladores Lineares LDO	Reguladores Comutados
Função	Step-down	Step-up, step-down, inversor
Eficiência	Baixa a média. A eficiência é elevada apenas se a diferença entre as tensões de entrada e de saída for pequena.	Alta, exceto com correntes de carga muito baixas (μA) nas quais o consumo de corrente de comutação é normalmente elevado.
Dissipação de calor	Alta, se a diferença entre as tensões de saída e de entrada for elevada.	Baixa, para potências inferiores a 10 W.
Complexidade	Baixa, geralmente apenas é necessário o regulador e pequenos condensadores.	Média a alta. Normalmente necessitam de uma bobina, um díodo, filtros para circuitos de alta potência e transístores de efeito de campo externos
Tamanho	Geralmente reduzido	Maiores do que os lineares para aplicações de baixas potências
Custo	Baixo	Médio a alto, principalmente devido à necessidade de componentes externos
<i>Ripple</i> /Ruído	Baixo ruído e sem <i>ripple</i>	Médio a alto, devido ao ripple na alta comutação

3.1.7 Módulos inerciais

O módulo MPU-9150 representa uma parcela relativamente significativa no consumo total, no entanto, a sua utilização é importante para o controlo da atividade física dos utilizadores.

Os módulos inerciais podem dividir-se, essencialmente, em três grupos, dependendo dos sensores que englobam:

- Giroscópio+Acelerómetro+Magnetómetro – 9 eixos, tipicamente;
- Giroscópio+Acelerómetro – 6 eixos, tipicamente;
- Giroscópio ou Acelerómetro ou Magnetómetro – 1,2 ou 3 eixos.

O módulo usado no sistema atual é de 9 eixos, mas a empresa pretende a sua substituição por um que incorpore apenas giroscópio e acelerómetro, ou seja, o uso de dispositivos de 6 eixos. Esta pesquisa tem o intuito de concluir se é compensatória a substituição do MPU-9150 por outro dispositivo, relativamente ao consumo e, obviamente, ao custo associado.

Relativamente às especificações, apenas é necessário ter em consideração uma tensão de funcionamento de 3.3 V e um consumo maximamente reduzido. Assim, na tabela 3.14 apresenta-se os módulos:

- MPU-9150, MPU-6050 e MPU-6555 da *InvenSense*;
- MAX21100 da *Maxim Integrated*;
- LSM330DLC da *STMicroelectronics*.

Tabela 3.14: Comparação dos módulos inerciais apresentados [28,80-83].

	Tensão de funcionamento	Consumo de corrente	Consumo de corrente em power-down	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100 unidades)
Unidades	V	mA	μ A	mm	€	€
MPU-9150	2.4 – 3.4	3.9 – 9.9	6	4.8x4.8x1.0	8.06	6.45
MPU-6050	2.4 - 3.4	3.9	5	4.8x4.8x0.9	6.81	5.45
MPU-6500	1.7 – 3.4	3.9	6	3.8x3.8x0.9	6.81	5.45
MAX21100	1.7 – 3.6	5.6 – 6.4	1.2 - 10	3.8x3.8x0.8	5.07	3.67
LSM330DLC	2.4 – 3.6	6.3	11	5.0x4.0x1.1	4.86	4.39

Qualquer um dos controladores inerciais apresenta um consumo inferior ao do MPU-9150, como seria de esperar, dado serem tecnologias mais recentes. O LSM330DLC é o que apresenta um custo inferior, no entanto, o seu consumo é superior ao dos restantes componentes. Os controladores MPU-6050 e MPU-6500 são os que apresentam a melhor relação desempenho/preço.

3.1.8. Sensores de temperatura

A análise de sensores de temperatura baseou-se em componentes funcionalmente semelhantes ao TMP006, utilizado no sistema atual. A razão que justifica a necessidade de medição da temperatura sem contacto físico é a localização do dispositivo na t-shirt.

A pesquisa não retornou componentes funcionalmente superiores ao utilizado, pelo que se optou pela sua manutenção na versão 2 do Kshirt.

3.1.9 RTC (*Real Time Clock*)

No capítulo 4 é explicada a importância do uso deste tipo de componentes assim como o motivo pelo qual a tensão de funcionamento deve situar-se entre 2.7 e cerca de 5.5 V.

Um RTC é um circuito integrado que mede o tempo real, sendo o seu princípio de funcionamento igual a um simples relógio. Para poder “despertar” o microcontrolador em períodos ou datas específicas é necessário que estes componentes possuam alarmes programáveis.

O RTC PCF85263A foi encontrado apenas numa fase posterior do trabalho, procedendo-se da mesma forma que no caso do controlador de carga BQ25101, ou seja, são também apresentadas as suas características numa possível perspetiva futura de trabalho.

Após pesquisa, apresenta-se um resumo (tabela 3.15) das melhores soluções encontradas:

- DS1337 da *Maxim Integrated*;
- M41T62 da *STMicroelectronics*;
- PCF85263A da *NXP Semiconductors*.

Tabela 3.15: Comparação dos RTC apresentados [84-86].

	Tensão de funcionamento	Consumo de corrente	Consumo de corrente em <i>power-down</i>	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100 unidades)
Unidades	V	μ A	nA	mm	€	€
DS1337	1.8 – 5.5	0.6 - 150	100	4.9x3.0x1.1	2.01	1.73
M41T62	1.3 - 4.4	70	700	2.9x2.9x0.8	1.32	1.06
PCF85263A	1.8 – 5.5	10	320 – 480	5.0x4.0x1.8	0.72	0.63

As soluções apresentadas diferem significativamente, sendo cada uma delas superior às restantes numa determinada característica. O RTC DS1337 é, claramente, o que apresenta um menor consumo, no entanto, o custo de aquisição deste componente é elevado. A solução da *STMicroelectronics*, demonstra o maior consumo mas, em contra partida, é o que tem um volume inferior. Por fim, o PCF85263A é o RTC com o menor custo de aquisição, pesando, no entanto, as suas dimensões.

3.1.10. Memória *Flash*

Tal como referido para o RTC, a pesquisa de memórias *flash* é justificada no capítulo seguinte.

Como se pôde constatar na tabela 1.1, uma das desvantagens do Kshirt face a algumas soluções é a impossibilidade de armazenamento dos dados adquiridos. A análise posterior destes dados ou o armazenamento de novas versões de *firmware* constituem dois exemplos de funcionalidades interessantes que podem ser adicionadas ao Kshirt. Para realizar estas funções, surge a necessidade de um dispositivo de armazenamento externo.

Existem vários tipos de alternativas, no entanto, perante a possibilidade de não existir alimentação no sistema Kshirt, faz sentido o uso de uma memória que permita guardar os dados mesmo nesta situação, ou seja, de uma memória não volátil. As memórias *flash* são as mais usadas em dispositivos portáteis, uma vez que oferecem tempos de acesso de leitura/escrita relativamente rápidos e uma boa resistência a condições externas.

Uma memória *flash* é uma memória semelhante a uma RAM (*Random Access Memory*) que preserva os dados guardados mesmo na ausência de fonte de alimentação.

Mais uma vez, deseja-se uma tensão de funcionamento que englobe os 3.3V. Dada a quantidade de diferentes soluções e, dado o conselho da empresa, limitou-se a pesquisa apenas a memórias de 8 e 16 Mbits. Todas as soluções apresentadas permitem, no mínimo, 100.000 ciclos de leitura/escrita. Na tabela 3.16 são apresentadas as especificações das memórias:

- AT25DF081A e AT45DB161E da *Adesto Technologies*;
- SST39LF402C e SST25VF016B da *Microchip*;

- S25FL208K da *Spansion*;
- A25L080 da *AMIC Technology*.

Tabela 3.16: Comparação das memórias apresentadas [87-92].

	Tensão de Funcionamento	Consumo de Corrente	Consumo de corrente em Power-down	Memória	Número de pinos	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100 unidades)
Unidades	V	mA	μ A	Mbit	-	mm	€	€
AT25DF081A	2.7 – 3.6	10 – 20	5 - 10	8	8	8.26x5.35x2.2	1.06	0.91
SST25VF080B	2.7 – 3.6	10 – 30	20	8	8	8.1x5.4x2.2	0.92	0.86
S25FL208K	2.7 – 3.6	10 – 25	15 - 32	8	8	5.4x5.4x2.2	0.24	0.22
A25L080	2.7 – 3.6	15 - 25	25	8	8	6.0x5.0x0.8	0.93	0.82
AT45DB161D	2.5 – 3.6	7 - 15	9 - 15	16	8	6.0x5.0x0.9	2.35	2.07
SST25VF016B	2.7 – 3.6	10 – 30	20	16	8	5.4x5.4x2.2	1.29	1.24

A observação da tabela permite verificar que a memória AT45DB161D de 16 Mbit é a que apresenta um consumo inferior. As restantes soluções são semelhantes no que diz respeito ao consumo diferindo no volume e no custo.

Durante a pesquisa foram também analisados cartões micro SD. No entanto, as soluções analisadas possuem consumos energéticos superiores às memórias aqui apresentadas.

3.1.11. Díodos, transístores e componentes de proteção

Existem duas características importantes a ter em consideração neste tipo de componentes. Relativamente aos transístores de efeito de campo, deseja-se que estes possuam uma tensão limiar e uma resistência *drain-source* com os menores valores possíveis. Já os díodos devem apresentar um valor reduzido de corrente inversa.

Uma vez que o objetivo da dissertação se baseia nos principais componentes e no sistema em geral, não se justifica uma análise pormenorizada a este nível. Todos estes elementos, bem como componentes passivos, foram analisados e selecionados por parte da empresa. De qualquer forma, são apresentadas as suas características, pois são igualmente considerados nos cálculos teóricos da autonomia de ambas as versões do Kshirt. As características dos elementos de proteção são igualmente apresentadas uma vez que constituem melhorias funcionais na versão 2. A justificação da alteração e do uso de novos componentes é dada no capítulo seguinte, na subsecção correspondente.

Na nova versão mantêm-se os transístores de efeito de campo FDN360P e 2N7002. Relativamente aos díodos e LED são utilizados novos componentes, nomeadamente o díodo CMPD6001 e os LED 150060BS75000 (azul), 150060GS75000 (verde) e 150060RS75000

(vermelho) da *Würth Electronics*, os quais apresentam uma maior intensidade luminosa e eficiência. A tabela 3.17 apresenta os principais parâmetros dos componentes mencionados.

Tabela 3.17: Características do diodo CMPD6001 e dos LED verde, vermelho e azul [93-96].

	Tensão direta, V_F	Máxima corrente direta, I_F	Tensão inversa, V_R	Corrente inversa, I_R	Dimensões	Custo unitário de aquisição (25 unidades)	Custo unitário de aquisição (100 unidades)
Unidades	V	mA	V	μ A	mm	€	€
CMPD6001	0.95	250	75	0.5	2.9x2.2x1.0	0.373	0.196
LED azul	3.2	30	5	10	1.6x0.8x0.7	0.225	0.206
LED verde	3.2	30	5	10	1.6x0.8x0.7	0.209	0.191
LED vermelho	2.0	30	5	10	1.6x0.8x0.7	0.202	0.185

Após toda a pesquisa a nível de *hardware*, segue-se a análise à gestão energética que pode ser feita ao nível do software, bem como o estudo dos principais algoritmos de compressão de dados existentes na literatura, em especial, os mais utilizados na compressão de sinais eletrocardiográficos.

3.2. Software

3.2.1. Gestão energética

Como se sabe, a frequência cardíaca é definida como o número de batimentos por minuto de trabalho do músculo cardíaco. O cálculo desta frequência pode ser feito de várias formas, sendo que a mais simples consiste na razão entre os 60 segundos que constituem um minuto e o intervalo de tempo entre duas ondas R (picos do complexo QRS). No entanto, uma única medida não é completamente fidedigna podendo induzir em erro o valor da frequência cardíaca particularmente se esta não for regular. A título de exemplo, considere-se duas medições consecutivas da duração entre duas ondas R, as quais correspondem aos valores de 0.7 e 0.8 segundos, respetivamente. Usando os valores obtidos, o ritmo cardíaco resultante é de 85 e 75 pulsações por minuto, respetivamente, verificando-se uma diferença significativa. Se, em vez disso, se utilizar a média dos valores, 0.75, obtém-se uma frequência cardíaca de 80 pulsações por minuto, verificando-se que esta abordagem permite obter resultados mais fidedignos do que se se utilizar apenas uma medida. Assim, será considerado um período de tempo mais alargado de modo a obter-se valores mais precisos.

Como se viu anteriormente, a versão 1 do Kshirt apenas incorpora dois modos de funcionamento. Uma forma de economizar o consumo de energia consiste na possibilidade de

introdução de um novo modo de funcionamento. Com base na abordagem exposta é possível fazer uma gestão do tempo de funcionamento do sistema.

De forma a alcançar a funcionalidade pretendida pode recorrer-se ao uso de um *real time clock*, o qual permita “despertar” o sistema em intervalos de tempo regulares.

3.2.2 Algoritmos de compressão de dados

A monitorização remota através da exploração das comunicações sem fios é uma área de interesse emergente que abrange o meio académico e o industrial. Uma vez que a comunicação sem fios constitui o principal consumidor de energia em sistemas de monitorização, é importante analisar e implementar abordagens que permitam reduzir o consumo associado à transmissão de dados. A segunda abordagem centra-se, portanto, na gestão de energia que pode ser feita ao nível do *software*, em particular, na comunicação de dados via *Bluetooth*.

A quantidade de dados a enviar afeta proporcionalmente o tempo de transmissão e consequentemente o consumo do dispositivo transmissor, sendo tipicamente implementados algoritmos de compressão. A compressão de dados consiste na redução do volume de informação original e pode ser classificada de duas formas, dependendo da possibilidade de se obter um sinal igual ao original após o processo de descompressão: compressão com perda ou compressão sem perda de informação.

Perante um conjunto de dados, a aplicação de algoritmos sem perda baseia-se na eliminação da redundância da informação, permitindo a obtenção de um resultado resumido, sendo um processo reversível. Para sinais biomédicos como o ECG, a compressão sem perdas torna-se possível, uma vez que amostras vizinhas apresentam dependências estatísticas entre si atingindo, tipicamente, taxas da ordem de 2:1. Por sua vez, a compressão com perda, apesar de acarretar perda de informação do sinal original, permite, geralmente, manter a informação clínica necessária, produzindo resultados na ordem de 10:1 [\[97-98\]](#).

Tendo o conhecimento prévio das características de sinais desta natureza, as várias técnicas podem ser divididas em três categorias:

- Compressão direta de dados – baseia-se na deteção de redundância ou redução de informações presentes nas amostras do sinal original, realizando estudos no domínio do tempo;
- Métodos de transformadas – consiste na utilização de ferramentas de análise no domínio das frequências para a transformação do sinal original, realizando a deteção e redução de redundância no sinal transformado recorrendo a transformadas matemáticas;
- Métodos de extração de parâmetros – consiste na determinação e armazenamento das principais características do sinal a ser comprimido, tais como máximos e mínimos locais, e ciclos característicos.

Segue-se uma breve descrição das várias técnicas de compressão existentes que permite uma análise global das atualmente utilizadas, para a compressão de sinais biomédicos, em

particular no sinal ECG. Apresenta-se, também, um resumo de resultados obtidos por vários estudos realizados e existentes na literatura científica [97-98].

Antes da descrição das várias técnicas, é importante considerar os vários critérios de classificação do desempenho e da qualidade de um algoritmo. A qualidade do sinal reconstruído após a aplicação de um algoritmo de compressão determina o desempenho do mesmo. Os três principais indicadores são a taxa de compressão (CR), a diferença percentual residual (PRD) e a relação sinal-ruído (SNR), sendo os dois primeiros os mais utilizados na literatura.

A taxa de compressão (equação 3.9) é definida como o quociente entre o número de bits antes e após a compressão, sendo independente da precisão utilizada no processo de quantização (número de bits por amostra).

$$CR = \frac{\text{número de bits do sinal original}}{\text{número de bits do sinal comprimido}} \quad (3.9)$$

A medida mais utilizada para avaliação da qualidade do sinal reconstruído após a compressão é a diferença percentual residual (*Percentage Root Mean Square Difference*), a qual permite determinar a distorção resultante no sinal comprimido e se exprime pela equação 3.10.

$$PRD = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} [x_{original}(n) - x_{reconstruido}(n)]^2}{\sum_{n=0}^{N-1} [x_{original}(n) - x_{medio}]^2}} * 100, \quad (3.10)$$

onde N representa o número total de amostras codificadas.

Na aplicação de um método de compressão deseja-se a maior taxa de compressão possível e o menor valor PRD.

A relação sinal-ruído quantifica o quanto um sinal foi corrompido por ruído e é definido pela expressão 3.11.

$$SNR_{db} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} [x_{original}(n) - x_{medio}]^2}{\sum_{n=0}^{N-1} [x_{original}(n) - x_{reconstruido}(n)]^2} \right) \quad (3.11)$$

Como se verificou na subseção 3.1.3, o processo de aquisição e condicionamento de sinal é complexo e engloba várias etapas. O sinal analógico deve ser convertido num sinal digital de modo a ser processado pelo microcontrolador. Esta digitalização engloba três etapas: amostragem, quantização e codificação. De uma forma resumida, a amostragem consiste na divisão do sinal, no eixo do tempo, em várias amostras com uma dada frequência, ou seja, em instantes de tempo igualmente espaçados. A quantização consiste na divisão do sinal, no eixo das tensões, em níveis de amplitude discretos finitos, os quais são designados de níveis de quantização. A quantidade de níveis possível é definido pelo número de bits usados para a codificação, ou seja, a codificação consiste na atribuição de um conjunto de bits a cada valor discreto, dependendo da resolução utilizada.

A figura 3.4 resume o processo de conversão analógico-digital de um sinal, em particular o sinal ECG.

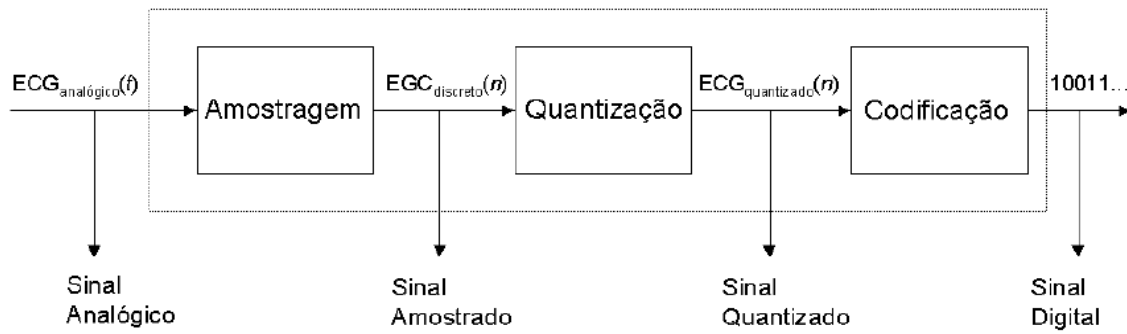


Figura 3.4: Processo de conversão analógico-digital.

A compressão de dados pode ser feita em cada uma destas três etapas. A maior parte das técnicas existentes atua ao nível da codificação, no entanto, algumas são implementadas nas fases de amostragem e/ou de quantização.

Antes da descrição das várias técnicas, é importante destacar que o objetivo desta secção é apenas a apresentação superficial dos métodos mais frequentemente usados na compressão de sinais eletrocardiográficos, bem como o seu conceito geral de utilização, colocando de parte uma análise aprofundada da teoria subjacente a cada um.

3.2.2.1. Compressão sem perdas

Os métodos de compressão de dados sem perda de informação baseiam-se no alto grau de redundância existente entre amostras vizinhas, sendo estas amostras estaticamente dependentes entre si. Os principais algoritmos existentes são o DPCM e o algoritmo de *Huffman* [97-98].

i. Técnicas de Estimativa e Interpolação - DPCM (*Differential pulse-code modulation*)

Sinais fisiológicos como o ECG apresentam uma elevada redundância e interdependência entre as suas amostras, sendo comum as amostras consecutivas apresentarem uma variação contínua, sendo esta a característica-chave aproveitada pelas técnicas DPCM. O método de estimativa consiste na codificação do erro estimado. Este erro corresponde à diferença entre os valores previstos para o sinal e os valores reais das amostras digitalizadas. Por outras palavras, o erro estimado é dado pela diferença entre os valores da amostra estimada e da amostra passada. Portanto, para um dado sinal $x[n]$, o sinal do erro obtém-se através da relação 3.12.

$$e[n] = x[n] - x[n - 1] \quad (3.12)$$

Para clarificar esta ideia, segue-se um exemplo simples. Dado o sinal de entrada $x[n] = [5, 9, 7, 6, 1, 3, 3, 7]$, o sinal do erro é dado por $e[n] = [5, -4, -2, -1, -5, 2, 0, 4]$.

Esta técnica é conhecida igualmente por codificação diferencial, uma vez que consiste na representação do sinal através da diferença entre os seus coeficientes consecutivos.

Por sua vez, o método de descodificação consiste na adição do valor estimado da amostra ao erro transmitido descodificado.

O algoritmo de codificação é descrito da seguinte forma:

1. Inicializa-se o modelo de predição ou interpolação;
2. Enquanto existirem novas amostras a serem codificadas:
 - 2.1. Valor_Estimado = Estimativa da próxima amostra obtida através do modelo de estimativa ou interpolação;
 - 2.2. Valor_Real = Valor original da próxima amostra;
 - 2.3. Erro_Estimativa = Valor_Real – Valor_Estimado;
 - 2.4. Codificar Erro_Estimativa;
 - 2.5. Atualizar o modelo de estimativa ou interpolação com o Valor_Real;
3. Fim.

O algoritmo de descodificação consiste nos seguintes passos:

1. Inicializar modelo de estimativa ou interpolação;
2. Enquanto existirem novos valores de erro a serem decodificados:
 - 2.1. Valor_Estimado = Previsão da próxima amostra encontrada através do modelo de estimativa ou interpolação;
 - 2.2. Decodificar Erro_Estimativa;
 - 2.3. Valor_Real = Valor_Estimado + Erro_Estimativa;
 - 2.4. Atualizar modelo de estimativa ou interpolação com o valor de Valor_Real;
3. Fim.

Como se pôde constatar, a técnica DPCM recorre ao uso de modelos de estimativa, sendo os mais usados polinómios baseados em técnicas de diferenças finitas, sendo a sua expressão genérica dada pela equação 3.13.

$$y'_n = y_{n-1} + \Delta y_{n-1} + \Delta^2 y_{n-1} + \dots + \Delta^k y_{n-1}, \quad (3.13)$$

onde:

- y'_n representa a amostra predita no instante n;
- y_{n-1} representa o valor da amostra original no instante n-1;
- $\Delta y_{n-1} = y_{n-1} - y_{n-2}$;
- $\Delta^k y_{n-1} = \Delta^{k-1} y_{n-1} - \Delta^{k-1} y_{n-2}$.

A constante k simboliza a ordem do polinómio, sendo os mais utilizados polinómios de ordem 0 e 1.

Um outro modelo usado nas técnicas DPCM é a interpolação. Este método utiliza não só amostras passadas mas também amostras futuras. Analogamente ao que acontece na predição, os melhores resultados são obtidos com ordens 0 e 1.

Embora as técnicas de predição constituam um método eficaz na compressão de sinais, os resultados alcançados mostram-se geralmente pouco satisfatórios apresentando taxas de

compressão relativamente baixas. Para que sejam atingidas taxas mais elevadas, deve-se maximizar a informação contida em cada bit do sinal, o que pode ser obtido através de técnicas de codificação de entropia.

A codificação de entropia consiste na codificação de sequências de bits desprezando a informação contida nos sinais. Estas técnicas dividem-se essencialmente em técnicas de eliminação de sequências repetitivas, de codificação estatística e técnicas baseadas em dicionários. Em seguida serão analisados os métodos mais usados de cada uma destas vertentes. Uma das técnicas de codificação estatística é o conhecido algoritmo de *Huffman* [97-98].

ii. Algoritmo de *Huffman*

As técnicas de codificação estatística consistem na identificação da frequência de padrões num sinal e posterior codificação dos mesmos.

Na codificação de *Huffman*, códigos de tamanhos variáveis são implementados na codificação do sinal de acordo com a probabilidade de ocorrência. Assim, aos dados menos frequentes atribui-se uma codificação com um maior número de bits e aos mais frequentes um código menor. A implementação do algoritmo de *Huffman* é efetuada recorrendo à construção de árvores binárias. A primeira etapa consiste na listagem dos valores existentes em ordem decrescente de probabilidade de ocorrência. Os dois menores valores são combinados formando um só com a probabilidade resultante da soma dos anteriores. Este procedimento é repetido até se alcançar a árvore completa.

Como exemplo desta técnica, considere-se o seguinte sinal $X = \{1, 1, 1, 1, 1, 1, 3, 3, 3, 3, 3, 8, 8, 8, 12, 12, 25\}$. Os possíveis valores a serem encontrados são $S = \{1, 3, 8, 12, 25\}$, sendo a sua probabilidade de ocorrência $P = \{0.35, 0.29, 0.18, 0.12, 0.06\}$. De acordo com o procedimento exposto, obtém-se a seguinte árvore (fig. 3.5).

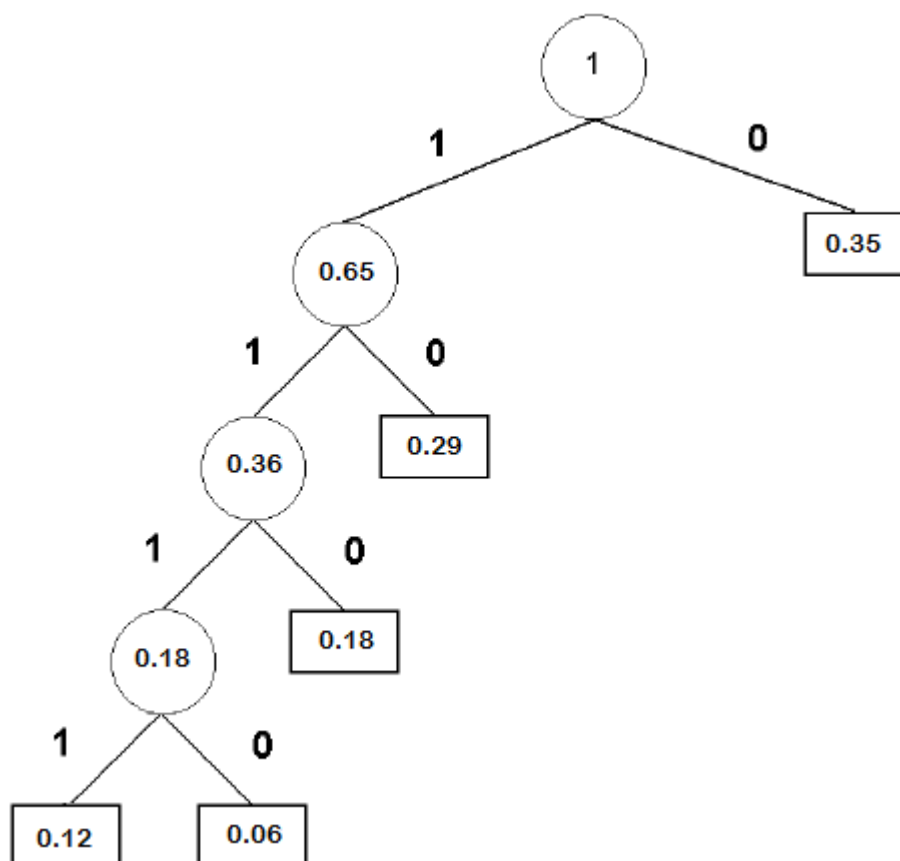


Figura 3.5: Árvore binária de *Huffman*.

Ao conjunto de valores possíveis são atribuídos códigos binários como representado na tabela 3.18.

Tabela 3.18: Codificação de *Huffman*.

Conjunto de valores, S	Codificação das palavras de tamanho uniforme	Codificação de <i>Huffman</i>
1	001	0
3	010	10
8	011	110
12	100	1111
25	101	1110

Como se pode verificar, aos valores de maior frequência de ocorrência associam-se códigos com um menor número de bits.

A decodificação do sinal é realizado percorrendo a árvore da figura 3.5 no sentido inverso.

Existem outras técnicas semelhantes tais como codificação *Gamma*, *Delta* ou *Golomb*, no entanto, a de *Huffman* é a mais utilizada em aplicações que envolvem sinais eletrocardiográficos, alcançando taxas de compressão na ordem de 2:1. As técnicas baseadas em dicionários são

igualmente bastante utilizadas em processos de compressão deste tipo de sinais, sendo alvo de estudo [97-98].

iii. Técnicas de compressão baseadas em Dicionários

A redução de redundância pode ser efetuada recorrendo ao uso de dicionários. A criação de um dicionário consiste na atribuição de uma “palavra” a sequências de dados que se repetem com uma elevada frequência. A principal técnica de compressão que se baseia na criação de um dicionário é o algoritmo *Lempel-Ziv-Welch* descrito em seguida [97-98].

Algoritmo Lempel-Ziv-Welch (LZW)

O algoritmo LZW é uma extensão do algoritmo LZ proposto por *Lempel* e *Ziv* em 1977. A principal diferença reside no fato de na nova versão, no início, o dicionário conter todos os caracteres individuais possíveis, ao contrário do que acontece no algoritmo anterior.

Sendo uma técnica baseada na codificação de dicionários, o algoritmo LZW consiste na codificação dos dados recorrendo à construção de um dicionário de símbolos aquando do processamento do sinal. A cada nova combinação encontrada, é criado um novo símbolo no dicionário. No final, obtém-se um conjunto de símbolos que permitem a codificação do sinal original.

O algoritmo genérico, em pseudo-código, pode ser visualizado em seguida. O sinal é acumulado numa cadeia de caracteres numa variável *P*. Se a sequência contida em *P* não pertencer ao dicionário, esta é adicionada. *P* é inicializada com o último carácter lido. O processo resume-se em:

1. No início o dicionário contém todos os caracteres possíveis (no caso de sinais digitais o dicionário é composto pelos caracteres 0 e 1);
2. *C* = próximo carácter da sequência de entrada;
3. A *string* *P+C* existe no dicionário?
 - a. se sim,
 - i. $P = P+C$;
 - b. se não,
 - i. colocar a palavra código correspondente a *P* na sequência codificada;
 - ii. adicionar a *string* *P+C* ao dicionário;
 - iii. $P = C$;
4. Existem mais caracteres na sequência de entrada?
 - a. se sim:
 - i. voltar ao passo 2;
 - b. se não:
 - ii. colocar a palavra código correspondente a *P* na sequência codificada;
 - iii. Fim.

O processo de decodificação consiste na realização da sequência inversa. O algoritmo de descompressão é apresentado a seguir, sendo que S representa o sinal decodificado.

1. No início o dicionário contém todos os caracteres possíveis;
2. W = primeiro código da sequência codificada;
3. Colocar W no sinal de saída S; S = W;
4. W = próximo código;
5. W existe no dicionário?
 - a. Se sim:
 - i. Colocar W no sinal de saída;
 - ii. C = primeiro caracter de W;
 - iii. adicionar W+C ao dicionário;
 - b. Se não:
 - i. C= primeiro caracter de W;
 - ii. Colocar W+C no sinal de saída e adicionar ao dicionário;
6. Existem mais códigos?
 - a. Se sim:
 - i. voltar ao passo 3;
 - b. Se não:
 - i. Fim.

A técnica de codificação *Run-Lenght*, que se baseia em sequências de caracteres repetidos, é relativamente semelhante a esta última [97-98].

iv. Codificação *Run-Lenght* (RLE)

Esta técnica consiste na eliminação de sequências repetitivas. Em alguns tipos de sinais, em particular sinais fisiológicos como o ECG, é comum a presença de longas sequências com a mesma informação. Por exemplo, entre dois complexos QRS há um período relativamente longo no qual o sinal é aproximadamente constante. A codificação RLE consiste em substituir uma sequência na qual o mesmo valor ocorre várias vezes seguidas pelo par: o valor original e o número de vezes que ocorre. O seguinte exemplo demonstra, facilmente, o princípio de funcionamento deste método. Considere-se a sequência de dados 555511111188 de dados, que pode ser representada pelos pares (5,4), (1,6) e (8,2), resultando na sequência 541682.

No caso de sinais digitais, o algarismo indicativo do número de ocorrências resultante da aplicação do algoritmo RLE tem de ser convertido num código binário. O número de bits representativos deste valor deve ser estabelecido previamente.

A título de exemplo considere-se o sinal $x[n] = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 1]$. A utilização do método RLE permite obter a sequência de pares (7, 0), (6, 1), (3, 0), (7, 1), (3, 0) e (1,1). Para a codificação do primeiro algarismo de cada par considere-se um tamanho de 3 bits. Para o algarismo 7 faz-se corresponder o código 111, para o algarismo 6 a sequência 110, e assim sucessivamente. Assim, o sinal resultante da compressão é $y[n] =$

[1, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 1, 1]. À partida este método parece ineficiente, no entanto, para sinais extensos a compressão pode alcançar taxas até 2:1 [97-98].

3.2.2.2. Compressão com perdas

Ao contrário do que acontece na compressão sem perdas, a compressão com perdas baseia-se na redução de informação, utilizando essencialmente operações matemáticas que transformam ou aproximam um sinal dentro de um limite de erro. Devido à perda de uma certa quantidade de informação, as taxas de compressão alcançadas nestas técnicas são superiores às dos métodos de compressão sem perda.

Como mencionado, o indicador PRD é o mais usado na literatura para estabelecer um limite do erro do processo de reconstrução dos sinais comprimidos. Embora este seja o principal indicador do desempenho de um método, um baixo valor de PRD não garante que o sinal reconstruído tenha a qualidade suficiente para uma análise correta.

Em seguida são apresentadas as três categorias de métodos de compressão com perdas: compressão direta, método das transformadas e métodos de extração de parâmetros [97-98].

i. Compressão Direta

Estes métodos baseiam-se não só em técnicas de redução de redundâncias, mas também em ferramentas de redução de informação, baseando-se em operações matemáticas que transformam o sinal dentro de um determinado limite de erro.

A perda de informação clínica é de difícil avaliação por meio de expressões matemáticas, não sendo garantida a aceitabilidade do método aplicado. Assim, devem ser efetuadas análises subjetivas, como inspeções visuais, para garantir a adequação do método de compressão com perdas.

Os métodos de compressão direta mais usados, como AZTEC, *Tuning Point* ou CORTES, codificam o sinal de entrada com base no conhecimento de algumas características típicas do mesmo. O algoritmo AZTEC, em particular, baseia-se no conhecimento prévio de três regiões distintas de um sinal ECG, numa das quais há uma brusca variação do sinal.

Existem técnicas de compressão com perdas que atuam ao nível da amostragem, como é o caso da amostragem adaptativa. Este é um dos métodos que encaixa no perfil da compressão direta, na qual se baseiam os algoritmos AZTEC, *Tuning Point* e CORTES descritos mais à frente nesta subsecção.

A técnica de estimativa também é uma alternativa na compressão com perdas de sinais eletrocardiográficos [97-98].

Técnicas DPCM com perdas

Este método consiste na combinação linear de um determinado número de amostras passadas e tem o objetivo de estimar o valor da amostra atual, representando-se através da equação 3.14.

$$y'(n) = \sum_{i=1}^p a_i y(n-i), \quad (3.14)$$

onde p representa a ordem do modelo preditor, determinado pelo número de amostras passadas.

Os coeficientes de predição, a_i , são estimados de forma a minimizar o erro médio quadrático de predição, existindo vários métodos para esta estimativa, dos quais se destacam a autocorrelação e a covariância. Esta técnica difere da predição por polinômios preditores pela necessidade de quantização da sequência de erros para que o sinal seja comprimido e é caracterizada pela perda de informação.

Os resultados obtidos são geralmente insatisfatórios, razão pela qual estas técnicas são pouco utilizadas na compressão de sinais ECG.

Métodos de Amostragem Adaptativa

Os sinais ECG são tipicamente amostrados a uma frequência fixa e constante, resultando em amostras redundantes durante longos períodos de tempo. A algoritmia adaptativa efetua uma amostragem mais frequente durante períodos transitórios e menos frequente no resto do sinal. Assim, as regiões transitórias, com uma quantidade de informação superior (por exemplo o complexo QRS) são codificadas com um número maior de bits do que as zonas com menor informação. Este algoritmo baseia-se em processos heurísticos realizados através de técnicas de comparação e tolerância a erros e auxiliados por polinômios preditores ou interpoladores, os quais estão diretamente relacionados com o desempenho e precisão obtidos. A figura 3.6 ilustra uma amostragem típica resultante da aplicação de um algoritmo de amostragem adaptativa [97-98].

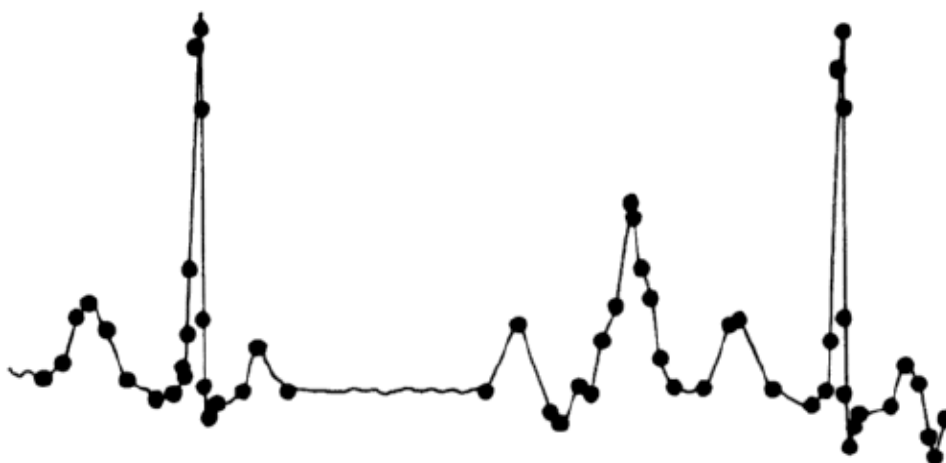


Figura 3.6: Amostras selecionadas por um algoritmo de amostragem adaptativa.

Analogamente ao que se verifica nas técnicas DPCM sem perdas, os preditores de ordem zero e ordem um são os mais utilizados.

Os preditores de ordem zero empregam linhas horizontais na determinação do maior conjunto de pontos consecutivos dentro de uma determinada faixa de erro. Os pontos que estiverem fora desta faixa são considerados redundantes.

Como referido, a algoritmia de amostragem preditiva engloba algoritmos como *Tuning Point*, AZTEC ou CORTES [97-98].

Algoritmo *Tuning Point*

Desenvolvido com o objetivo de reduzir a frequência de amostragem do sinal ECG de 200 para 100 Hz, sem atenuação dos picos presentes no complexo QRS, este algoritmo baseia-se na tendência das amostras do sinal e evolui da seguinte forma:

1. Três amostras do sinal são processadas de cada vez. A primeira amostra serve como ponto de referência;
2. Das três, é armazenada apenas a amostra que melhor representa uma mudança de inclinação;
3. A amostra armazenada é a referência para a próxima etapa do processo, o qual retorna ao ponto 2.

O algoritmo *Tuning Point* permite obter taxas de compressão de 2:1 com erros de reconstrução (PRD) entre 5.3 e 7.8 %.

Algoritmo AZTEC

O método AZTEC consiste na aproximação do sinal por retas, alcançando taxas de compressão até 10:1. Em contrapartida, o sinal reconstruído apresenta significativas descontinuidades e distorções o que o torna, geralmente, um método inviável na compressão do ECG.

Este algoritmo converte sequências de pontos amostrados num conjunto de planos (linhas horizontais) e inclinações. Os planos são produzidos utilizando-se interpoladores de ordem 0, sendo armazenados os valores da amplitude de cada plano, bem como o número de pontos que o constitui. A produção de uma inclinação ocorre quando o número de amostras necessárias para a formação de um plano é inferior a três, codificando-se o número de pontos da inclinação e a amplitude da última amostra [97-98].

A reconstrução do sinal faz-se pela expansão dos planos e inclinações numa sequência discreta de pontos por meio de interpolação linear.

Na figura 3.7 é apresentado um exemplo resultante da aplicação do algoritmo AZTEC.

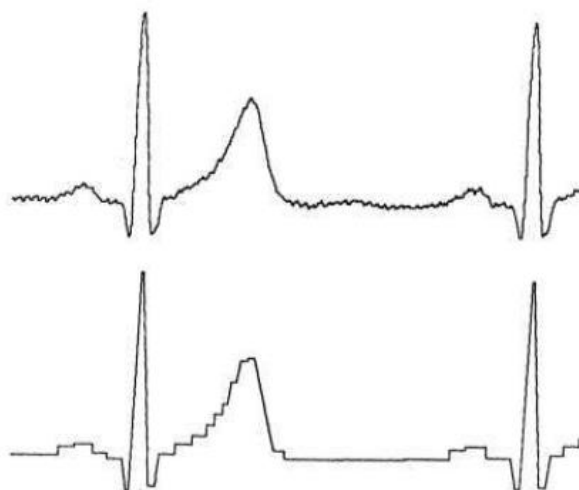


Figura 3.7: Resultado obtido após a aplicação do algoritmo AZTEC.

Algoritmo CORTES (Coordinate Reduction Time Encoding System)

O CORTES é um método híbrido que aplica a técnica *Tuning Point* em regiões de alta frequência do sinal ECG (complexo QRS) e o método AZTEC em regiões isoeletricas do sinal. Nas regiões de pouca variação, o algoritmo AZTEC produz retas mais longas e comprime mais eficazmente o sinal. Já no complexo QRS, é o algoritmo *Tuning Point* que melhor representa o sinal. Resumidamente, se o comprimento da reta for menor do que uma constante determinada empiricamente, é usado o método *Tuning Point* na compressão da região analisada, caso contrário é usado o AZTEC.

As taxas de compressão obtidas pelo método CORTES tendem a ser inferiores às do AZTEC, mas com resultados mais aceitáveis [97-98].

ii. Compressão por Transformadas

Técnicas de compressão por transformadas são as mais usadas em aplicações de múltiplos canais de aquisição. A principal abordagem seguida por este tipo de compressão passa por encontrar um domínio no qual a representação do sinal se concentre em poucos coeficientes. Esta representação permite uma boa compressão com poucas perdas pela exclusão dos coeficientes menos informativos. As principais transformadas utilizadas na compressão de sinais ECG são a transformada de *Karhunen-Loève*, a transformada de *Fourier*, a transformada dos cossenos e a transformada de *Wavelet* [97-98].

Transformada de *Karhunen-Loève*

Tal como descrito, no sinal ECG existe uma correlação entre amostras consecutivas, o que corresponde a uma redundância eliminável. Uma forma de a remover consiste em concentrar a informação do sinal numa parte dos seus coeficientes, permitindo a compactação dos restantes.

Esta é a premissa na qual se baseia o método da transformada de *Karhunen-Loève*. Apesar de demonstrar boas taxas de compressão, processamento computacional exigido no cálculo dos valores e vetores próprios da matriz de covariância do sinal é elevado tornando este método pouco utilizado [97-98].

Transformada discreta de *Fourier*

A transformada de *Fourier* representa um qualquer sinal integrável através de funções sinusoidais no domínio das frequências e permite analisar quais as frequências que compõem um sinal e com que amplitude.

A transformada de *Fourier* é aplicável a sinais contínuos de duração infinita. No entanto, em aplicações computacionais os sinais são discretos e de duração finita. Assim, é comum a utilização da transformada discreta de *Fourier* dada pela equação 3.15.

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n) e^{-j \frac{k2\pi n}{N}}, \quad (3.15)$$

onde N é o número de amostras do sinal f .

A representação do sinal no domínio das frequências pode, também, ser usada para a compressão. No processo de quantização é possível, por exemplo, atribuir valores nulos aos coeficientes com menor informação. Outra possibilidade é a da representação dos coeficientes de maiores frequências por um menor número de bits.

A vantagem deste método consiste na possibilidade de reconstrução de um sinal a partir de apenas metade dos coeficientes complexos.

A principal limitação deste método reside na dificuldade de obtenção de valores, como picos do sinal, a partir da representação no domínio das frequências.

Transformada discreta dos cossenos

Esta transformada é semelhante à de *Fourier*, no entanto, baseia-se apenas na função cosseno o que lhe permite representar o sinal num menor número de coeficientes.

Tal como a transformada de *Fourier*, esta também se aplica a sinais contínuos de duração infinita. Por outro lado, a função cosseno é par, pelo que é necessário analisar uma extensão par do sinal de entrada. Esta extensão pode ser obtida definindo um ponto central para o critério de paridade em torno de $t = 0$, em torno de $t = N$ ou em ambos. É, ainda possível, escolher um ponto central para o critério de paridade, que não $t = 0$. Esta variedade de escolhas leva à existência de uma família de transformadas, na qual se destacam as DCT-I, DCT-II, DCT-III e DCT-IV.

Comparativamente à de *Fourier*, a principal vantagem desta transformada está no mapeamento de valores reais em valores reais, o que facilita o processo de compressão [97-98].

Transformada discreta de Wavelets (DCT)

A transformada de *Wavelet* é funcionalmente semelhante às transformadas anteriores na medida em que consiste na representação de um sinal por uma função específica. No caso de *Fourier* a representação é efetuada com base nas funções sinusoidais e na DCT é realizada através de uma função base denominada *wavelet*. A transformada decompõe um sinal em pequenos blocos, os quais são aproximados pela função ψ (equação 3.16):

$$\psi_{u,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-u}{s}\right) \quad (3.16)$$

Analogamente ao que acontece na transformada dos cossenos, a vantagem desta técnica face à transformada de *Fourier* é a possibilidade de representação do sinal por um menor número de coeficientes [97-98].

iii. Extração de parâmetros

As conhecidas características do ECG, como a “quase periodicidade” dos sinais eletrocardiográficos, permitem a aplicação de outras técnicas de compressão como séries temporais ou algoritmos “*beat subtraction*” [97-98].

Séries Temporais

Também conhecidos como algoritmos *cycle-to-cycle*, estes métodos aproveitam o conhecimento prévio sobre a periodicidade do sinal ECG para prever com maior precisão os próximos valores do sinal.

Esta técnica de compressão consiste na tentativa de modelação do sinal de entrada a partir das amostras anteriores tendo em conta as características do mesmo, como por exemplo o ciclo cardíaco num ECG, para uma melhor previsão dos valores futuros. Assim, calcula-se a diferença entre o sinal previsto e o real, sendo o resultado usado na codificação. Se a previsão for boa, os valores da diferença tendem a ser próximos de zero e podem ser expressos em poucos bits no sinal comprimido [97-98].

Para a compressão do eletrocardiograma existem dois tipos de preditores: de curto e longo prazo. Os de curto prazo aproximam melhor variações dentro de um batimento cardíaco, enquanto os preditores de longo prazo eliminam a redundância entre ciclos [97-98].

Algoritmo “*beat subtraction*”

Igualmente baseado na característica de periodicidade do sinal ECG, o algoritmo “*beat subtraction*” permite determinar o ciclo cardíaco característico através da média dos ciclos do sinal, subtraindo-se o ciclo médio aos ciclos originais. Obtém-se, assim, um sinal de erro que pode ser codificado através de técnicas de predição/interpolação ou de algoritmos de amostragem adaptativa [97-98].

3.2.2.3. Estudos realizados e resultados obtidos

Existem na literatura vários estudos no domínio de algoritmos de compressão focados na prática de compressão de sinais ECG. Alguns autores utilizam um único método, sendo que outros sugerem a combinação de dois ou mais para maiores taxas de compressão e melhores resultados. A maioria dos artigos baseia-se nos mesmos dados fornecidos pela MIT-BIH *arrhythmia database*. Esta base de dados foi obtida entre 1975 e 1979 no hospital *Beth Israel* em conjunto com o *Massachusetts Institute of Technology* (MIT), sendo a primeira base de dados disponível com material padrão de testes para a avaliação de arritmias. Composta por 48 registros de sinais amostrados a 360 Hz com 11 bits por amostra constitui uma fonte de sinais ECG à qual a maioria dos autores recorre para os seus estudos.

Em aplicações de compressão deseja-se um pequeno erro de reconstrução (distorção) e alta taxa de compressão mas, por outro lado, baixa complexidade. Esta complexidade traduz-se numa exigência computacional que, em aplicações portáteis, podem injustificar o uso de tais técnicas uma vez que o consumo resultante deste esforço pode superar o correspondente à transmissão dos dados não comprimidos. Contudo, as abordagens existentes não apresentam as primeiras características ou se apresentam, implementam-nas à custa de uma elevada complexidade.

Em seguida apresentam-se alguns dos estudos existentes na literatura, bem como os resultados obtidos.

“ECG Monitoring over Bluetooth: Data Compression and Transmission [99]”

Neste artigo é proposto um método de compressão que consiste em aplicar ao sinal a transformada discreta dos cossenos seguido do algoritmo LZW na codificação dos coeficientes da transformada.

O processo completo de compressão consiste em:

1. Divisão do sinal original em M blocos, cada um com N amostras;
2. Aplicação da transformada DCT a cada bloco de dados;
3. Retenção de $K (\leq N)$ coeficientes;
4. Quantização dos K coeficientes retidos da transformada;
5. Codificação dos coeficientes usando o algoritmo LZW.

Neste documento os autores apresentam os resultados obtidos por várias técnicas de compressão utilizadas (tabela 3.19). Muitas dessas foram já analisadas aqui, sendo outras variações das primeiras. Os valores documentados permitem verificar alguns aspetos teóricos mencionados ao longo da apresentação das várias técnicas.

Tabela 3.19: Comparação de vários métodos de compressão usados na transmissão *Bluetooth*.

Algoritmos	CR	PRD
<i>Wavelet e Huffman</i>	9.4:1	3.2
<i>Wavelet-SPIHT</i>	8:1	1.18
<i>Wavelet-Hilton</i>	8:1	2.6
<i>Wavelet-Djohn</i>	8:1	3.9
AZTEC	10:1	28
CORTES	4.8:1	7
DCT e <i>Golomb-Rice</i>	6.5:1	1.5
DCT e aritmética	14.7:1	1.82
DCT e LZW	9:1	1.9

Como seria espectável, os algoritmos AZTEC e CORTES são os que apresentam um maior valor PRD. As compressões mais satisfatórias beneficiaram da implementação conjunta de vários métodos de compressão.

“Resourceful scheme of ECG compression using different Wavelet transforms and PDLZW method [100]”

Neste artigo é proposta a utilização do algoritmo LZW juntamente com o método da transformada de *Wavelet*. O processo de implementação é semelhante ao apresentado no artigo anterior. Numa primeira fase é aplicada a transformada de *Wavelet* e posteriormente são codificados os coeficientes resultantes usando o algoritmo LZW. Como resultado desta abordagem foram obtidas taxas de compressão entre 7:1 e 9:1 com valores de PRD de cerca de 0.01.

“The Comparison of Different Transform Based Methods for ECG Data Compression [101]”

Neste estudo é apresentada uma comparação entre a transformada de *Fourier*, a transformada dos cossenos e a transformada de *Wavelet*. Os resultados obtidos, para o sinal ECG 100 da base de dados MIT-BIH, são apresentados na seguinte tabela (tabela 3.20).

Tabela 3.20: Resultados obtidos na aplicação das transformadas de *Fourier*, dos cossenos e *Wavelet*.

Transformada	CR	PRD	SNR
<i>Fourier</i>	6.2778	0.0075	70.72
Cossenos	65.25	8.54	9.64
<i>Wavelet</i>	86.106	0.34	37.54

A partir da análise da tabela anterior, verifica-se que das três transformadas a mais eficiente é a transformada de *Wavelet*, a qual apresenta uma elevada taxa de compressão com um baixo valor PRD. Em contrapartida a relação sinal ruído é superior à apresentada pela transformada dos cossenos.

“An Efficient Coding Algorithm for the Compression of ECG Signals Using the Wavelet Transform [102]”

Neste artigo, o autor propõe a utilização da transformada discreta de *Wavelet*. No entanto, antes da aplicação deste método o sinal foi submetido a uma fase de pré-processamento, englobando normalização e zero *padding*. Com base no sinal 119 da base de dados MIT-BIH (360 Hz de frequência de amostragem e resolução de 11 bits), foram obtidos uma taxa de compressão de 23:1 e um valor de PRD de 1.95%.

“Analysis ECG Data Compression Techniques- A Survey Approach [103]”

Por fim, neste artigo é efetuado um levantamento das várias técnicas existentes na compressão de sinais ECG. Com base em estudos feitos, o autor apresenta um resumo de resultados obtidos na literatura. Alguns dos resultados são apresentados na tabela 3.21.

Tabela 3.21: Resultados apresentados no estudo [1].

Método	CR	PRD	Frequência de amostragem (Hz)	Precisão (bits)
<i>Tuning Point</i>	2:1	28.0	200	12
<i>AZTEC</i>	10:1	5.3	500	12
<i>CORTES</i>	4.8:1	7.0	200	12
<i>Peak-Picking</i>	10:1	14.0	500	8
<i>DPCM</i>	2.5:1	-	250	12
<i>Transformada KLT</i>	3:1	-	250	-
<i>Huffman</i>	2.8:1	-	250	10

Após toda a análise realizada sobre os vários métodos de compressão existentes, bem como alguns resultados já obtidos por diferentes autores, verifica-se que as técnicas das transformadas são as mais eficazes. Em contrapartida, estes métodos são computacionalmente exigentes. Os dois métodos que apresentam o melhor compromisso entre a taxa de compressão e os valores PRD são a conjugação da transformada de *Wavelet* com o algoritmo de *Huffman* e da transformada dos cossenos com o algoritmo LZW.

Depois da análise de várias soluções implementáveis, segue-se o capítulo 4 no qual são apresentadas as melhorias propostas com base em todo este estudo.

Capítulo 4

Melhorias propostas

Após a pesquisa e análise realizadas, serve o presente capítulo para apresentar as propostas de melhorias a serem implementadas no sistema atual, partindo do geral para o particular. Como se verificou anteriormente os blocos que contribuem em maior percentagem para o consumo total do sistema são o microcontrolador e o módulo de comunicação. Assim, estes são os dois primeiros componentes a serem avaliados. Posteriormente, sugerem-se melhorias relativamente ao circuito carregador e regulador de tensão com vista a uma economia de energia do sistema completo. Em seguida, são apresentadas propostas a um nível mais pontual e funcional, nomeadamente, o uso de uma memória *flash* externa, de um *real-time clock* e de um novo circuito de leitura de tensão da bateria.

De um ponto de vista geral, são propostos dois novos modos de funcionamento com vista a uma melhor gestão energética e funcional do sistema

Sempre que conveniente, são frisados pontos importantes relacionados com as alterações propostas.

4.1. Microcontrolador

Um dos requisitos para a aquisição de um novo microcontrolador é o de possuir interface USB. Esta interface, entre outras funcionalidades, permitirá a configuração do dispositivo, a recolha de dados guardados em memória e a atualização do *firmware*. Por outro lado, exige-se que o número de pinos seja o menor possível garantindo, obviamente, as necessidades funcionais.

Após a comparação dos microcontroladores apresentados, propõe-se o ATUC128L4U da *Atmel* pela sua melhor relação qualidade/preço. De entre os microcontroladores de 32 bits, é, claramente, o que apresenta um menor consumo e o seu custo de aquisição é o menor de todas as soluções apresentadas. Não só pelas características que apresenta, mas também por outros

fatores essenciais ao projeto, como a existência de uma biblioteca destinada ao uso de inúmeros filtros, conclui-se que este componente é a melhor escolha. Embora não tenha FPU, possui uma biblioteca destinada à execução de funções matemáticas, tornando-se adequado para o Kshirt.

O ATUC128L4U é um microcontrolador *system-on-chip* de 32 bits da *Atmel* com apenas 48 pinos, baseado no processador AVR32 UC RISC executável a frequências até 50 MHz. O seu processador foi projetado para aplicações embarcadas sensíveis ao custo, com particular ênfase no baixo consumo de potência, incorporando a tecnologia *picoPower*, elevada densidade de código e alta performance. O seu reduzido tamanho torna-o adequado para aplicações onde a limitação de espaço é um fator crítico. Combina técnicas de controlo de potência que são utilizadas para obter o consumo de corrente abaixo dos 174 $\mu\text{A}/\text{MHz}$ em funcionamento normal e 220 nA em modo *power-down*.

O dispositivo permite uma ampla gama de soluções de compromisso entre funcionalidade e consumo de energia, dando ao utilizador a capacidade de atingir o menor consumo de energia possível com o conjunto de recursos necessários para a aplicação. [30]

O ATUC128L4U incorpora as típicas interfaces de comunicação, tais como USART, SPI e TWI (I2C), as quais podem ser usadas para estabelecer uma conexão com os restantes periféricos do sistema.

4.2. Comunicações sem fios

Segundo a pesquisa efetuada, embora não possua um modo de *power-down*, o módulo HC_05 pode ser usado em *sniff mode*. Este modo de funcionamento permite uma pequena poupança de energia, uma vez que a transmissão de dados deixa de ser feita continuamente, passando a realizar-se em intervalos de tempo específicos. Estes intervalos de tempos devem ser fixos sendo, no máximo, de 20 segundos. No entanto, uma vez que o módulo é desligado sempre que o sistema entra em modo *power-down*, não se justifica o aprofundamento desta funcionalidade.

Como se viu no capítulo anterior, para aplicações móveis, a tecnologia *Bluetooth* é mais versátil e funcional comparativamente a outras, em especial a nova geração BLE. Face à existência de novos componentes com um tamanho e consumo significativamente inferiores ao módulo HC_05, justifica-se a alteração deste componente.

Em substituição do HC_05, recomenda-se o módulo *Bluetooth* RN4020 da *Microchip* que incorpora a versão *Bluetooth* 4.1. Apesar de não ser o que apresenta o menor consumo, é, claramente, o que apresenta a melhor relação qualidade/preço, sendo o baixo custo o principal fator da sua escolha. Por outro lado, o fato de ser um componente com especial aplicabilidade em dispositivos médicos, torna-o apropriado para o sistema Kshirt. Este dispositivo pode ser configurado através da interface UART de alta velocidade, de modo a assumir o papel central ou periférico numa determinada conexão.

4.3. Bloco de aquisição

O menor consumo e, principalmente, a redução do espaço ocupado na placa PCB justificam o uso de um circuito *analog-front-end*.

O AD8232 é o componente que possui o menor consumo energético e o menor custo. No entanto a sua arquitetura é menos conveniente comparativamente à dos restantes componentes pelo facto de não possuir conversores analógico-digitais. Face à necessidade de existir apenas um canal de aquisição e pela vantagem de possuir o módulo de medição de frequência respiratória, sugere-se o dispositivo ASDS1292R da *Texas Instruments*. Este dispositivo incorpora todas as características usualmente utilizadas em aplicações portáteis de aquisição e monitorização de eletrocardiograma e, ainda, um sistema de deteção de *lead-off*, bem como várias outras funções específicas do ECG. O ADS1292R pode ser usado em modos de alta performance ou *power-down*. O facto de possuir um multiplexador por canal permite que os canais não usados tenham um consumo muito reduzido. Os dados adquiridos são digitalizados através de ADC de alta resolução, sendo a comunicação feita por SPI com o microcontrolador. A vantagem de se possuir todo o circuito de condicionamento inserido num único componente, consiste na redução significativa do espaço ocupado na placa PCB.

A conversão analógico-digital pode ser realizada pelo microcontrolador, tornando o AD8232 uma boa opção para o sistema. No entanto, a introdução da funcionalidade de medição de frequência respiratória constitui uma importante melhoria no sistema, sendo o principal fator de escolha do ADS1292R.

4.4. Bateria

Tal como mencionado anteriormente, um dos desejos da empresa é a redução de custos e a bateria é um dos componentes do sistema mais dispendiosos. Por outro lado, após a evolução alcançada ao nível da autonomia, pode fazer sentido usar uma bateria de menor capacidade. Por outro lado, na generalidade o custo de uma bateria é diretamente proporcional à capacidade da mesma. Este facto comprovou-se aquando da apresentação de várias alternativas.

Face ao estudo elaborado da autonomia prevista para as diferentes baterias analisadas e tendo em conta o seu custo, propõe-se a bateria LP401230. Embora com um comprimento superior e a mesma espessura, possui uma largura significativamente inferior à bateria usada no sistema atual. A utilização da bateria LP401230 prevê uma autonomia de 3.2 h de funcionamento, e garante uma redução de custos significativa.

4.5. Circuito Carregador e regulador de tensão

A análise cuidadosa do atual circuito carregador e regulador permite verificar que existem algumas melhorias que podem ser implementadas, não só no sentido de reduzir o consumo, mas também, tendo em vista a proteção de todo o circuito elétrico.

A figura seguinte (fig. 4.1) mostra o circuito completo de carregamento e de regulação de tensão da versão 1 e serve como ponto de referência para a abordagem seguinte.

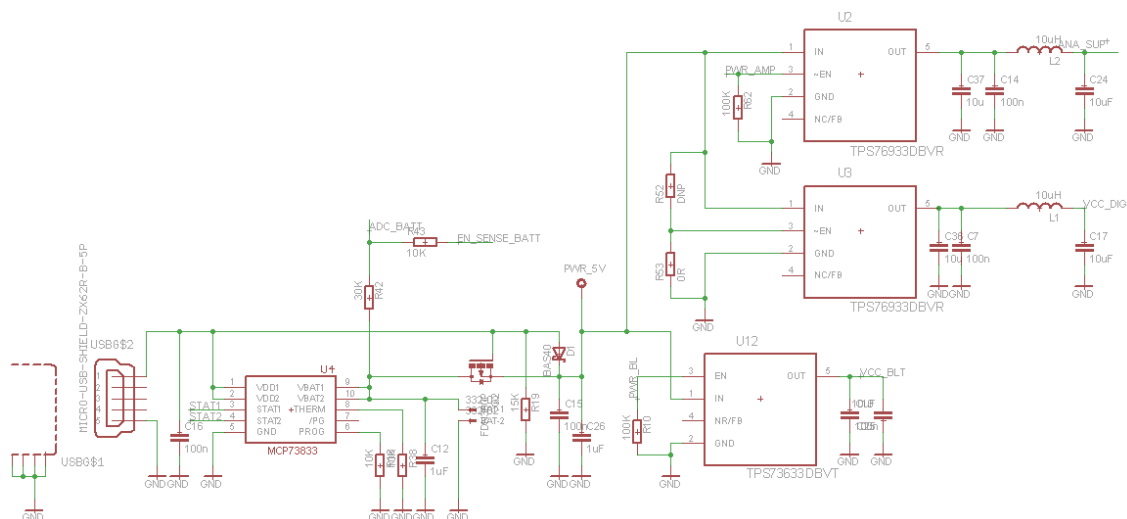


Figura 4.1: Esquemático do circuito carregador e regulador da versão 1.

No circuito atual, não é visível nenhum componente de proteção contra transientes, sobrecargas ou sobretensões, havendo a possibilidade de danificação de um ou mais componentes na ocorrência de picos de corrente ou tensão inesperados. De modo a proteger todo o circuito são introduzidos dois novos componentes no sistema: um supressor de descarga eletromagnética e um fusível. O primeiro, o PRTR5V0U2X da *NXP Semiconductors*, tem o objetivo de evitar transientes nas linhas de comunicação USB. Por sua vez, o fusível F0402G0R20FNTR da AVX permite evitar um eventual curto-circuito que possa ocorrer no circuito protegendo a bateria de altas descargas.

Como se pode ver na figura 4.1, o regulador responsável pela alimentação do bloco digital do sistema está em permanente funcionamento, alimentando o microcontrolador, o sensor de temperatura e a o módulo inercial. Assim, em *power-down*, existe um contributo significativo por parte destes componentes, em particular por parte do regulador de tensão. Perante esta situação, uma possível melhoria energética passa por um controlo eficiente da alimentação do sistema.

Uma solução plausível é a integração de um mecanismo que permita ligar ou desligar o sistema, externamente.

Propõe-se, então, a possibilidade de se possuir um botão (*switch*) que, ao ser pressionado, permita que o circuito seja ligado e desligado numa nova mudança de estado. Esta situação

potencia a redução do consumo, na medida em que a alimentação dos restantes componentes do sistema passa a ser controlada pela atuação do botão.

Por outro lado, uma vez empregue, seria benéfico usar o mesmo botão para outras aplicações (como entrada do MCU, por exemplo).

O regulador de tensão TPS76933 possui um pino EN (*Enable*) o qual é ativado ao nível lógico baixo. Este pino permite modificar o funcionamento do regulador sendo, a partir desta característica, possível desenvolver o controlo desejado.

Tendo em conta os objetivos descritos, abordou-se o problema de forma iterativa podendo o funcionamento do switch descrever-se da seguinte forma:

1. Estando o sistema desligado (em repouso), ao pressionar o botão o sistema deve entrar em funcionamento, ou seja, deve ser ativado o sinal EN do regulador de tensão;
2. Após a transição ON-OFF, o funcionamento do regulador deve ser mantido;
3. Acionando novamente o botão, o sistema deve desligar, ou seja, o sinal EN deve ser inativo.
4. Mais uma vez, ao largar o botão, o estado anterior deve ser mantido.

A abordagem mais intuitiva seria a ligação do botão diretamente entre o pino *Enable* e a tensão de referência. No entanto, esta não é a funcionalidade desejada, sendo necessário manter o valor anterior aquando de uma mudança de estado ON-OFF e vice-versa.

Para alcançar uma solução para o problema descrito recorre-se ao uso de transístores MOSFET. Sabe-se que o transístor de efeito de campo entra em condução (corrente entre o *drain* e a *source*) se a tensão na *gate* for igual ou superior à tensão limiar (V_t), ou seja, se $V_{GS} \geq V_t$. Contrariamente, o transístor deixa de conduzir se $V_{GS} < V_t$.

Surge, então, a abordagem ilustrada na figura seguinte.

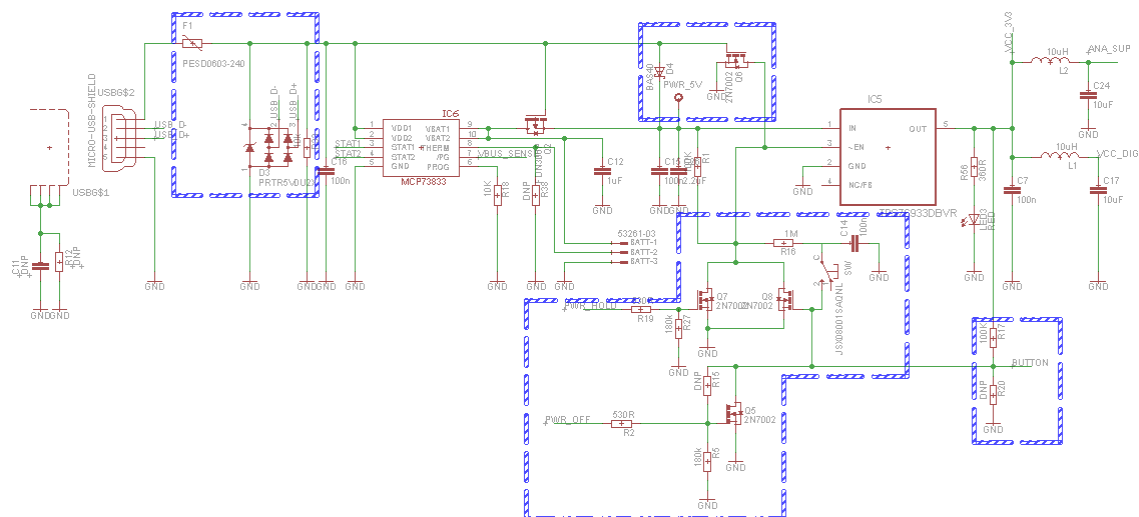


Figura 4.2: Primeira abordagem do circuito carregador e regulador com as melhorias propostas implementadas.

Para efeitos de simplificação, a tensão no pino EN do regulador TPS76933 passa a designar-se por V_{EN} e a tensão da interface USB por V_{USB} .

Numa perspetiva simplista, na inexistência de conexão USB, ou seja, se $V_{USB} = 0\text{ V}$, V_{EN} é igual à diferença entre a tensão da bateria e a queda de tensões no transístor Q2 e na resistência R1. Na presença da conexão USB, o controlador de carga inicia o carregamento da bateria e V_{EN} passa a ser igual à diferença entre V_{USB} e a soma da queda no díodo de D4 com a queda na resistência R1. Uma vez que o interruptor está aberto, o condensador apresenta a tensão V_{EN} aos seus terminais. Quando se aciona o botão, a *gate* do transístor Q8 passa a apresentar a mesma tensão que a do condensador, ou seja, V_{EN} . Estando a *source* do transístor Q8 ligada à tensão de referência, a tensão V_{EN} aplicada na *gate* (superior à tensão limiar do MOSFET de 2.1 V), permite que o transístor conduza. V_{EN} iguala a tensão de referência e, consequentemente, o regulador de tensão inicia o seu funcionamento. Uma vez ativo, o regulador aplica na sua saída a tensão de 3.3 V, a qual mantém a *gate* de Q8 acima da sua tensão limiar permitindo que o sinal no pino EN se mantenha ao nível baixo quando é desligado o botão.

Repare-se que a resistência R16 e o condensador C14 usados formam um circuito RC. Este circuito tem como objetivo introduzir um atraso na resposta e garantir que o botão é desligado antes de uma nova mudança de estado. Tratando-se de um circuito RC, a sua constante de tempo de descarga é dada pela relação 4.1.

$$\tau = R * C \quad (4.1)$$

Deseja-se que esta constante de tempo seja de aproximadamente 1s, sendo os valores de R e C:

$$R = 1\text{ M}\Omega$$

$$C = 100\text{ nF}$$

De forma a garantir a possibilidade de controlo da alimentação através do microcontrolador, recorre-se a dois sinais, um que mantenha o regulador permanentemente ativo, PWR_HOLD, e outro que tenha a função contrária, PWR_OFF. Esta funcionalidade é garantida com a utilização dos transístores Q5 e Q7.

Para aproveitar o botão para outra funcionalidade que não o controlo da alimentação, pode ligar-se diretamente a um pino de entrada do microcontrolador.

O transístor Q6 permite que o sistema fique em funcionamento sempre que exista a conexão com o USB.

Por fim, pensou-se na vantagem de se ter um RTC para que pudessem ser implementados “alarmes” no sistema que seriam despoletados por um período constante ou num instante específico. Para se evitar o uso de uma bateria auxiliar, este é alimentado pela bateria do sistema ou, uma vez ligada, pela interface USB. Agora, percebe-se os valores exigidos da tensão de funcionamento do RTC. O valor mínimo de 2.7 V vai de encontro à tensão da bateria quando esta se encontra totalmente descarregada e o valor de 5 V é consequência da alimentação USB (mantendo uma margem de segurança).

De acordo com a análise realizada e apesar do seu custo mais elevado, propõe-se a utilização do RTC DS1337 uma vez que apresenta um menor consumo comparativamente às restantes soluções.

A abordagem apresentada até aqui permite, teoricamente, uma melhoria significativa do consumo de energia no entanto, esta solução implica o uso de vários componentes que acarretam custos, bem como a necessidade de um maior espaço na placa PCB. Assim, de forma a contornar estes problemas apresenta-se uma nova interpretação mantendo as funcionalidades anteriores. Esta nova abordagem (fig. 4.3) é uma melhoria da anterior, no sentido em que permite realizar as mesmas funções usando um menor número de componentes. No entanto, nesta abordagem o *switch* apenas permite o arranque do sistema.

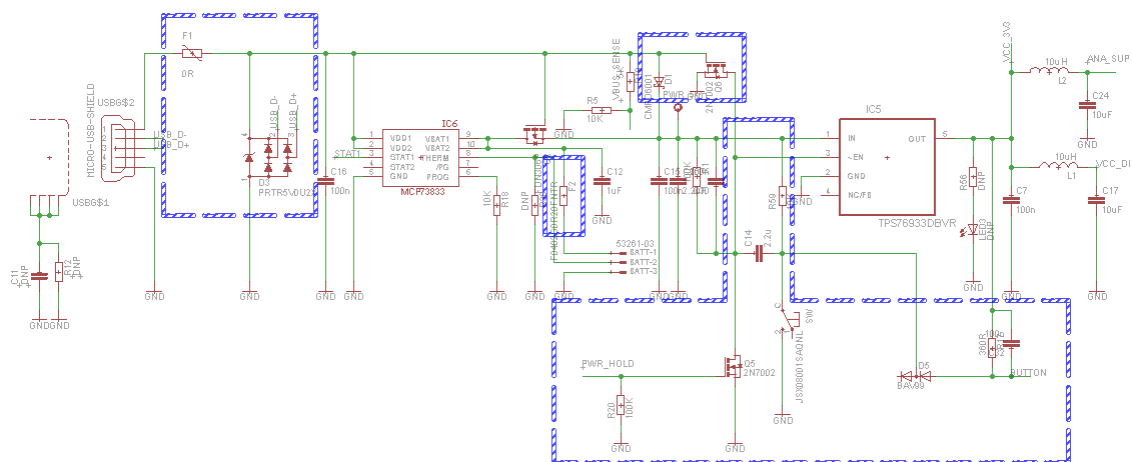


Figura 4.3: Esquemático final do circuito carregador e regulador de tensão.

Como se pode constatar na figura, as funcionalidades são mantidas e o número de componentes usados é significativamente inferior. Para o controlo do regulador através do microcontrolador, usa-se apenas um único sinal que comanda a alimentação do sistema. O ponto-chave que deve ser alvo de explicação extra é a funcionalidade do condensador C14.

Estando o circuito em repouso o regulador de tensão encontra-se desligado e o condensador C14 apresenta uma carga nula. Atuando no *switch*, dada a proporcionalidade direta entre a corrente e a derivada da tensão num condensador, C14 comporta-se como um curto-circuito iniciando-se o processo de carga. Durante esta fase o microcontrolador ativa o sinal PWR_HOLD o qual permite manter o pino de EN do regulador ao nível lógico baixo permanecendo assim em funcionamento.

A segunda alteração que merece uma explicação é o diodo CMPD6001, em substituição do BAS40.

Como se viu no capítulo 2, o uso de um diodo de *Schottky* deve-se à necessidade de uma queda de tensão o menor possível de modo a garantir uma tensão próxima de 5 V. A deteção da lógica positiva (1) do barramento I2C no RTC exige um mínimo de $0.7 * V_{cc}$ de tensão. Já a lógica

negativa (0) exige um valor inferior a $0.3 * V_{cc}$. Para simplificar a explicação considere-se os seguintes valores:

- Tensão no pino IN do regulador de tensão (é dada pela tensão USB menos a queda no diodo) = 4.5V;
- Tensão mínima (pior caso) da lógica positiva do microcontrolador = 2.9 V.

Na pior situação, tem-se que $V_{IH} > 3.15V$ e $V_{IL} < 1.35 V$. Como o RTC exige um mínimo de 3.15 V na detecção da lógica positiva e, no pior caso, o microcontrolador apenas fornece 2.9 V, podem ocorrer erros de interpretação na comunicação entre ambos os dispositivos.

Uma vez que esta situação pode ocorrer apenas enquanto a alimentação USB está presente, uma solução possível é aumentar a queda de tensão proporcionada pelo diodo D1. Esta é a justificação da substituição do diodo BAS40 pelo CMPD6001. Este componente apresenta uma queda de cerca de 1V o que permite resolver o problema mencionado. Seguindo o mesmo exemplo, a tensão no pino IN do regulador de tensão passa a ser de 4.0 V, e a tensão mínima de detecção de lógica positiva do RTC de $2.8 V < 2.9 V$.

4.5.1. Controlador de carga

Como referido no capítulo anterior, o controlador BQ25100A apenas foi analisado numa fase posterior do trabalho. Relativamente aos restantes controladores analisados, nenhum significa uma melhoria que justifique a substituição do MCP73833, quer ao nível de desempenho, quer de redução do custo.

Uma vez que o principal fator a ter em conta na escolha deste componente é a corrente de descarga da bateria, o único controlador que apresenta melhores características é o BQ25100A. Assim, sugere-se este dispositivo como uma possível melhoria futura numa nova versão do Kshirt e, para a versão 2, propõe-se que seja mantido o controlador de carga MCP73833.

4.5.2. Regulador de tensão

A saída regulada por reguladores lineares é mais “limpa” do que no caso de reguladores comutados, mas em contrapartida, o rendimento dos segundos é geralmente superior. No entanto, como conferido anteriormente o regulador TPS76933 usado no sistema atual possui um rendimento de cerca de 89 %, valor próximo dos obtidos com reguladores comutados.

Em resultado do estudo realizado e pelas razões mencionadas, conclui-se que em aplicações como o Kshirt se justifica o uso de reguladores lineares LDO.

O regulador STLQ015 da *STMicroelectronics* foi igualmente encontrado numa fase posterior ao projeto da nova placa. Pelo seu reduzido consumo em funcionamento contínuo e em *power-down*, pelas reduzidas dimensões, e, principalmente, pelo seu menor custo de mercado torna-se a melhor escolha. De entre as restantes alternativas, nenhuma apresenta características que justifiquem a alteração do TPS76933. Por outro lado, este é um dos componentes do sistema

que menos contribuiu para o consumo total, razão pela qual se propõe a manutenção da sua utilização.

4.6. Módulo inercial

O MPU-9150 desempenha um papel importante no sistema, uma vez que permite verificar a existência de atividade física por parte dos utilizadores. Um dos três sensores existentes neste tipo de controladores é o magnetómetro, instrumento utilizado para medir a orientação. Uma vez que a orientação dos utilizadores não constitui uma funcionalidade desejada para o Kshirt, o uso deste sensor torna-se desnecessário. Perante este cenário, justifica-se a alteração do controlador de 9 eixos usado na versão 1 do sistema por um de 6 eixos que, como apresentado na tabela 3.14 (secção 3.1.7), apresenta um consumo menor e representa um custo inferior.

Dadas as grandes semelhanças funcionais e físicas com o MPU-9150, recomenda-se o MPU-6050 também da *InvenSense*.

4.7. Gestão Energética

Ao nível de *software* existem várias abordagens possíveis para a redução do consumo energético. A primeira baseia-se nos conceitos de gestão do tempo de funcionamento do sistema.

A segunda abordagem centra-se na redução do volume de dados a transmitir. Para tal foram analisados algoritmos de compressão de dados.

Como descrito anteriormente, o sistema atual apenas possui dois modos de funcionamento: contínuo e *power-down*. No modo contínuo, a transmissão dos dados adquiridos é realizada permanentemente. Uma forma de reduzir o tempo de transmissão e o respetivo consumo energético associado, consiste na periodização da transmissão. Ou seja, em vez de se transmitir os dados continuamente, estes podem ser enviados com uma dada frequência estabelecida.

Embora exista, aqui, a possibilidade da redução de consumos, por si só, esta abordagem é pouco inteligente. Isto porque há uma redução do tempo de transmissão, no entanto, o restante circuito continua em permanente funcionamento.

Uma importante inovação que pode ser implementada é a criação de um novo modo de funcionamento, tal como explicado na secção 3.2.1. Esta abordagem é importante não só do ponto de vista energético, mas também funcional.

Propõe-se, assim, um terceiro modo de funcionamento no qual o sistema é “acordado” com um período e durante um intervalo de tempo especificados, estando em modo *power-down* no restante período de tempo, passando a designar-se por modo intermédio. Por simplicidade de notação, passam a designar-se por p_3 (período) e t_3 (tempo de funcionamento) os valores a estabelecer. De forma a reduzir o consumo energético, garantindo um tempo suficiente de aquisição e transmissão propõe-se os valores $p_3 = 3$ minutos e $t_3 = 1$ minuto. Ou seja, o sistema

“desperta” de 3 em 3 minutos e permanece ligado durante 1 minuto, tempo durante o qual ocorre a aquisição, processamento e transmissão de dados. O período de 3 minutos foi definido de modo a que o sistema funcione $\frac{1}{4}$ do tempo, ou seja, a cada hora encontra-se em funcionamento 15 minutos.

Para a implementação deste novo modo recorre-se às funcionalidades do *Real Time Clock*.

Este componente possui alarmes, o que permite “despertar” o sistema em intervalos de tempo especificados, ou ainda, em instantes de tempo definidos como datas específicas (por exemplo, uma vez por hora).

Os valores estabelecidos para p_3 e t_3 podem ser manipulados de modo a criar um novo modo de funcionamento.

Assim, para a nova versão propõe-se os quatro modos seguintes:

- Funcionamento contínuo – igual à versão 1 do dispositivo;
- Modo de funcionamento intermédio – aquisição intermitente. Como descrito, é especificado um período no qual o sistema é ligado para realizar a aquisição dos dados, permanecendo desligado no restante período de tempo. Por convenção, os valores foram definidos em 3 e 1 minutos, respetivamente;
- Modo de funcionamento esporádico – pode fazer sentido a aquisição esporádica dos dados (de 15 em 15 minutos, de hora a hora, etc.), dependendo das necessidades do utilizador. Por convenção, os valores do período e de duração foram definidos em 15 e 1 minutos;
- *Power-down* – O circuito permanece desligado até que haja uma interrupção proporcionada pelo RTC ou pelo próprio utilizador através do botão inserido do circuito, ou ainda, quando a alimentação USB for detetada.

Em termos de *software*, após a análise das várias técnicas de compressão existentes, com especial atenção para a aplicação de sinais ECG, verificaram-se resultados razoáveis com a implementação da transformada dos cossenos. Este método mostrou ser um dos mais eficientes e com uma menor complexidade. Deste modo, propõe-se a sua utilização na compressão do sinal ECG adquirido pelo Kshirt. Após a aquisição e condicionamento do sinal, este pode ser comprimido usando o método proposto. A adoção desta compressão requer, do lado do recetor (*smartphone/tablet*), a capacidade de realizar o processo inverso, caso contrário, não faz qualquer sentido esta operação. Uma vez que os recetores usados pela IncreaseTime possuem o sistema operativo *Android*, no qual pode ser usada uma aplicação que faça a operação de descompressão dos dados recebidos, faz sentido a implementação desta abordagem. Apesar da impossibilidade de implementação prática de um método de compressão no sistema atual foi realizado o estudo desta técnica, recorrendo à ferramenta *Matlab* (secção 6.2),

Por fim, embora pouco significativa, sugere-se a utilização equilibrada dos LED apenas em situações específicas como o arranque do sistema ou indicação de bateria descarregada. No arranque os três LED podem ligar durante 1 segundo como indicação de que o sistema inicia. A situação de bateria descarregada pode ser indicada pela luminosidade do LED vermelho. Com o intuito de se distinguir o modo de funcionamento contínuo do *power-down*, propõe-se o

funcionamento do LED azul quando o sistema se encontra ligado. O LED verde pode ser utilizado para indicação de carregamento da bateria, não contribuindo para o consumo total

4.8. Memória

Perante as soluções apresentadas, propõe-se a utilização da memória *flash* AT45DB161D da *Atmel*. Apesar do maior custo, tem a capacidade de 16 Mbit e é a solução que apresenta um menor consumo.

Embora a AT45DB161D seja a memória que apresenta um desempenho superior e tendo em vista a redução de custos, em alternativa a esta, propõe-se a memória S25FL208K da *Microchip*. Apesar de ter apenas 8 Mbit e de apresentar um consumo superior é, claramente, a solução mais económica.

4.9. Leitura da tensão da bateria

A fim de evitar a descarga completa da bateria, é efetuada a leitura do valor da sua tensão. Sempre que esta se aproxime da descarga completa o sistema entra em modo *power-down* até que seja ligada a alimentação USB. Na versão 1 esta medição é feita continuamente e o sinal é lido pelo microcontrolador, o que implica um determinado consumo. Para contornar esta limitação recorre-se à utilização de transístores MOSFET. O esquemático da figura 4.4 permite visualizar a abordagem seguida.

O sinal EN_SENS_BAT é uma saída digital do microcontrolador, que é ativada sempre que se deseja ler a tensão da bateria. Nessa situação ambos os transístores passam a conduzir e o sinal ADC_BATT ligado a uma entrada analógica do microprocessador permite adquirir a tensão na bateria, através do divisor resistivo. Embora simbólica, esta abordagem permite implementar uma melhoria no sistema.

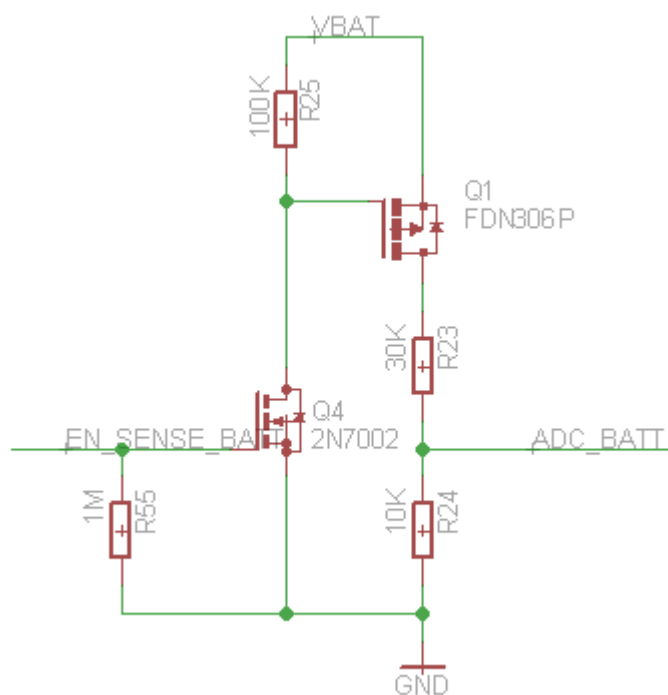


Figura 4.4: Esquemático do circuito de leitura da tensão da bateria.

Após toda esta análise, serve o capítulo seguinte para apresentar a nova versão do dispositivo Kshirt, bem como o estudo dos consumos energéticos teóricos. Será ainda apresentado um estudo comparativo dos custos associados a ambas as versões do dispositivo.

Capítulo 5

Hardware Final

5.1. Nova placa PCB

Antes do projeto da nova versão do dispositivo surge a fase de seleção dos componentes. Apesar das sugestões apresentadas, coube à empresa decidir as melhorias a integrar no novo sistema. As escolhas que se coadunam com as propostas apresentadas não necessitam de comentários (pois a explicação da sua seleção já foi realizada nos capítulos 3 e 4), no entanto aquelas que diferem das sugeridas serão justificadas. Foram, então, selecionados os componentes:

- Microcontrolador ATUC128L4U;
- Bloco de aquisição ADS1292R;
- Módulo *Bluetooth* RN4020;
- Bateria LP-402025-IS-3 – perante um dos principais objetivos desta fase (aumento da autonomia), a empresa resolveu manter a bateria usada na versão 1.
- Controlador de carga MCP73833;
- Regulador de tensão TPS76933;
- Sensor de temperatura TMP006;
- Módulo inercial MPU-6050;
- *Real Time Clock* DS1337;
- Memória AT45DB161D;
- Transístor de efeito de campo de canal p FDN360P e díodo CMDP6001;
- LED 150060BS75000 (azul), 150060GS75000 (verde) e 150060RS75000 (vermelho).

Depois de efetuadas todas as escolhas, surge a fase de desenho do esquemático do novo sistema, bem como da nova PCB. Para isso recorreu-se à ferramenta *Eagle* da *Cadsoft* (software de projeto de placas de circuito impresso). Na figura seguinte (fig. 5.1), pode observar-se os

vários blocos constituintes do sistema de modo a facilitar a identificação dos mesmos e a sua análise.

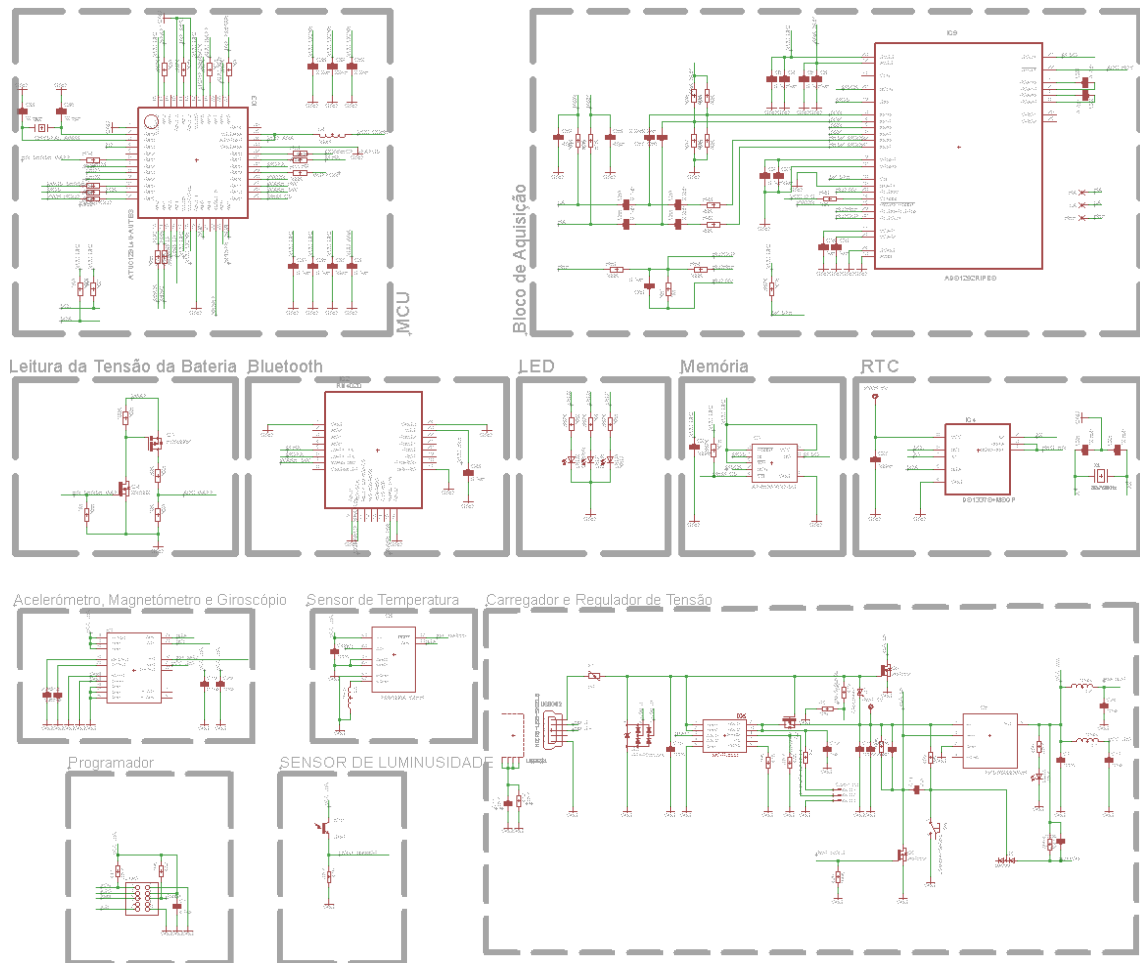


Figura 5.1: Esquemático final dos vários blocos constituintes do sistema.

A placa PCB da versão 2 resultante é apresentada nas figuras seguintes (fig. 5.2 e 5.3), nas quais são igualmente identificados os principais componentes.

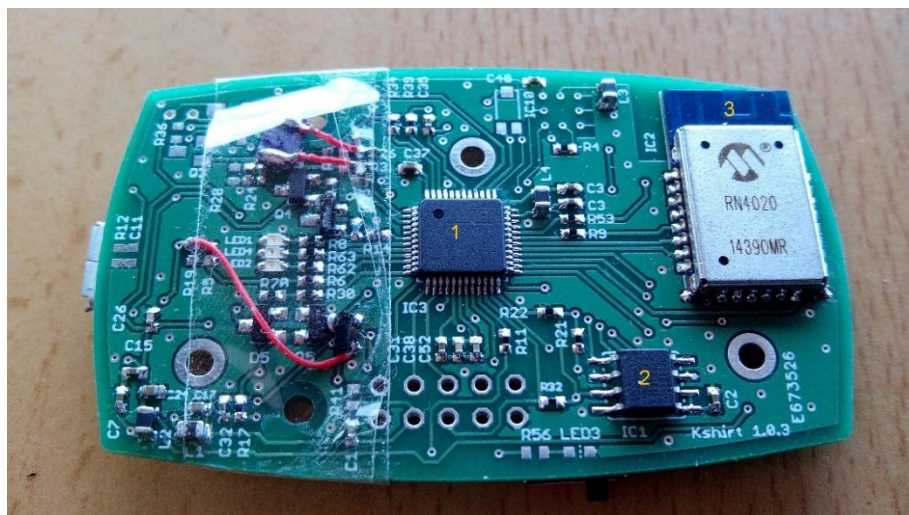


Figura 5.2: Frente da placa PCB da versão 2 do dispositivo Kshirt.
Legenda: 1 – Microcontrolador ATUC128L4U; 2 – Memória AT45DB161D; 3 – Módulo *Bluetooth* RN4020.

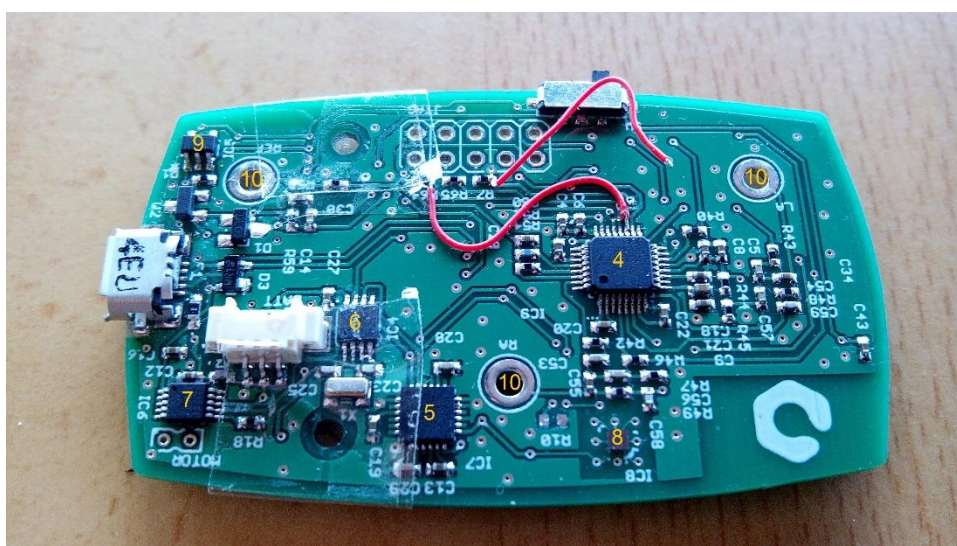


Figura 5.3: Verso da placa PCB da versão 1 do dispositivo Kshirt.
Legenda: 4 – Bloco da aquisição ADS1292R; 5 – Acelerômetro e Giroscópio MPU-6050; 6 – RTC DS1337; 7 – Controlador de carga MCP7833; 8 – Sensor de temperatura TMP006; 9 – Regulador de tensão TPS76933; 10 – Interfaces dos eletrodos.

Na secção seguinte será apresentado o estudo teórico dos consumos do novo sistema, semelhante ao realizado para a versão 1.

5.2. Consumos Teóricos

Antes da realização das medições, é importante realizar um estudo teórico dos consumos e autonomia, de modo a posteriormente se efetuar a comparação com os valores obtidos experimentalmente. Assim, as tabelas 5.1 e 5.3 apresentam os consumos no modo de funcionamento contínuo e em modo *power-down*, respetivamente.

Analogamente ao realizado para a versão 1 apresenta-se na tabela 5.2 os consumos máximos que correspondem ao arranque do sistema.

Tendo em conta a implementação da melhoria proposta para o circuito carregador e regulador de tensão, em modo *power-down* apenas existe consumo significativo por parte do regulador de tensão, do controlador de carga, do RTC e perdas nos semicondutores FDN360P, 2N7002 e CMPD6001.

Tabela 5.1: Consumos teóricos em funcionamento contínuo da versão 2.

Componente	Tensão aplicada	Corrente consumida	Potência Consumida	Percentagem de consumo
Unidades	V	mA	mW	%
ATUC128L4U	3.3	6.960	22.968	22.34
RN4020	3.3	12	39.600	38.52
ADS1292R	3.3	0.300	0.990	0.96
MCP73833	-	-	-	-
TPS76933	3.7	0.017	0.063	0.06
MPU-6050	3.3	3.900	12.870	12.52
TMP006	3.3	0.240	0.792	0.77
DS1337	3.7	0.150	0.555	0.54
AT45DB161D	3.3	7	23.100	22.47
LED verde	3.2	0.278	0.890	0.86
LED vermelho	-	-	-	-
LED azul	3.2	0.278	0.890	0.86
CMPD6001	-	-	-	-
FDN360P	3.7	-	0.093	0.09
2N7002	-	-	-	-
Total	-	30.988	102.811	100 %

Tabela 5.2: Consumos máximos teóricos em funcionamento contínuo da versão 2.

Componente	Tensão aplicada	Corrente consumida	Potência Consumida	Percentagem de consumo
Unidades	V	mA	mW	%
ATUC128L4U	3.3	8.700	28.710	20.14
RN4020	3.3	12	39.600	27.78
ADS1292R	3.3	0.300	0.990	0.69
MCP73833	-	-	-	-
TPS76933	3.7	0.028	0.104	0.07
MPU-6050	3.3	3.900	12.870	9.03
TMP006	3.3	0.325	1.073	0.75
DS1337	3.7	0.150	0.555	0.39
AT45DB161D	3.3	15	49.500	34.72
LED verde	3.2	0.278	0.889	0.62
LED vermelho	2.0	3.611	7.222	5.07
LED azul	3.2	0.278	0.889	0.62
CMPD6001	-	-	-	-
FDN360P	3.7	-	0.163	0.11
2N7002	-	-	-	-
Total	-	44.570	142.565	100 %

Tabela 5.3: Consumos médios teóricos em modo *power-down* da versão 2.

Componente	Tensão aplicada	Corrente consumida	Potência Consumida	Percentagem de consumo
Unidades	V	μ A	μ W	%
ATUC128L4U	-	-	-	-
RN4020	-	-	-	-
ADS1292R	-	-	-	-
MCP73833	3.7	2	7.400	5.88
TPS76933	3.7	2	7.400	23.53
DS1337	3.7	1.500	1.850	11.76
AT45DB161D	-	-	-	-
LED verde	-	-	-	-
LED vermelho	-	-	-	-
LED azul	-	-	-	-
CMPD6001	3.7	0.500	1.850	11.76
FDN360P	3.7	-	0	23.53
2N7002	3.7	-	0	23.53
Total	-	6	18.500	100 %

A autonomia teórica da versão 2 do Kshirt (tabela 5.4) pode, agora, ser calculada para os quatro modos de funcionamento. No modo intermédio o sistema “desperta” de 3 em 3 minutos permanecendo 1 minuto ligado, o que corresponde a 15 minutos por hora em funcionamento contínuo e os restantes 45 minutos em modo *power-down*. No modo de funcionamento esporádico o sistema “desperta” de 15 em 15 minutos, funcionando durante 1 minuto.

Tabela 5.4: Autonomia teórica da versão 2 do Kshirt.

Modo	Consumo de potência	Autonomia
Funcionamento Contínuo	30.988 mA	5.3 h
Funcionamento Intermédio	7.752 mA	21.3 h
Funcionamento Esporádico	1.942 mA	85.0 (3.5 dias)
<i>Power-Down</i>	6 μ A	27500 h (1145 dias)

Os valores teóricos apresentados na tabela 5.4 preveem uma significativa melhoria da autonomia da nova versão do dispositivo, no entanto, esta deverá ser verificada experimentalmente.

Em seguida é apresentado o custo total de ambas as versões do Kshirt.

5.3. Estudo comparativo de custo

Como se pôde constatar ao longo do capítulo 3, em todos os componentes analisados foi considerado o custo de aquisição dos mesmos, isto porque além de cumprir o principal objetivo do trabalho, existe a necessidade de considerar os requisitos e necessidades da empresa. Por outro lado constatou-se que, em algumas das escolhas, o fator custo determinou a solução a implementar.

Assim, é apresentado um estudo comparativo do custo das duas versões do Kshirt (tabela 5.5). Para que este estudo seja completo, são considerados não só os componentes principais do sistema, mas sim todos os componentes, tais como resistências, condensadores, etc., e ainda o custo de produção da PCB bem como da montagem. Todos os valores apresentados são os custos unitários de aquisição de 100 unidades.

Tabela 5.5: Custo de ambas as versões do Kshirt.

Versão 1		Versão 2	
Componente	Custo (€)	Componente	Custo (€)
PCB	8	PCB	8
Assemblagem	45	Assemblagem	45
Microcontrolador dsPIC33FJ128MC804	4.370	Microcontrolador ATUC128L4U	6.688
Bluetooth HC_05	3.600	Bluetooth RN4020	6.380
-	-	Bloco de aquisição ASDS1292R	8.000
Bateria LP-402025-IS-3	9.380	Bateria LP-402025-IS-3	9.380
Controlador de carga MCP73833	0.588	Controlador de carga MCP73833	0.588
Regulador de tensão TPS76933 (x2)	0.459	Regulador de tensão TPS76933	0.459
Regulador de tensão TPS73633	1.410	-	-
Sensor de temperatura TMP006	2.500	Sensor de temperatura TMP006	2.500
Módulo inercial MPU-9150	6.451	Módulo inercial MPU-6050	5.448
-	-	RTC ISL12057	1.520
-	-	Memória Flash AT45DB161D	2.070
INA128UA	8.180	-	-
OPA2336U	2.160	-	-
OPA336N	0.940	-	-
Conector Micro-USB	0.876	Conector Micro-USB	0.876
Cristal	0.543	Cristal	0.543
Botão	0.425	Botão	0.658
LED vermelho	0.060	LED vermelho	0.185
LED verde	0.049	LED verde	0.185
-	-	LED azul	0.206
-	-	Supressor de descarga PES0603	0.113
-	-	Supressor de descarga PRTR5V0U2X	0.216
-	-	Fusível TEMENT6000	0.456
Díodo BAS40	0.121	Díodo CMPD6001	0.196
-	-	Díodo Comutador BAV99	0.034
Transistor FDN360P	0.191	Transistor FDN360P (x2)	0.382
Transistor 2N7002	0.069	Transistor 2N7002 (x2)	0.138
Bobina 10µH (x3)	0.225	Bobina 10µH (x3)	0.225
Condensador 12.5 pF (x2)	0.066	Condensador 12.5 pF (x2)	0.066
-	-	Condensador 47 pF(x2)	0.090
Condensador 2.2 nF	0.029	Condensador 2.2 nF (x6)	0.174
-	-	Condensador 4.7 nF (x4)	0.132
Condensador 6.8 nF (x4)	0.116	-	-
Condensador 10 nF	0.004	Condensador 10 nF	0.004
-	-	Condensador 22 nF	0.029
Condensador 0.1 µF (x16)	0.480	Condensador 0.1 µF (x19)	0.570
Condensador 1 µF (x3)	0.036	Condensador 1 µF (x6)	0.072
-	-	Condensador 2.2 µF (x2)	0.048
Condensador 10 µF (x8)	0.568	Condensador 10 µF (x4)	0.284
Resistência 0Ω (x8)	0.040	Resistência 0Ω	0.005
Resistência 320 Ω (x3)	0.015	-	-
Resistência 360 Ω (x22)	0.308	Resistência 360 Ω (x21)	0.294
Resistência 1.4 kΩ (x2)	0.038	Resistência 1.4 kΩ (x2)	0.038
Resistência 2.2 kΩ (x2)	0.124	-	-
-	-	Resistência 4.7 kΩ	0.005
-	-	Resistência 5 kΩ	0.015
Resistência 10 kΩ (x5)	0.025	Resistência 10 kΩ (x5)	0.025
Resistência 15 kΩ	0.009	-	-
Resistência 25 kΩ (x3)	0.027	-	-
Resistência 30 kΩ	0.015	Resistência 30 kΩ	0.015
-	-	Resistência 40 kΩ (x6)	0.114
-	-	Resistência 51 kΩ (x2)	0.010
Resistência 100 kΩ (x5)	0.070	Resistência 100 kΩ (x6)	0.084
Resistência 390 kΩ	0.004	-	-
Resistência 1 MΩ (x4)	0.010	Resistência 1 MΩ (x4)	0.020
Resistência 1.5 MΩ	0.009	-	-

Resistência 2M Ω (x2)	0.018	-	-
CUSTO TOTAL	97.608	CUSTO TOTAL	102.540

O acréscimo no custo total da versão 2 deve-se, principalmente, ao microcontrolador e ao módulo *Bluetooth*.

Após os estudos dos consumos e autonomia teóricos realizados, surge a necessidade de verificar quais os valores reais e compará-los com os esperados. Para tal, foram realizados alguns testes laboratoriais especificados no capítulo seguinte.

Capítulo 6

Testes Laboratoriais

Para finalizar o trabalho desenvolvido são detalhados os testes realizados em laboratório com o intuito de determinar o ganho obtido após as melhorias implementadas e confirmar se a previsão teórica se verifica na prática.

Assim, foram realizados testes simples em ambas as versões do dispositivo, nos seus vários modos de funcionamento.

6.1. Resultados experimentais

Previamente à realização das medições é necessário estabelecer critérios e metodologias de teste.

O primeiro teste consistiu na verificação da autonomia efetiva do sistema. Este teste apenas foi possível para os modos de funcionamento contínuo e intermédio, dada a duração do mesmo.

Em seguida foi realizada a medição direta da corrente média exigida à bateria durante o funcionamento do sistema. Para efetuar esta tarefa foi introduzido um amperímetro digital em série com a mesma, registando-se os valores da corrente consumida nos modos de funcionamento contínuo e *power-down*.

O instrumento de medição utilizado foi o multímetro *Keithley* 2000 com uma resolução de 10 nA. Encontram-se, em anexo, algumas fotografias que permitem comprovar os valores obtidos bem como mostrar o instrumento utilizado.

As tabelas 6.1 e 6.2 contêm quatro colunas nas quais se apresentam aos seguintes valores:

- Consumos teóricos – valores teóricos da corrente consumida extraídos das tabelas 2.15, 2.17, 5.1 e 5.3;
- Consumos reais – valores da corrente média consumida obtidos experimentalmente;

- Autonomia teórica – valores da autonomia calculados com base nos consumos teóricos;
- Autonomia real – valores da autonomia obtidos experimentalmente;
- Autonomia calculada – valores da autonomia calculada usando os valores obtidos experimentalmente da corrente consumida.

Os resultados foram registados com uma tensão de 3.7 V nos terminais da bateria e os valores apresentados na tabela representam a média dos obtidos experimentalmente.

Tabela 6.1: Comparação dos resultados teóricos com os obtidos experimentalmente para a versão 1.

Modo de Funcionamento	Consumos teóricos	Consumos reais	Autonomia teórica	Autonomia real	Autonomia calculada
Contínuo	71.351 mA	71.898 mA	2.3 h	2.3 h	2.3 h
Power-down	142 μ A	-	-	-	48 dias

Tabela 6.2: Comparação dos resultados teóricos com os obtidos experimentalmente para a versão 2.

Modo de Funcionamento	Consumos teóricos	Consumos reais	Autonomia teórica	Autonomia real	Autonomia calculada
Contínuo	30.988 mA	31.298 mA	5.3 h	5.3 h	5.3 h
Intermédio	7.752 mA	-	21.3 h	21.2	21.1 h
Esporádico	1.942 mA	-	3.5 dias	3.4 dias	3.5 dias
Power-down	6 μ A	5.800 μ A	1145 dias	-	1185 dias

A visualização de ambas as tabelas permite verificar que os valores obtidos estão relativamente próximos dos previstos.

A diferença entre ambas as versões é notória, verificando-se um aumento da autonomia em mais do dobro na versão 2.

A título de curiosidade foram também aferidos os valores máximos em ambos os sistemas, obtendo-se os valores de 119.061 e 39.401 mA, respetivamente nas versões 1 e 2. Neste caso os valores reais são inferiores aos previstos, o que não é de todo anormal uma vez que os cálculos teóricos têm em consideração os consumos máximos para todos os componentes, o que na prática é difícil de se verificar.

6.2. Implementação do algoritmo de compressão

Do ponto de vista prático, foi realizada a implementação das técnicas de compressão da transformada discreta de *Fourier* (FFT) e da transformada discreta dos cossenos (DCT), recorrendo à ferramenta *Matlab*. Esta implementação consiste na realização da compressão e posterior reconstrução do sinal e tem o objetivo de determinar os valores das taxas de compressão e PRD alcançáveis.

De modo a verificar a existência de perda de informação, obtiveram-se os sinais antes da compressão e o reconstruído, os quais estão representados nas figuras 6.1, 6.2 e 6.3.

O primeiro método utilizado (fig. 6.1) foi a FFT na qual se obteve uma taxa de compressão de 89.57:1 e um valor de PRD de 1.166.

O segundo método implementado (fig.6.2) foi a transformada DCT na qual se obteve uma taxa de compressão de 90.43:1 e um valor de PRD de 0.938.

Por fim, foi usada a versão DCT-II da transformada discreta dos cossenos a qual permitiu obter taxas de compressão de 91.50:1 e um valor de PRD de 1.299.

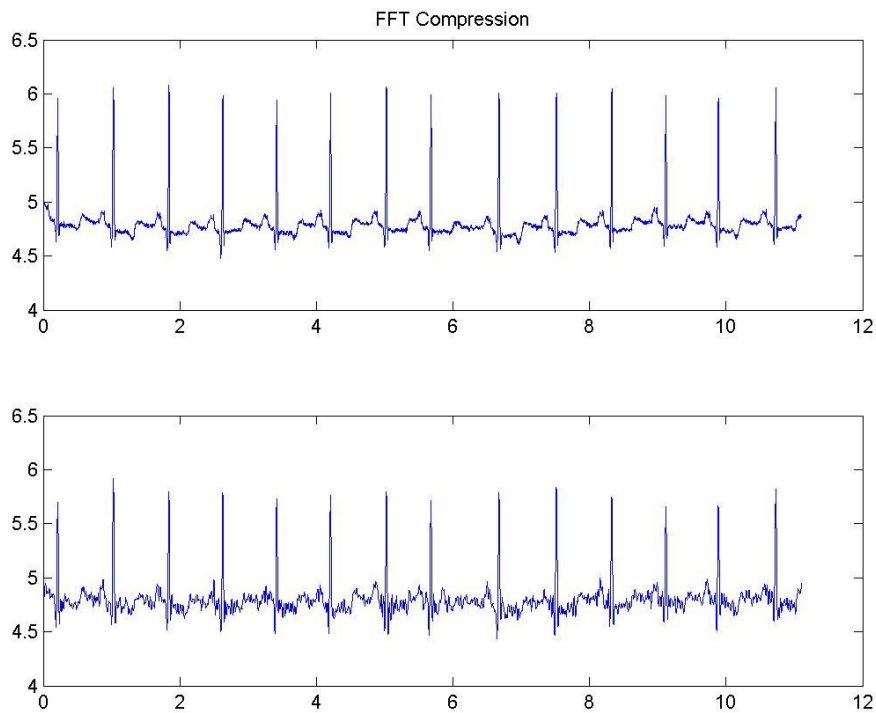


Figura 6.1: Resultado da aplicação da transformada de Fourier.

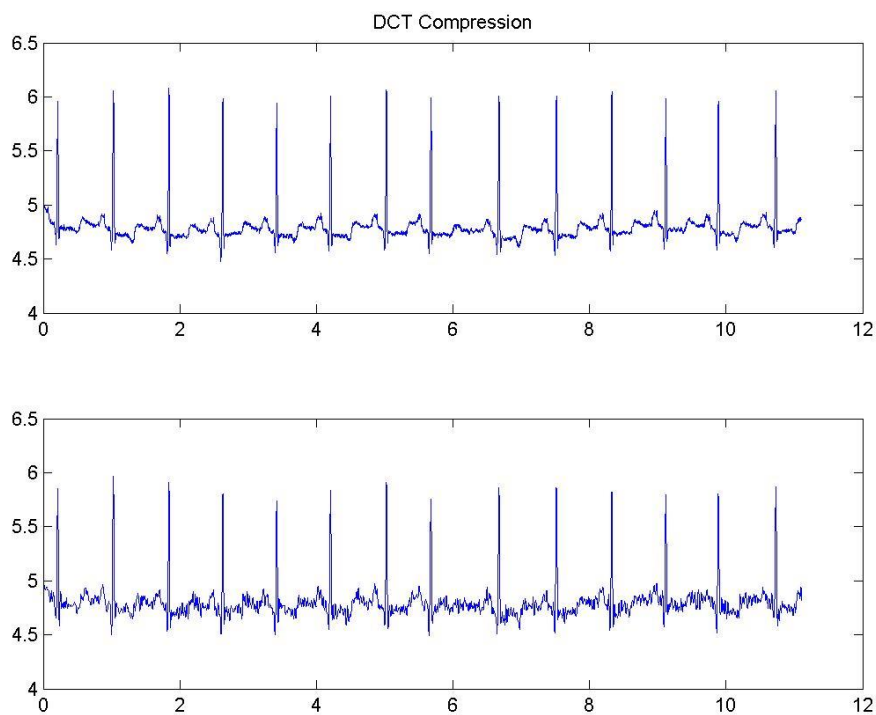


Figura 6.2: Resultado da aplicação da transformada dos cossenos.

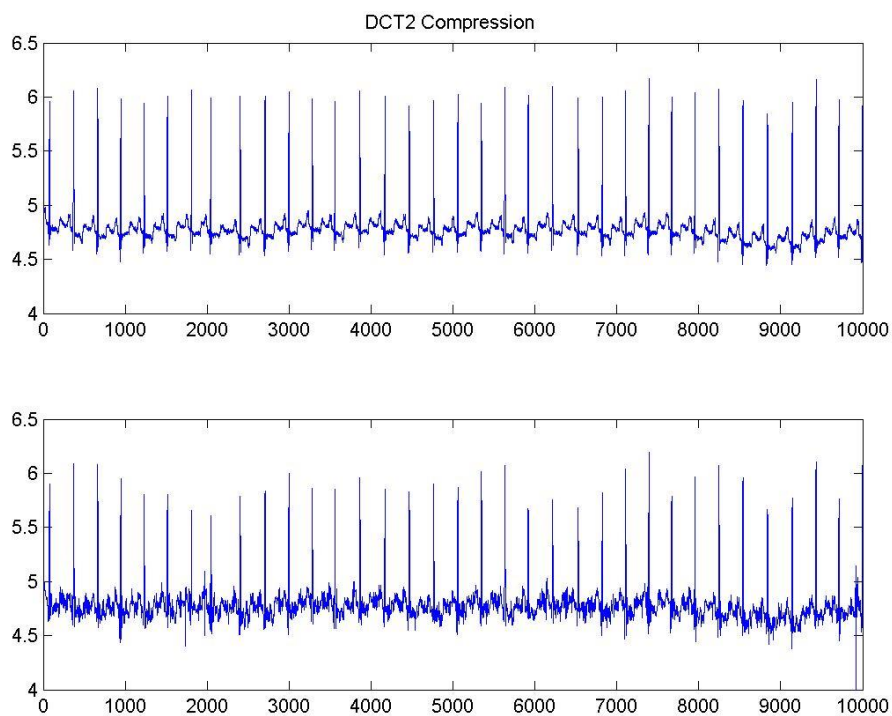


Figura 6.3: Resultado da aplicação da transformada DCT-II.

Como se pode comprovar qualquer um dos métodos apresenta resultados satisfatórios coerentes com os existentes na literatura.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho Futuro

O presente documento expôs de uma forma geral o trabalho desenvolvido ao longo de toda a dissertação. A pesquisa efetuada permitiu verificar que o sistema Kshirt apresentava algumas limitações funcionais em particular a sua autonomia. Para combater estas desvantagens face a soluções homólogas existentes no mercado, procedeu-se à análise cuidada de todo o sistema, principalmente o seu circuito eletrónico, tendo-se verificado que os dois principais blocos do sistema (microcontrolador e módulo *Bluetooth*) eram os contribuintes fundamentais no consumo total de energia.

Depois de avaliado todo o circuito eletrónico, de identificados os principais consumidores e após a análise de alternativas com tecnologia mais recente, procedeu-se à seleção dos novos componentes e melhorias a implementar, tendo em consideração os requisitos da IncreaseTime no que diz respeito às funcionalidades desejadas, nunca esquecendo o fator económico e tendo presente a limitação das dimensões físicas da placa PCB do Kshirt.

Ao nível do *software* procedeu-se à análise das técnicas de compressão de dados eletrocardiográficos mais utilizadas, bem como de metodologias de gestão de funcionamento do sistema, da qual resultou a aplicação de dois novos modos que permitiram evoluir o sistema funcional e energeticamente.

Seguiu-se a fase de desenho do novo circuito eletrónico, assim como da nova placa PCB. Com o objetivo de se comparar o estudo teórico realizado para a versão 1, procedeu-se ao estudo dos consumos teóricos dos principais componentes da versão 2 do Kshirt o qual permitiu, à partida, verificar uma significativa melhoria face à versão anterior.

De modo a contabilizar o custo total da nova versão foi efetuado um estudo ao custo de ambas as versões, no qual se verificou um acréscimo justificado pelas melhorias implementadas.

Como fase final de todo o trabalho realizaram-se alguns testes laboratoriais, embora simples, mas muito conclusivos os quais permitiram verificar as melhorias previstas.

Perante os resultados obtidos pode afirmar-se que os objetivos principais desta dissertação foram alcançados e cumpridos.

7.1. Trabalho Futuro

Após a realização desta dissertação e análise das principais conclusões é possível afirmar que existe trabalho futuro possível, o qual se pode novamente separar nas suas duas vertentes *hardware* e *software*.

A constante evolução do mercado adiciona regularmente novas soluções cada vez mais eficientes energética e funcionalmente, constituindo assim possíveis melhorias de implementação. Dois casos concretos são o controlador de carga BQ25101 e o regulador de tensão STLQ015, encontrados numa fase avançada do trabalho, que se mostram superiores aos implementados no sistema.

Seguindo o estudo das várias técnicas de compressão de dados, existem duas possíveis fases de trabalho posterior. A primeira consiste na implementação do método proposto a fim de se verificar o ganho efetivo nos consumos energéticos e a necessidade da sua utilização no novo sistema. Numa segunda fase seria interessante a implementação de outros métodos de compressão para se comparar efetivamente o desempenho destes em aplicações portáteis, em particular no sistema Kshirt.

Anexos

A.1 ECG

O Eletrocardiograma (ECG) é um exame complementar importante para a interpretação do ritmo cardíaco, no qual são observadas as variações dos potenciais elétricos gerados pela atividade elétrica do coração registados à superfície do organismo. Uma vez tratar-se de um exame inofensivo e versátil, faz com que seja o mais utilizado no diagnóstico de doenças cardíacas [\[103\]](#).

Análise anatômica e bioquímica

Ao longo de todo o coração há uma propagação dos impulsos elétricos, a qual ocorre em dois tipos diferentes de tecido cardíaco:

- Músculo cardíaco (auricular e ventricular);
- Sistema especializado de condução (inclui: nó sinusal; tractos internodais anterior, médio e posterior; nó aurículo-ventricular; feixe de His; ramo esquerdo e direito do feixe de His, divisão ântero-superior e póstero-inferior do feixe esquerdo; e rede de Purkinje).

A figura seguinte (fig. A1.1) ilustra os principais condutores de corrente elétrica constituintes do coração.

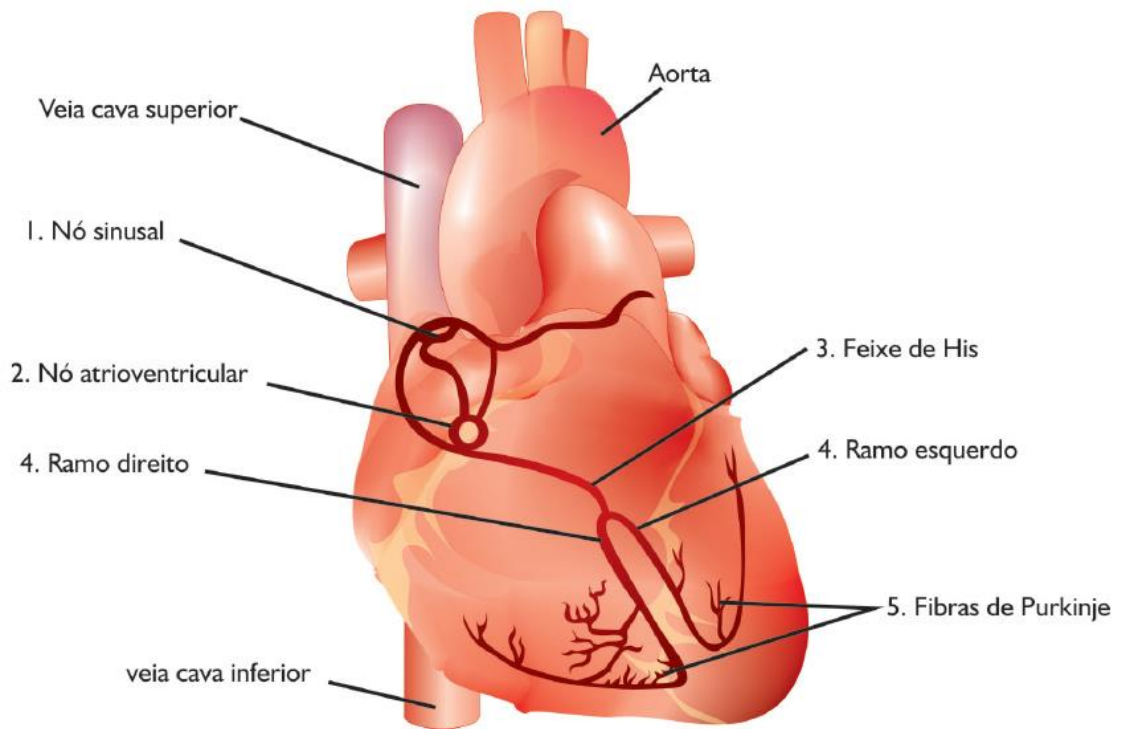


Figura A1.1: Sistema de condução elétrica cardíaco.

O correto funcionamento do coração é feito à custa de contrações, de modo a que o sangue seja bombeado a todo o corpo. Para que haja estas contrações, são necessários impulsos elétricos [103].

A condução dos impulsos elétricos é feita, não só pelo sistema especializado, mas também pelo próprio miocárdio. Tanto as células do nó sinusal como a maioria das células do sistema especializado têm a crucial característica de despolarização espontânea. No entanto, a frequência de despolarização é progressivamente menor do nó sinusal até às fibras de Purkinje, variando entre 60 e 100 pulsações por minuto no nó sinusal. Estes valores fazem do nó sinusal o *pacemaker* dominante de todo o coração. Portanto, em condições de funcionamento normal, o impulso sinusal supera a atividade dos outros *pacemakers*, sendo, assim, o nó sinusal o ponto de partida de toda a atividade elétrica do coração [103].

A despolarização é medida através de três correntes iónicas (I_f , I_{CA} e I_k). A I_f é a corrente de íões de Na^+ que se desloca para o interior das células, através de canais específicos, a qual é ativada pela hiperpolarização da célula. A corrente I_{CA} depende da abertura dos canais de Ca^{2+} de tipo T (ativados a -60/-50 mV) que acelera a despolarização. Existe ainda a corrente de K^+ para o exterior da célula, responsável pela repolarização, que diminui progressivamente a sua oposição ao efeito despolarizante das outras duas correntes. Quando a tensão da membrana celular é de -30 mV são ativados os canais de Ca^{2+} de tipo L, iniciando-se o potencial de ação sinusal. Já nas células de Purkinje e nos músculos auricular e ventricular o potencial de ação é dominado pelo canal rápido de sódio que se pode separar em 5 fases (fig. A1.2):

- Fase 0: A entrada rápida de Na^+ é responsável pela fase de despolarização rápida inicial;
- Fase 1: corresponde a uma repolarização precoce provocada pela ativação transitória de canais de K^+ ;
- Fase 2: os íons de Ca^{2+} entram através dos canais lentos (tipo L) de cálcio e em consequência disso, a célula fica totalmente despolarizada;
- Fase 3: A repolarização depende da abertura de canais de potássio, que causa um fluxo de íons de potássio para o exterior e do fecho dos canais L de Ca^{2+} ;
- Fase 4: Consiste na reposição da célula ao seu estado inicial.

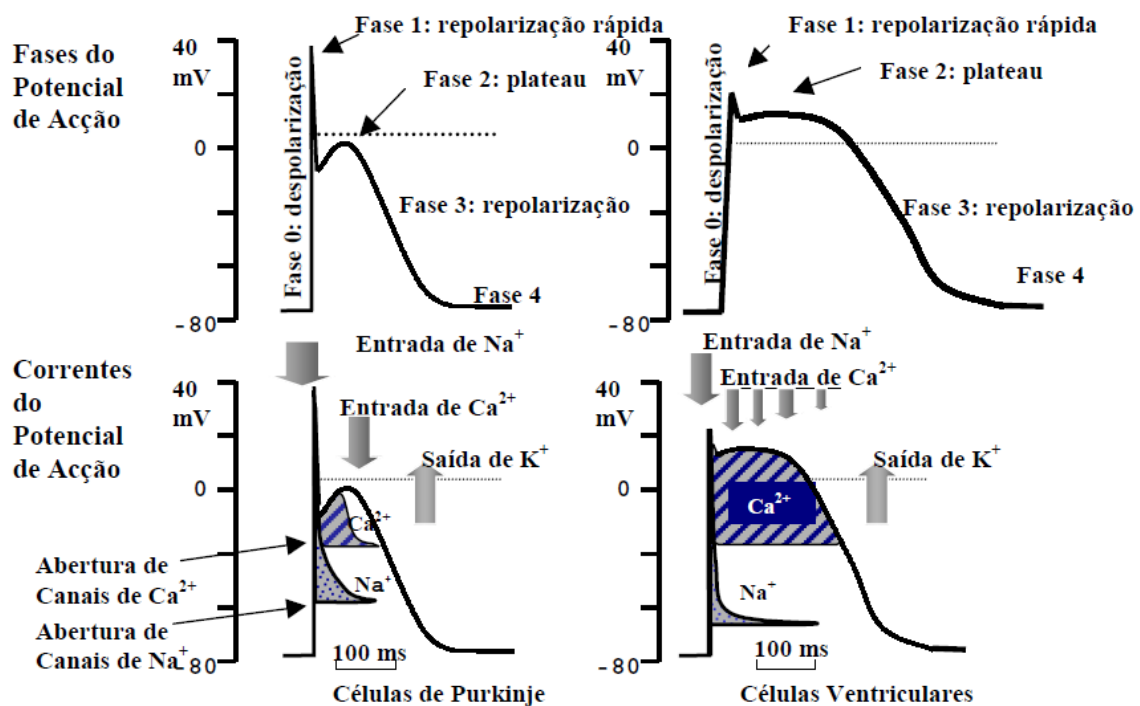


Figura A1.2: Fases e correntes do potencial de ação [103].

Uma vez que o potencial de ação tem menor duração no tecido auricular do que no ventricular, nas aurículas a velocidade de propagação do impulso é mais elevada. A diferença de velocidade nesta transição muscular explica-se, então, pelo fato de no nó AV existir atividade dos canais de cálcio em vez da atividade dos canais de sódio rápido como acontece nas aurículas.

Até aqui, praticamente, só se explicou o funcionamento do coração anatómica e quimicamente. Para se perceber toda a atividade elétrica, é importante compreender alguns princípios básicos.

Princípios básicos

- O sarcolema tem a capacidade de manter um gradiente iônico entre os meios intra e extracelular, tornando o interior do miócito negativo relativamente ao exterior;
- Quando há uma despolarização, devido ao fluxo iônico, a polarização celular inverte-se. A união de células polarizadas e despolarizadas cria uma corrente elétrica que se propaga e permite a despolarização das células adjacentes;
- A despolarização cardíaca origina dipolos, originários da corrente elétrica;
- Um elétrodo positivo localizado no sentido da onda de propagação do impulso regista uma deflexão positiva. Se a propagação for no sentido contrário, é registada uma deflexão negativa;
- Se a despolarização e consequente repolarização ocorrem em sentido contrário, a deflexão tem a mesma direção da despolarização. Se a despolarização e a repolarização tiverem o mesmo sentido, a deflexão é oposta a esta direção;
- A amplitude do sinal elétrico registada no ECG é consequência da soma das forças que atuam no coração num dado instante;
- Toda a análise eletrocardiográfica pode ser analisada vectorialmente, sendo, em cada momento, a força total representada pelo vetor médio resultante das várias forças;
- Ao fazer-se esta análise vetorial é necessário ter uma noção tridimensional do coração, devendo ser analisadas as projeções da despolarização no plano frontal e horizontal. O plano frontal é representado pelas derivações dos membros. O plano horizontal pode ser determinado usando as derivações pré-cordiais [\[103\]](#);

Análise Elétrica

A primeira onda do ECG (onda P) não representa a despolarização do nó sinusal, mas ocorre em consequência desse mesmo fenómeno. Dada a rapidez da propagação do impulso do nó sinusal até ao nó AV este não é notório no gráfico eletrocardiográfico. A onda P é produzida, então, pela despolarização do miocárdio auricular. No ritmo sinusal, a parte inicial da onda P representa a ativação da aurícula direita, enquanto a parte final é consequência da ativação da aurícula esquerda.

Tal como se pode verificar na figura xx, as aurículas e os ventrículos estão separados fisicamente por um tecido conjuntivo no qual se encontra o nó AV. Como se constatou, este nó tem como principal função atrasar a velocidade de condução dos impulsos elétricos, para que os ventrículos estejam relaxados quando se dá a despolarização auricular. Seguidamente, dá-se a despolarização no nó AV, no feixe de His, nos ramos do feixe de His, na rede de Purkinje e no miocárdio ventricular. A propagação do impulso através do nó AV e feixe de His/rede de Purkinje não é registada no ECG, pois ocorre durante o segmento isoeletrico PR. O complexo QRS é produzido pela despolarização do músculo ventricular [\[103\]](#).

Após a despolarização auricular ocorre a repolarização (onda Ta), a qual não é registrada no ECG, pois é sobreposta com o complexo QRS. Contrariamente, a repolarização ventricular, que se segue ao complexo QRS, dá origem à onda T.

A título de resumo, a figura A1.3 mostra as ondas produzidas nos diferentes locais do coração bem como a onda ECG final resultante da sobreposição de todas as ondas.

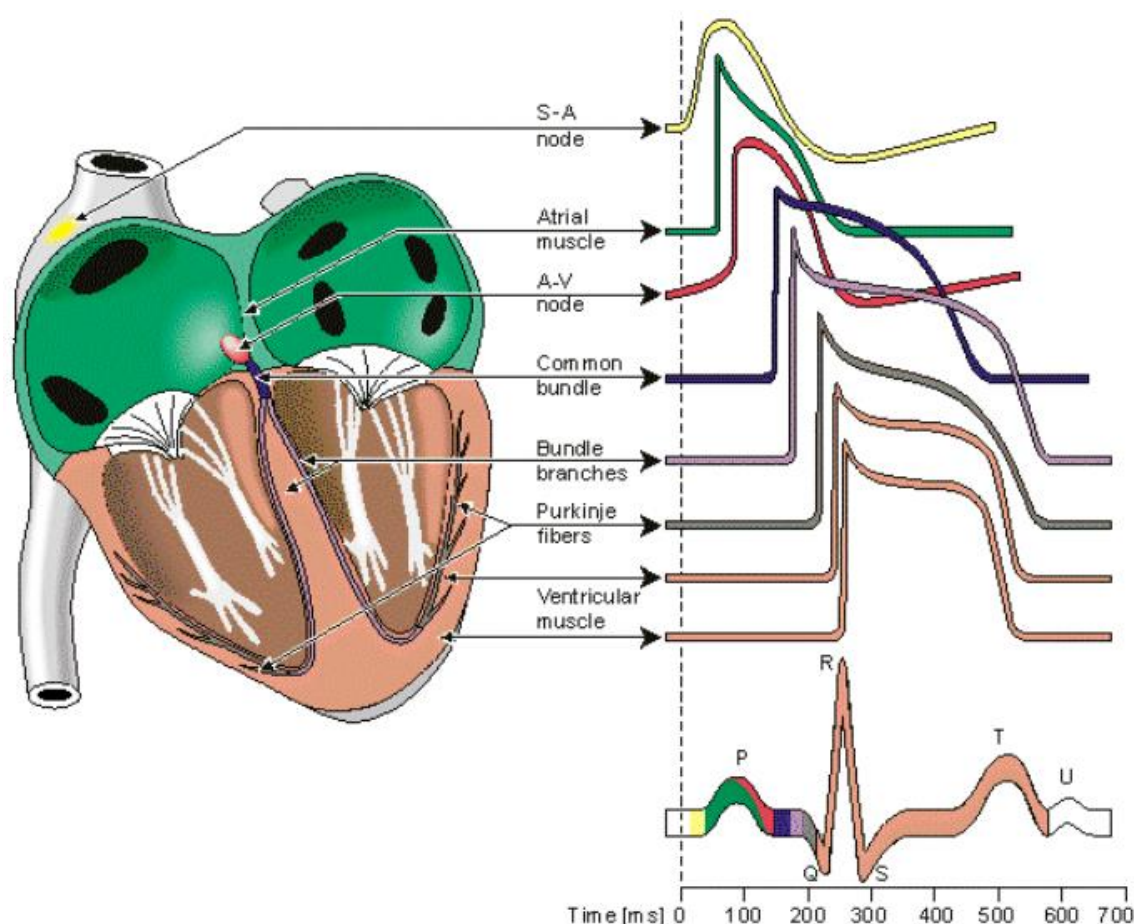


Figura A1.3: Fisiologia da contração do músculo cardíaco e respectivos sinais gerados [103].

Triângulo de *Einthoven* e Derivações

Uma derivação representa a diferença de potencial (ou tensão diferencial) entre dois locais (por exemplo, e como se verá adiante, a derivação DI corresponde à diferença de potencial entre o braço esquerdo e o braço direito).

Nas derivações bipolares (diferença de potencial entre dois elétrodos) dos membros, os elétrodos do braço esquerdo, braço direito e perna esquerda constituem os vértices de um triângulo equilátero. Ao dividir cada eixo no seu ponto médio e traçando linhas perpendiculares a partir deste ponto, obtém-se um ponto de interseção que, teoricamente, se considera ser o centro de atividade elétrica. A figura seguinte (fig. A1.4) ilustra o triângulo de *Einthoven* [103].

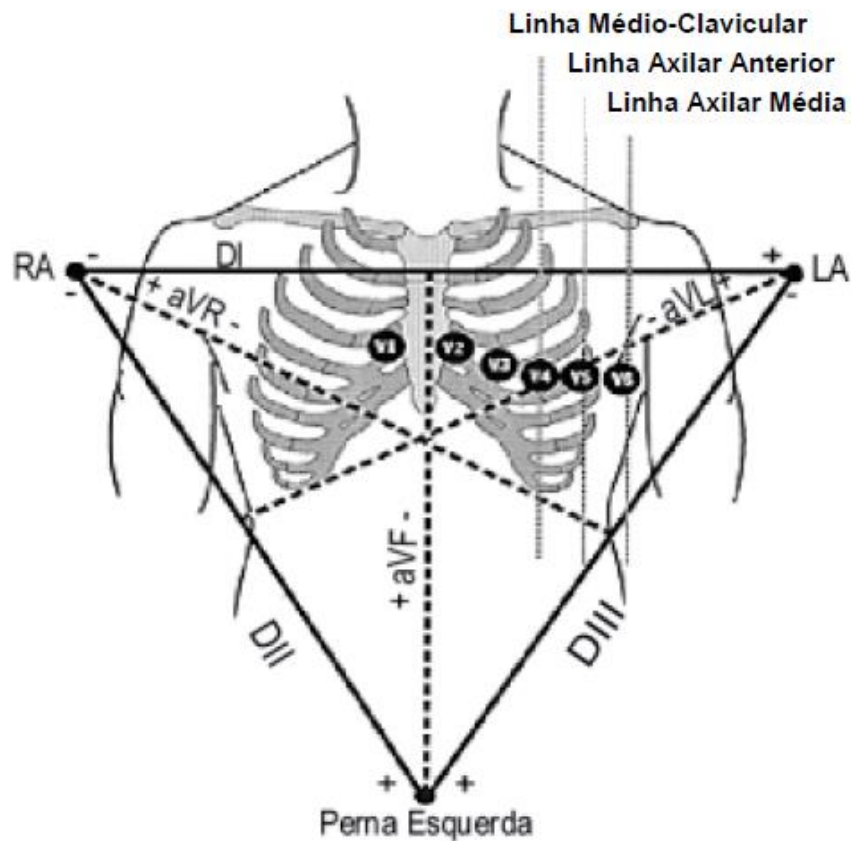


Figura A1.4: Triângulo de Einthoven [103].

Um rearranjo do triângulo de *Einthoven* permite obter a figura de referência ilustrada de seguida. Por convenção, o sentido positivo é o mostrado na figura A1.5.

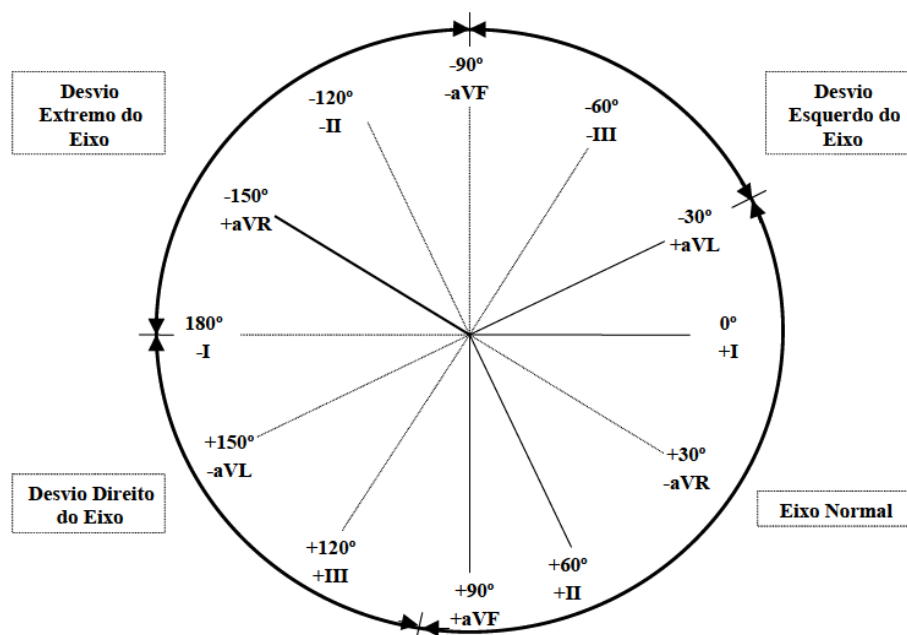


Figura A1.5: Modificação tri-axial do triângulo de *Einthoven* [103].

Cada par de elétrodos permite obter uma derivação. O ECG *standard* é constituído por doze derivações separadas em dois grupos: metade (seis) dizem respeito aos membros sendo a outra metade derivações pré-cordiais (sobre o tórax). Este conjunto de derivações permite obter a representação tridimensional da atividade elétrica do coração.

Einthoven escolheu as derivações bipolares dos membros (DI, DII e DIII) para registar a atividade elétrica no plano frontal.

A título de exemplo e de demonstração da convenção feita, considere-se que, em DI, o terminal positivo está no braço esquerdo e o negativo está no braço direito e que o terminal do braço esquerdo é positivo relativamente ao terminal do braço esquerdo. Nesta situação, o eletrocardiograma regista uma deflexão positiva.

Ao contrário do que acontece numa derivação bipolar, numa derivação unipolar a diferença de potencial é medida entre um elétrodo e um ponto de referência (eletricamente neutro), ou seja, efetivamente, é medida a tensão local e não uma diferença de potencial. Quando os elétrodos estão localizados no braço direito, braço esquerdo e perna esquerda, as derivações definem-se, respetivamente, VR, VL e VF, designando-se de derivações não aumentadas dos membros. No entanto, para fins práticos estas derivações são aumentadas em 50% passando a definir-se aVR, aVL e aVF, designando-se derivações unipolares aumentadas.

Por fim, as derivações unipolares pré-cordiais (fig. A1.6) permitem obter o registo dos potenciais no plano horizontal. Estas derivações são definidas por Vx em que x é um número de 1 a 6 que indica a posição no tórax.

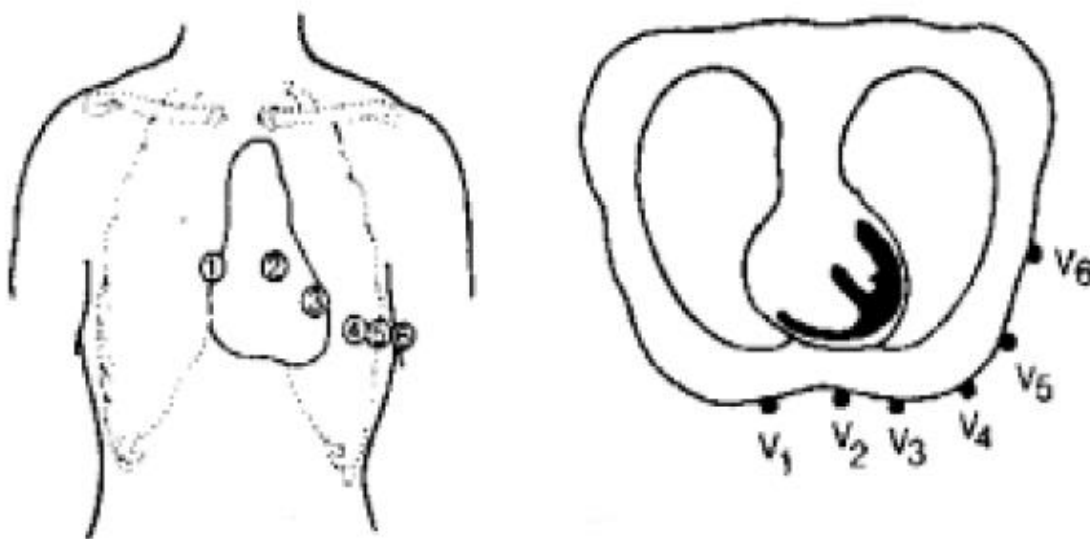


Figura A1.6: Derivações pré-cordiais [103].

Uma derivação pré-cordial não regista apenas os potenciais elétricos da área do miocárdio que lhe está subjacente mas, mas sim todo o ciclo elétrico cardíaco.

Análise Eletrocardiográfica

A correta análise de um ECG passa, entre outros, pela análise dos seguintes pontos:

1. Frequência cardíaca;
2. Ritmo cardíaco;
3. Intervalo PR;
4. Intervalo QRS;
5. Onda P;
6. Tensão do complexo QRS;
7. Progressão da onda R nas derivações pré-cordiais;
8. Onda T.

O papel eletrocardiográfico é um gráfico no qual é registado o sinal ECG (fig. A1.7). Este gráfico consiste numa grelha com linhas verticais e horizontais separadas por 1 mm, tendo, de 5 em 5 mm, uma linha mais carregada. O tempo é medido horizontalmente, à velocidade de 25 mm/s (ou seja, 1 mm corresponde a 0.04 s), e a tensão verticalmente (1mm corresponde a 0.1 mV).

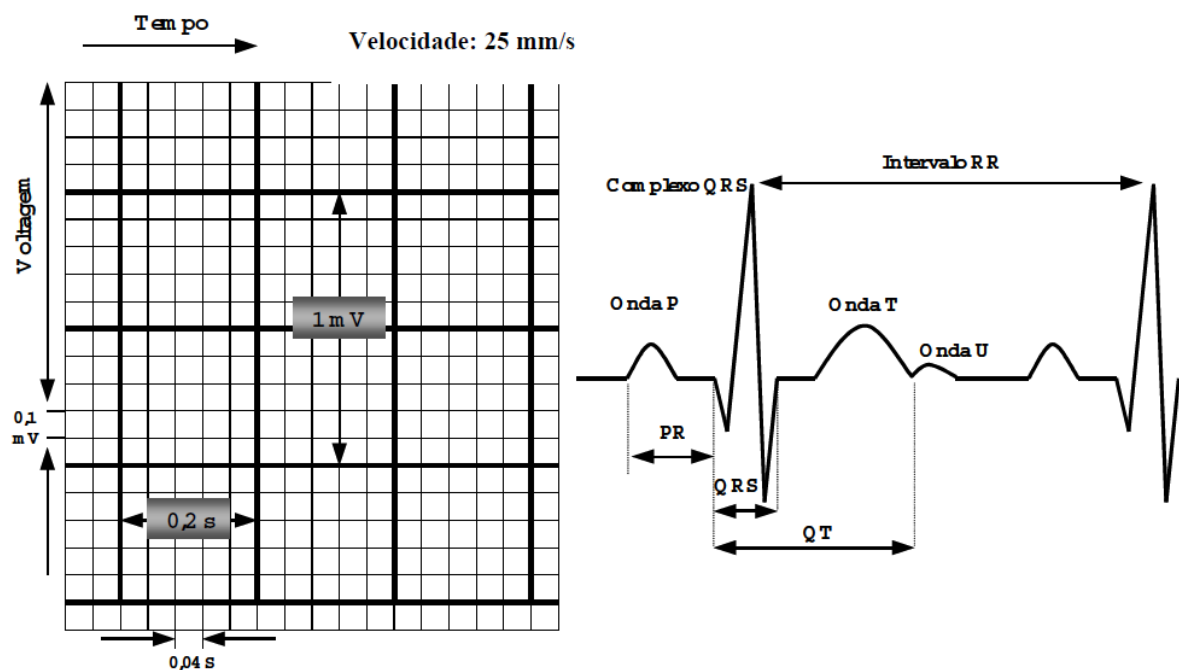


Figura A1.7: Grelha Eletrocardiográfica e estágios típicos de uma onda ECG.

Analisando o típico sinal de um ECG ilustrado, é possível retirar algumas conclusões:

- O intervalo RR corresponde à distância entre duas ondas R consecutivas;
- Em condições de ritmo cardíaco regular, a frequência cardíaca pode ser calculada dividindo 1500 pelo número de divisões de 1 mm num intervalo RR;

- Se o ritmo for irregular, a frequência cardíaca deve ser obtida calculando o número de ondas R que ocorrem num período de 6 segundos, multiplicando este valor por 10.

Em condições normais, o ritmo sinusal tem a origem do impulso elétrico no nó sinusal e implica 3 condições (tal como se pode verificar pela figura anterior):

- Presença da onda P antes do complexo QRS;
- Onda P positiva em DI, DII e DIII;
- Frequência entre 60 e 100 batimentos/min.

Complexos eletrocardiográficos normais

O eletrocardiograma é um gráfico que difere de pessoa para pessoa, no entanto, existem complexos comuns que são registados em praticamente todos os ECG. Existem, também, alguns que raramente são registados.

- Onda P: deflexão positiva originada pela despolarização auricular;
- Onda Ta: deflexão produzida pela repolarização auricular. Raramente se observa, pois sobrepõe-se ao complexo QRS;
- Onda Q: deflexão negativa inicial resultante da despolarização ventricular. Precede a primeira deflexão positiva;
- Onda R: primeira deflexão positiva durante a polarização ventricular;
- Onda S: primeira deflexão negativa que se segue à onda R;
- Onda T: deflexão produzida pela repolarização ventricular;
- Onda U: deflexão normalmente positiva que se segue à onda T e precede a nova onda P. Na maioria das vezes não é visível no gráfico.

Valores normais dos intervalos

- Intervalo RR: distância entre duas ondas R consecutivas;
- Intervalo RP: igual ao intervalo RR, num ritmo sinusal regular;
- Intervalo PR: mede o tempo aurículo-ventricular. É medido desde o início da onda P até ao início do complexo QRS. O valor normal varia entre 0.12 e 0.20 s;
- Intervalo QRS: tempo total de despolarização ventricular. É medido desde o início da onda Q até ao fim da onda S. O limite superior é 0.10 s;
- Intervalo QT: desde o início da onda Q até ao final da onda T.

Segmentos

- Segmento PR: desde o final da onda P até ao início do complexo QRS. Normalmente é isoeletrico;

- Ponto J: ponto em que termina o complexo QRS e começa o segmento RS-T;
- Segmento RS-T (ou ST): desde o ponto J até ao início da onda T. Deve ser isoelétrico.

Depois da exposição feita relativamente ao funcionamento do coração e da descrição do ECG, é importante explicar em que consiste um ECG “normal” pois só após esta compreensão se consegue detetar possíveis anomalias [\[103\]](#).

O Eletrocardiograma normal

Como se viu, o impulso elétrico propaga-se rapidamente desde o nó sinusal até ao nó AV, percorrendo ambas as aurículas.

Durante a ativação auricular, as forças elétricas estão, espacialmente, dirigidas anteriormente, inferiormente e para a esquerda. No entanto, no final da despolarização, que ocorre na aurícula esquerda, os vetores estão dirigidos inferiormente, para a esquerda e mais posteriormente. Em resultado desta orientação, a onda P é positiva em DI, DII, aVF e V_{3-6} . A onda P é normalmente negativa em aVR.

A zona junto ao nó sinusal é despolarizada antes do restante miócito auricular. Consequentemente, a zona da aurícula que é primeiro repolarizada é a que está junto ao nó sinusal, ou seja a que foi primeiro despolarizada, tornando-se positiva relativamente ao resto da aurícula. Assim, o vetor da repolarização auricular tem o sentido oposto ao do vetor de despolarização [\[103\]](#).

O impulso elétrico propaga-se, então, ao longo das aurículas até ao nó AV. O início do complexo QRS dá-se quando o impulso do feixe de His despolariza um número mínimo de células pertencentes à rede de Purkinje. Assim, o intervalo PR inclui não só a despolarização auricular mas também a condução através do nó AV e feixe de His. O ventrículo esquerdo é o primeiro a sofrer a despolarização. A tensão é pequena uma vez que apenas uma pequena parte do ventrículo é despolarizada. O vetor inicial do complexo QRS está orientado para a direita, anteriormente e superiormente. No plano frontal, este vetor resulta em pequenas deflexões negativas (onda Q) em DI, DII, DIII e aVF e uma deflexão positiva em aVR. No plano horizontal, este vetor produz uma pequena deflexão positiva em V_{1-2} .

Em seguida, é ativada a restante massa ventricular. O vetor resultante representa, sobretudo, a atividade do ventrículo esquerdo, uma vez que as forças neste ventrículo são superiores às do ventrículo direito, sendo a direção normalmente para a esquerda, posteriormente e inferiormente. No plano frontal, o vetor está orientado para a esquerda e para baixo e produz uma deflexão positiva (onda R) em DI, DII, DIII e aVF e uma deflexão negativa em aVR e aVL. No plano horizontal, o vetor orientado para a esquerda e posteriormente produz uma deflexão negativa (onda S) em V12.

Finalmente dá-se a repolarização, após a despolarização ventricular, a qual não ocorre de modo igual à repolarização auricular. Esta é a razão pela qual a onda T dura mais tempo e tem uma amplitude menor do que o complexo QRS. Como o septo é a área despolarizada em primeiro lugar, seria lógico que o fosse também a repolarizar. No entanto, isso não se verifica. O

septo tem um período de contração mais prolongado diminuindo a velocidade de repolarização. Assim, a repolarização ocorre em sentido contrário ao da despolarização. O vetor resultante está orientado para a esquerda, inferiormente e anteriormente, sendo a onda T negativa em aVR e aVL [103].

No final do ECG é, por vezes, possível identificar uma pequena onda que se segue à onda T, a onda U. Esta resulta da recuperação do miocárdio em áreas sem rede de Purkinje.

Relativamente aos intervalos, os valores típicos são os seguintes:

- Onda P – duração de 0.09 s a 0.11 s;
- Intervalo PR – duração de 0.12 s a 0.18 s;
- Complexo QRS – duração de 0.06 a 0.10 s;
- Onda T – duração média de 0.20 s.

Patologias

O ECG permite a deteção de vários tipos de patologias. No entanto, este estudo não visa o aprofundamento deste ponto, mas sim descrever apenas as mais importantes e comuns doenças cardíacas [104].

Existem quatro doenças principais que podem ser detetadas pela simples análise de um ECG: arritmias, bloqueios de ramo, bloqueios auriculoventriculares e hipertrofia ventricular.

Arritmias

Como se viu a frequência cardíaca varia entre 60 e 100 batimentos por minuto, num adulto, em resultado de um ritmo sinusal. A arritmia cardíaca caracteriza-se pela ocorrência de frequências fora deste intervalo. Quando a frequência passa acima dos 100 batimentos/s denomina-se taquiarritmia (ou taquicardia sinusal), denominando-se bradiarritmia (ou bradicardia sinusal) quando a frequência desce abaixo do limiar inferior [104].

Com arritmia, o pacemaker dominante deixa de ser o nó sinusal. Se a localização do “novo” pacemaker for auricular, trata-se de uma arritmia supraventriculares. Em contrapartida, se estiver localizado na zona ventricular passa a denominar-se arritmia ventricular [104].

O que caracteriza e distingue estes dois tipos de arritmias é a largura ou duração do complexo QRS. Numa arritmia supraventricular, o complexo é mais estreito do que num ECG normal. Em contrapartida, numa arritmia ventricular a duração do complexo QRS é maior do que acontece num ECG normal [104].

Pode definir-se, ainda, uma outra patologia aritmética. Trata-se de arritmias extra-sístoles. Estas arritmias são consequência da despolarização precoce das aurículas, ventrículos ou mesmo ambos [104].

Dentro das arritmias ventriculares destacam-se as seguintes:

- Taquicardia ventricular multifocal ou *torsade de pointes*: caracterizam-se por ter o complexo QRS de amplitude e duração variável, o intervalo RR variável e o intervalo QT alargado, relativamente ao normal;
- Fibrilhação ventricular: são visíveis ondas irregulares em amplitude e duração, onde não existe o complexo QRS definido, chegando aos 500 batimentos por minuto.

Relativamente às taquicardias supraventriculares, existem quatro tipos diferentes:

- Taquicardia supraventricular de reentrada: a onda P é negativa em DII, DIII e aVF e pode ser coincidente ou preceder imediatamente depois o complexo QRS. A frequência varia no intervalo 140 a 220 batimentos por minuto;
- Taquicardia auricular multifocal: presença de três ou mais morfologias da onda P na mesma derivação. A frequência da onda P situa-se no intervalo 75 a 150 batimentos por minuto;
- Fibrilhação auricular: é a arritmia mais frequente. A principal característica é a não existência da linha isoeletrica e por não haver dois intervalos RR iguais. Caso os intervalos RR sejam regulares trata-se de um bloqueio aurículo-ventricular completo;
- *Flutter* auricular: visualização de ondas regulares em “dente de serra” com frequências a variar entre os 250 e os 400 batimentos por minuto.

Bloqueios de ramo

Tal como o nome sugere os bloqueios impedem a correta condução elétrica ao longo de todo o coração, atrasando-a [\[104\]](#).

Existem quatro tipos diferentes de bloqueios de ramo: direito ou esquerdo, completo ou incompleto. O bloqueio de ramo completo apresenta um complexo QRS com duração superior a 0.12 s, situando-se no intervalo 0.1 a 0.12 no caso de um bloqueio de ramo incompleto [\[104\]](#).

Bloqueios aurículo-ventriculares

- Bloqueio AV de 1º grau: os impulsos elétricos alcançam a zona ventricular mas sofrem um atraso no nó AV. Visualizando o ECG, verifica-se um atraso no intervalo PR (duração maior do que 0.2 s);
- Bloqueio AV de 2º grau: nem todos os impulsos chegam aos ventrículos. Verifica-se um aumento progressivo do intervalo PR até que uma onda P não é conduzida;
- Bloqueio AV de 3º grau: os impulsos são bloqueados por completo.

Hipertrofia ventricular

Consiste num espaçamento anormal da parede muscular dos ventrículos. Existe hipertrofia ventricular esquerda e direita se a anomalia se verifica no ventrículo esquerdo ou direito, respetivamente. No ECG, é notório um aumento da amplitude do complexo QRS [104].

A.2 Estudo das baterias e respetiva autonomia

De acordo com o consumo total obtido experimentalmente, para cada uma das baterias propostas, fez-se o cálculo da autonomia esperada (tabela A2.1) de modo a concluir:

- Quais garantem uma autonomia superior à apresentada pela versão 1 do dispositivo;
- Destas, qual a melhor solução, relativamente ao custo.

Para um cálculo mais correto usou-se o consumo total obtido experimentalmente de 31.298 mA.

Tabela A2.1: Cálculos da autonomia esperada para as diferentes baterias analisadas.

Modelo	Capacidade (mAh)	Autonomia esperada
Unidades	mAh	h
LP-402025-IS-3	155	5.0
LP-402933-IS-3	300	9.6
GM201030	43	1.4
381120	50	1.6
381220	60	1.9
GM301030	62	2.0
300955	100	3.2
LP401230	100	3.2
282327	120	3.8
351730	120	3.8

Os dados da tabela permitem concluir que as baterias de 100 e 120 mAh de capacidade são as únicas que conseguem superar as 2.3 h de autonomia alcançadas na versão 1 do dispositivo.

A.3 Multímetro Keithley 2000 e fotografias dos resultados obtidos experimentalmente

São apresentados de seguida algumas fotografias (fig. A3.1, A3.2, A3.3, A3.4, A3.5 e A3.6) obtidas durante os ensaios laboratoriais.



Figura A3.1: Amostra do consumo médio em funcionamento contínuo da versão 1.



Figura A3.2: Amostra do consumo médio em power-down da versão 2.

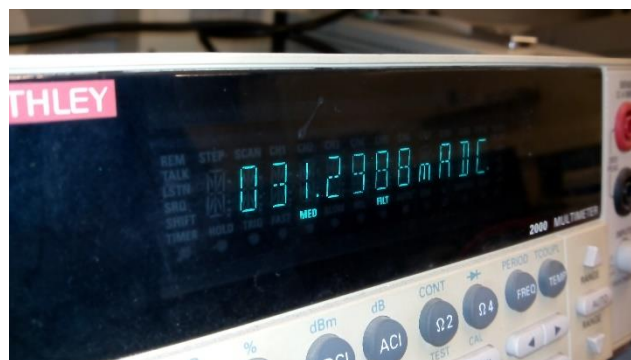


Figura A3.3: 1ª amostra do consumo médio em funcionamento contínuo da versão 2.

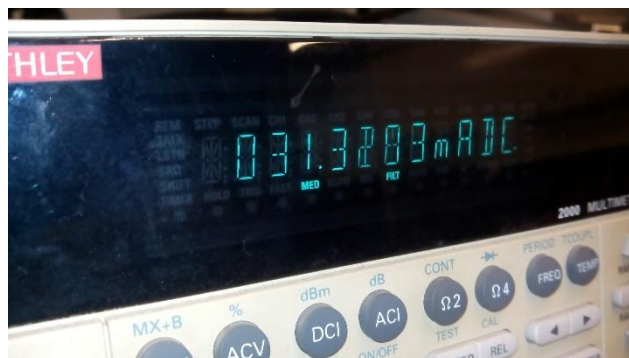


Figura A3.4: 2ª amostra do consumo médio em funcionamento contínuo da versão 2.



Figura A3.5: Amostra da corrente no arranque da versão 1.

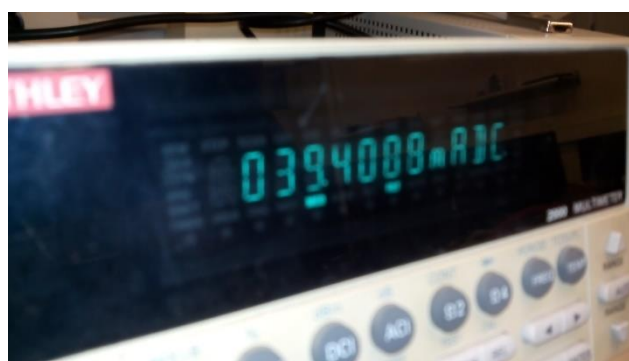


Figura A3.6: Amostra da corrente no arranque da versão 2.

A figura A3.7 apresenta a primeira página retirada da folha de características do multímetro digital *Keithley* 2000.

2000**6½-Digit Multimeter**

- 13 built-in measurement functions
- 2000 readings/second at 4½ digits
- Optional scanner cards for multipoint measurements
- GPIB and RS-232 interfaces
- Fluke 8840/42 command set

Ordering Information

2000 6½-Digit DMM
2000/2000-SCAN
 6½-Digit DMM/
 Scanner Combination

Accessories Supplied

**Instruction Manual and Model
 1751 Safety Test Leads**

ACCESSORIES AVAILABLE

2000-SCAN	10-channel, General-Purpose Scanner Card
2001-SCAN	10-channel Scanner Card with two high-speed channels
2001-TSCAN	9-channel, Thermocouple Scanner Card with built-in cold junction

CABLES/ADAPTERS

7007-1	Shielded IEEE-488 Cable, 1m (3.3 ft)
7007-2	Shielded IEEE-488 Cable, 2m (6.6 ft)
7009-5	RS-232 Cable

RACK MOUNT KITS

4288-1	Single Fixed Rack Mount Kit
4288-2	Dual Fixed Rack Mount Kit

GPIB INTERFACES

KPCI-488LPA	IEEE-488 Interface/Controller for the PCI Bus
KUSB-488B	IEEE-488 USB-to-GPIB Interface Adapter

SERVICES AVAILABLE

2000-SCAN-3Y-EW	1-year factory warranty extended to 3 years from date of shipment
2000-3Y-EW	1-year factory warranty extended to 3 years from date of shipment
2001-TSCAN-3Y-EW	1-year factory warranty extended to 3 years from date of shipment
C/2000-3Y-ISO	3 (ISO-17025 accredited) calibrations within 3 years of purchase for Models 2000, 2000-SCAN*
C/2001-3Y-ISO	3 (ISO-17025 accredited) calibrations within 3 years of purchase for Model 2001-TSCAN*

*Not available in all countries

The Model 2000 6½-Digit Multimeter is part of Keithley's family of high performance DMMs. Based on the same high speed, low noise A/D converter technology as the Model 2001 and 2002, the 2000 is a fast, accurate, and highly stable instrument that's as easy to operate as it is to afford. It combines broad measurement ranges with superior accuracy specifications — DC voltage from 100nV to 1kV (with 0.002% 90-day basic accuracy) and DC resistance from 100μΩ to 100MΩ (with 0.008% 90-day basic accuracy). Optional switch cards enable multiplexing up to 20 different input signals for multipoint measurement applications.

High Throughput

The 2000 offers exceptional measurement speed at any resolution. At 6½ digits, it delivers 50 triggered rdgs/s over the IEEE-488 bus. At 4½ digits, it can read up to 2000 rdgs/s into its internal 1024 reading buffer, making it an excellent choice for applications where throughput is critical.

For benchtop or stand-alone applications, the 2000 has a front panel design that's simple to understand and easy to use. The 2000 has 13 built-in measurement functions, including DCV, ACV, DCI, ACI, 2WΩ, 4WΩ, temperature, frequency, period, dB, dBm, continuity measurement, and diode testing. A built-in RS-232 interface connects to a notebook or full-sized PC's serial port to take, store, process, and display measurements automatically.

1.888.KEITHLEY (U.S. only)

www.keithley.com

A Greater Measure of Confidence

KEITHLEY
 A Tektronix Company

Figura A3.7: Primeira página da folha de características do multímetro digital Keithley 2000.

Glossário

Arquitetura *Harvard* – arquitetura na qual o barramento de dados e o barramento de instruções são independentes. Com esta arquitetura, os processadores executam uma instrução em cada ciclo de relógio.

Anos potenciais de vida perdidos - Número de anos que teoricamente uma determinada população deixa de viver se morrer prematuramente (antes dos 70 anos).

Despolarização – entrada de cargas positivas nas células cardíacas.

Eléttrodo – interface que converte corrente iónica em corrente eléctrica e vice-versa.

Eletrólito – condutor iónico.

Extrapolação – método matemático de cálculo de um valor de uma função num ponto fora da zona conhecida.

Feixe de *His* – conjunto de células cardíacas especializadas na condução eléctrica.

Interpolação – método matemático que permite a obtenção de um novo conjunto de dados a partir de um conjunto discreto previamente conhecido.

Miocárdio – músculo cardíaco.

Miócito – célula constituinte dos músculos.

Nó sinusal – estrutura anatómica do coração responsável pela despolarização espontânea.

Repolarização – regresso do músculo estimulado ao estado inicial (repouso).

Pacemaker – regulador do batimento cardíaco.

Potencial de ação – inversão do potencial da membrana celular.

Redundância – fração de uma mensagem desnecessária ou repetitiva, de tal forma que se desconsiderada, a mensagem permanecerá completa, ou poderá ser reconstituída de forma idêntica à mensagem original.

Ritmo Sinusal – Ritmo cardíaco do coração, com origem no nó sinusal, que atua como o marca-passo natural, ditando o ritmo das contrações do coração.

Sarcolema – membrana plasmática das células do tecido muscular.

Septo auriculo-ventricular – parede muscular que separa a zona auricular da zona ventricular

Taxa de código (*code rate*) – é a proporção de dados úteis (não redundante) de um pacote de informação.

Referências

- [1] Instituto Nacional de Estatística, “Projeções de População Residente 2012 - 2060”, Março de 2014.
- [2] “Mortes por doenças cardiovasculares na Europa podem ser evitadas”. Disponível em: <http://saude.sapo.pt/noticias/saude-medicina/-mortes-por-doencas-cardiovasculares-na-europa-podem-ser-evitadas.html>. Acesso em 10/Setembro/2014.
- [3] *Cardiovascular Round Table*, “Em defesa da inovação na área da saúde cardiovascular na Europa”. *European Heart Journal*. Julho de 2013.
- [4] Direção Geral da Saúde, “Doenças Cérebro-Cardiovasculares em números”, 2013.
- [5] IncreaseTime, *Technology for better life*. Disponível em: <http://195.23.157.115/dnn/itime/pt-pt/sobrenós.aspx>. Acesso em 10/Setembro/2014.
- [6] Instituto Nacional da Propriedade Industrial. Disponível em: <http://www.marcasepatentes.pt/index.php?section=444>. Acesso em 10/Setembro/2014.
- [7] *Philips Research Technology Background, HeartCycle Project*. Disponível em: <http://www.research.philips.com/technologies/heartcycle/heartcycle-gen.html>. Acesso em 10/Setembro/2014.
- [8] Reiter H.Maglaveras N., “HeartCycle: compliance and effectiveness in HF and CAD closed-loop management”. *31st Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. Setembro de 2009.
- [9] Sensoria. Disponível em: <http://store.sensoriafitness.com/heart-rate-monitor/>. Acesso em 11/Setembro/2014.
- [10] GOW. Disponível em: <http://www.gowtrainer.com/eu/gow-universe.php>. Acesso em 11/Setembro/2014.
- [11] MailOnline. “Forget wristbands - this smart T-SHIRT has inbuilt GPS and sensors that monitor your heart rate and running speed”. Fevereiro de 2014. Disponível em: <http://www.dailymail.co.uk/sciencetech/article-2568672/Forget-wristbands-smart-T-SHIRT-GPS-sensors-monitor-heart-rate-running-speed-woven-it.html>. Acesso em 11/Setembro/2014.
- [12] Universidad Carlos III de Madrid, “Monitoring patients using intelligent t-shirts”. Novembro de 2010. Disponível em: http://portal.uc3m.es/portal/page/portal/actualidad_cientifica/noticias/intelligent_tshirts. Acesso em 11/Setembro/2014.
- [13] Omsignal. *OMsignal Biometric Smartwear* Disponível em: <http://www.omsignal.com>. Acesso em 11/Setembro/2014.

- [14] CrunchWear, "SmartLife Technology Garments that Sense". Disponível em: <http://www.crunchwear.com/smartlife-technology-garments-that-sense/>. Acesso em 11/Setembro/2014.
- [15] Cardoso, João M. P. "Microcontrolador PIC", Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade do Algarve, Outubro de 2003.
- [16] Microchip. "16-bit Digital Signal Controllers (up to 128 KB Flash and 16K SRAM) with Motor Control PWM and Advanced Analog". 2007 – 2012. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/268/70291G-254604.pdf>. Acesso em 14/Janeiro/2015.
- [17] "HC Serial Bluetooth Products User Instructional Manual". Disponível em: http://www.rcscomponents.kiev.ua/datasheets/hc_hc-05-user-instructions-bluetooth.pdf. Acesso em 2/Outubro/2014.
- [18] Burr-Brown Products from Texas Instruments, "Precision, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIERS". 2005. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/sbos051b/sbos051b.pdf>. Acesso em: 2/Outubro/2014.
- [19] Burr-Brown Products from Texas Instruments, "SINGLE-SUPPLY, microPower CMOS OPERATIONAL AMPLIFIERS microAmplifier Series". 2005. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/sbos068c/sbos068c.pdf>. Acesso em: 2/Outubro/2014.
- [20] Microchip, "Designing A Li-Ion Battery Charger and Load Sharing System With Microchip's Stand-Alone Li-Ion Battery Charge Management Controller". 2008.
- [21] Farnell. "BAK LP-402025-IS-3 BATTERY, LITHIUM POL, 3.7V, 165 MAH". Disponível em: <http://pt.farnell.com/bak/lp-402025-is-3/battery-lithium-pol-3-7v-165-mah/dp/2077885>. Acesso em: 15/Janeiro/2015.
- [22] Electropedia, "Battery and Energy Technologies. Battery Chargers and Charging Methods". Disponível em: <http://www.mpoweruk.com/chargers.htm>. Acesso em: 15/Janeiro/2015.
- [23] iPhone Pro Guide. Disponível em: <http://www.iphoneproguide.com/iphone-5-battery-review/>. Acesso em: 15/Janeiro/2015.
- [24] Microchip. "MCP73833/4. Stand-Alone Linear Li-Ion / Li-Polymer Charge Management Controller". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/268/22005a-76648.pdf>. Acesso em: 15/Janeiro/2015.
- [25] Datasheet: "Specification of Li-polymer Rechargeable Battery. Model No.: LP-402025-1S-3 Reported", Janeiro de 2012.
- [26] Texas Instruments, "Cap-Free, NMOS, 400mA Low-Dropout Regulator with Reverse Current Protection". Setembro de 2010.
- [27] Texas Instruments, "TPS76901, TPS76912, TPS76915, TPS76918, TPS76925, TPS76927, TPS76928, TPS76930, TPS76933, TPS76950 ULTRALOW-POWER 100-mA LOW-DROPOUT LINEAR REGULATORS". Maio de 2001. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/slvs203e/slvs203e.pdf>. Acesso em 5/Nov/2014.
- [28] InvenSense, "MPU-9150 Product Specification Revision 4.3". Setembro de 2013. Disponível em: http://www.invensense.com/mems/gyro/documents/PS-MPU-9150A-00v4_3.pdf. Acesso em 5/Nov/2014.
- [29] Texas Instruments, "TMP006/B Infrared Thermopile Sensor in Chip-Scale Package". Maio de 2011. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/405/sbos518d-521621.pdf>. Acesso em 5/Nov/2014.
- [30] Fairchild Semicondutor. "FDN360P Single P-Channel, PowerTrench[®] MOSFET". Maio de 2003. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/149/FDN360P-78758.pdf>. Acesso em 5/Nov/2014.

- [31] Taiwan Semiconductor. "200mW, Low VF, SMD Schottky Barrier Diode". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/395/BAS40%20SERIES%20D11-248338.pdf>. Acesso em 5/Nov/2014.
- [32] CHIPLED 0603. "LG Q971". Novembro de 2011. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/311/LG%20Q971%20-%20CHIPLED%200603-473269.pdf>. Acesso em 5/Nov/2014.
- [33] Vishay Semicondutores. "Highbright 0603 ChipLED". Abril de 2013. Disponível em: <http://www.vishay.com/docs/82437/vlmo1300.pdf>. Acesso em 5/Nov/2014.
- [34] Petry, Prof. Clóvis Antônio, "Componentes Semicondutores II". Florianópolis. Agosto de 2013, capítulo 3.
- [35] Levy, Markus, Colaboración de Convergence Promotions LLC. Digikey: "How Long Will My Battery Last? Standardized benchmark methodology compares microcontroller power consumption in battery-powered applications". Junho de 2012.
- [36] Atmel. "Atmel AVR 8-bit and 32-bit Microcontrollers". Disponível em: <http://www.atmel.com/products/microcontrollers/avr/default.aspx>. Acesso em 5/Nov/2014.
- [37] Atmel. "32-bit AVR Microcontroller – AT32UC3C1128C". Janeiro de 2012. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/36/doc32117-74889.pdf>. Acesso em 5/Nov/2014.
- [38] Atmel, "AVR32 – ATUC128L4U". Abril de 2011. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/36/doc32000-49039.pdf>. Acesso em 5/Nov/2014.
- [39] Atmel, "8/16-bit Atmel XMEGA Microcontroller – Atxmega128A4U". Setembro de 2014. Disponível em <http://www.mouser.com/ds/2/36/Atmel-8387-8-and16-bit-AVR-Microcontroller-XMEGA-A-259135.pdf>. Acesso em 5/Nov/2014.
- [40] Microchip, "32-bit Microcontrollers (up to 128 KB Flash and 32 SRAM) with Audio and Graphics Interfaces, USB, and Advanced Analog – PIC32MX1XX/2XX". 2011. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/268/61168C-78779.pdf>. Acesso em 5/Nov/2014.
- [41] Silicon Laboratories. "SiM3L1xx – High-Performance, Low-Power, 32-Bit Precision32™ MCU Family with up to 256 kB of Flash". 2013. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/368/SiM3L1xx-218259.pdf>. Acesso em 22/Nov/2014.
- [42] Silicon Laboratories. "Single/Dual Battery, 0.9–3.6 V, 64/32 kB, SmaRTClock, 10-Bit ADC MCU - C8051F93x-C8051F92x". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/368/SiM3L1xx-218259.pdf>. Acesso em 22/Nov/2014.
- [43] Pothuganti, Karunakar and Chitneni, Anusha, "A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi", Department of Electrical Engineering, Samara University, Semera, Ethiopia, Department of Electronics and Communication Engineering, SICET, Hyderabad, India. 2014.
- [44] Frezel, Lou. Electronic Design "What's The Difference Between Bluetooth Low Energy And ANT?". Disponível em: <http://electronicdesign.com/mobile/what-s-difference-between-bluetooth-low-energy-and-ant>. Acesso 22/Nov/2014.
- [45] InfoWester. "Tecnologia Bluetooth: o que é e como funciona?". Disponível em: <http://www.infowester.com/bluetooth.php>. Acesso em 22/Nov/2014.
- [46] DigiKey. "Moving Forward With Bluetooth® Low Energy". 2014. Disponível em: <http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/aug/moving-forward-with-bluetooth-low-energy>. Acesso em 22/Nov/2014.
- [47] Bluetooth. "The Low Energy Technology Behind Bluetooth Smart". Disponível em: <http://www.bluetooth.com/Pages/low-energy-tech-info.aspx>. Acesso em 22/Nov/2014.

- [48] Balani, Rahul, NESL Technical Report: “Energy Consumption Analysis for Bluetooth, WiFi and Cellular Networks”, University of California at Los Angeles.
- [49] BlueGiga “BLE112 DATA SHEET”. Maio de 2013. Disponível em:
http://www.mouser.com/ds/2/52/Bluegiga_Technologies_BLE112_Datasheet-293747.pdf.
 Acesso em 26/Nov/2014.
- [50] Panasonic. “New PAN1740 Series. Place and Play Bluetooth® Low Energy Module”. 2014. Disponível em: http://www.mouser.com/ds/2/315/Panasonic_PAN1740-340890.pdf. Acesso em 26/Nov/2014.
- [51] Microchip. “RN4020 Bluetooth® Low Energy Module”. 2014. Disponível em:
<http://www.mouser.com/ds/2/268/50002279A-515512.pdf>. Acesso em 26/Nov/2014.
- [52] Laird. “BL600 Series. Single-Mode BLE Module Featuring smart BASIC”. Disponível em:
http://www.mouser.com/ds/2/223/Laird_BL600-300439.pdf. Acesso em 26/Nov/2014
- [53] Bharadwaj, Ajay and Kamath, Umanath, Cypress Semiconductor Corp. Fevereiro de 2014. Disponível em: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1278571. Acesso em 26/Nov/2014.
- [54] Ponte, Carlos e Lima, Paulo, Instituto Politécnico do Cávado e do Ave. “Sistema de Aquisição de um Sinal de ECG”. Disponível em: <http://pt.slideshare.net/pjclima/2012-0129-sistema-de-aquisio-de-um-sinal-de-ecg>. Acesso em 01/Outubro/2014.
- [55] Enrique, Company-Bosch, “ECG Front-End Design is Simplified with MicroConverter”. 2003. Disponível em: <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/37-11/ecg.pdf>. Acesso em 01/Outubro/2014.
- [56] Texas Instruments. “Low-Power, 2-Channel, 16-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements”. 2012. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/405/sbas566a-261014.pdf>. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [57] Texas Instruments, “Low-Power, 2-Channel, 24-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements”. 2012. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/405/sbas502b-261250.pdf>. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [58] Analog Devices. “Low Power, Three Electrode Electrocardiogram (ECG) Analog Front End ADAS1000-3/ADAS1000-4”. Disponível em: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADAS1000-3_1000-4.pdf. Acesso em 28/Novembro/2014.
- [59] Analog Devices. “Single-Lead, Heart Rate Monitor Front End AD8232”. 2013. Disponível em: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8232.pdf. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [60] Trindade, Rafael Heleno Ladeira, “Estudo das características de baterias recarregáveis possíveis de serem utilizadas no projeto Satélite Universitário, ITASAT”, Departamento de Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo (USP), 2016.
- [61] Farnel. “BAK LP-402933-IS-3 BATTERY, LITHIUM POL, 3.7V, 300 MAH”. Disponível em:
<http://pt.farnell.com/bak/lp-402933-is-3/battery-lithium-pol-3-7v-300-mah/dp/2077884?ost=LP-402933>. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [62] PowerStream. “Ultrathin Rechargeable Lithium Polymer Batteries from PowerStream”. Disponível em: <http://www.powerstream.com/thin-lithium-ion.htm>. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [63] AliExpress. “Li PO bateria 381120 3.7 v 50 mAh recarregável de polímero de lítio bateria de boa qualidade OEM bateria para Bluetooth”. Disponível em:
<http://pt.aliexpress.com/item/Li-PO-battery-381120-3-7v-50mAh-Lithium-polymer->

- [Rechargeable-Battery-Good-Quality-OEM-Battery-For/32214091903.html?recommendVersion=1](http://pt.aliexpress.com/item/10-x-pcs-3-7V-60mAh-381220-Lithium-Polymer-Li-Po-Rechargeable-Battery-For-DIY-Mp3/1782518896.html?recommendVersion=1). Acesso em 28/Outubro/2014.
- [64] AliExpress. "10 x pcs 3.7 V 60 mAh 381220 Lithium Polymer Li Po bateria recarregável para DIY Mp3 MP4 MP5 GPS PSP DVD Bluetooth". Disponível em: <http://pt.aliexpress.com/item/10-x-pcs-3-7V-60mAh-381220-Lithium-Polymer-Li-Po-Rechargeable-Battery-For-DIY-Mp3/1782518896.html?recommendVersion=1>. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [65] PowerStream. "Ultra low weight lithium ion batteries". Disponível em: <http://www.powerstream.com/ultra-light.htm>. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [66] AliExpress. "Íon de lítio Li polymer bateria recarregável Li Po 3.7 V 100 mAh para mp3 mp4 mp5 fone de ouvido Bluetooth 300955 grátis frete". Disponível em: <http://pt.aliexpress.com/item/Lithium-Li-polymer-rechargeable-Battery-Li-Po-ion-3-7V-100-mAh-for-mp3-mp4-mp5/2045065697.html?recommendVersion=1>. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [67] Adafruit. "Lithium Ion Polymer Battery - 3.7v 100mAh". Disponível em: <http://www.adafruit.com/product/1570>. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [68] All-battery. "Tenergy Polymer Li-Ion Battery 3.7V 120mAh (282327)". Disponível em: http://www.all-battery.com/TenergyPolymerLi-IonBattery_3.7V_120mAh_282327-30540.aspx. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [69] AliExpress. "Íon de lítio Li polymer bateria recarregável Li Po 3.7 V 120 mAh para mp3 mp4 mp5 fone de ouvido Bluetooth 351730 grátis frete". Disponível em: <http://pt.aliexpress.com/item/Lithium-Li-polymer-rechargeable-Battery-Li-Po-ion-3-7V-120-mAh-for-mp3-mp4-mp5/2045057559.html?recommendVersion=1>. Acesso em 28/Outubro/2014.
- [70] Texas Instruments, "bq2510x 250-mA Single Cell Li-Ion Battery Chargers, 1-mA Termination, 75-nA Battery Leakage". 2014. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/405/slusbv8c-521946.pdf>. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [71] Linear Technology. "LTC4054L-4.2 150mA Standalone Linear Li-Ion Battery Charger in ThinSOT". Disponível em: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/4054l42fa.pdf>. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [72] Freescale Semiconductor. "High Input Voltage Travel Charger for Single-cell Li-Ion Batteries". 2008. Disponível em: http://cache.freescale.com/files/analog/doc/data_sheet/MC34674.pdf. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [73] Texas Instruments. "TPS782xx150mA, Ultra-Low Quiescent Current, IQ 1µA Low-Dropout Linear Regulator". 2008. Disponível em: <http://www.datasheetpdf.com/PDF/TPS78233/648621/1>. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [74] Texas Instruments. "LP5951 Micropower, 150-mA Low-Dropout CMOS Voltage Regulator". 2014. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/405/snvs345g-522256.pdf>. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [75] STMicroelectronics. "STLQ015 150 mA, ultra low quiescent current linear voltage regulator". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/389/CD00268765-470548.pdf>. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [76] STMicroelectronics. "LD39015 150 mA low quiescent current and low noise voltage regulator". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/389/CD00173477-310847.pdf>. Acesso em 03/Novembro/2014.

- [77] Texas Instruments. "TPS6273x Programmable Output Voltage Ultra-Low Power Buck Converter With Up to 50 mA / 200 mA Output Current". 2014. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/405/slvbo4c-522326.pdf>. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [78] Texas Instruments. "TPS6274x 360nA IQ Step Down Converter For Low Power Applications". Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/slvb02b/slvb02b.pdf>. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [79] Texas Instruments. "LM3670 Miniature Step-Down DC-DC Converter for Ultra Low Voltage Circuits". 2013. Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/405/snvs250e-317103.pdf>. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [80] InvenSense. "MPU-6000 and MPU-6050 Product Specification". Disponível em: <http://www.invensense.com/mems/gyro/documents/PS-MPU-6000A-00v3.4.pdf>. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [81] InvenSense. "MPU-6500 Product Specification". Disponível em: <http://www.invensense.com/mems/gyro/documents/PS-MPU-6500A-01.pdf>. Acesso em 03/Novembro/2014.
- [82] Maxim Integrated. "MAX21100 Low-Power, Ultra-Accurate 6+3 DoF IMU". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/256/MAX21100-318739.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [83] STMicroelectronics. "LSM330DLC iNEMO inertial module: 3D Accelerometer and 3D Gyroscope". Disponível em: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/DM00037200.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [84] Maxim Integrated. "DS1337 I2C Serial Real-Time Clock". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/256/DS1337-DS1337C-99519.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [85] STMicroelectronics. "M41T62, M41T63, MT4164, M41T65 Low-Power serial real-time clocks (RTCs) with alarm". Disponível em: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00019860.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [86] NXP. "PCF85263A Tiny Real-Time Clock/calendar with alarm function, battery switch-over, time stamp input, and I2C-bus". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/302/PCF85263A-372087.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [87] Adesto Technologies. "8-Mbit 2.7V Minimum SPI Serial Flash Memory". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/590/doc8715-369096.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [88] Microchip. "8 Mbit SPI Serial Flash SST25VF080B". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/268/S71296-45086.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [89] Spansion. "S25FL208K S25FL208K Cover Sheet 8-Mbit 3.0V Serial Flash Memory with Uniform 4 kB Sectors". Disponível em: http://www.mouser.com/ds/2/380/S25FL208K_00-5166.pdf. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [90] AMIC Technology. "A25L080 Series 8Mbit Low Voltage, Serial Flash Memory With 100MHz Uniform 4KB Sectors". Disponível em: <http://www.amictechnology.com/pdf/A25L080.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [91] Atmel. "16-megabit 2.5-volt or 2.7-volt DataFlash AT45DB161D". Disponível em: <https://www.sparkfun.com/datasheets/IC/AT45DB161D.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [92] Microchip. "16 Mbit SPI Serial Flash SST25VF016B". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/268/25044A-319385.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.

- [93] Central Semiconductor Corp. "SURFACE MOUNT ULTRA LOW LEAKAGE SILICON SWITCHING DIODES CMPD6001". Disponível em: http://www.mouser.com/ds/2/68/CMPD6001-A-C-S_R1-22429.pdf. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [94] Würth Electronics, "150060BS75000". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/445/150060BS75000-368917.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [95] Würth Electronics, "150060GS75000". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/445/150060GS75000-368921.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [96] Würth Electronics, "150060RS75000". Disponível em: <http://www.mouser.com/ds/2/445/150060RS75000-368563.pdf>. Acesso em 05/Novembro/2014.
- [97] Real, Luiz Fernando Oliveira Corte, "Codificação e compressão iterativa de sinais biomédicos. São Paulo. 2013 (Dissertação de Mestrado).
- [98] Campos, Rodrigo Lacerda, "Técnicas de Compressão Digital de Sinais Aplicadas à Eletrocardiografia: Uma Análise Comparativa", Belo Horizonte. Fevereiro de 2000 (Dissertação de Mestrado).
- [99] Bo Yu, Liuqing Yang Department of ECE, University of Florida, Gainesville, FL 32611 and Chia-Chin Chong DOCOMO USA Labs, 3240 Hillview Avenue, Palo Alto, CA 94304 "ECG Monitoring over Bluetooth: Data Compression and Transmission", WCNC 2010, http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=5506641&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D5506641
- [100] Jayashree, M.J. ; Dept. of Electron. & Commun. Eng., Mar Baselios Coll. of Eng. & Technol., IEEE "Resourceful scheme of ECG compression using different Wavelet transforms and PDLZW method", Thiruvananthapuram, India ; Kumar, A.S., http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=5941809&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D5941809
- [101] Alshamali, A. Hijawi Fac. for Eng. Technol., Yarmouk Univ., Irbid, Jordan, IEEE. "An Efficient Coding Algorithm for the Compression of ECG Signals Using the Wavelet Transform". Al-Fahoum, A.S., <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?reload=true&tp=&arnumber=1213856&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fiel5%2F10%2F27292%2F01213856.pdf%3Farnumber%3D1213856>
- [102] Jalaeddine, S.M.S. ; Sch. of Electr. & Comput. Eng., Oklahoma State Univ., Stillwater, OK, "ECG Data Compression Techniques – A unified Approach", USA, Hutchens, C.G. ; Strattan, R.D. ; Coberly, W, http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=52340&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D52340
- [103] Chaves, Paulo Castro "ELETROCARDIOGRAFIA - Texto de apoio", Faculdade de Medicina da Universidade do Porto, 2001/2002.
- [104] Ferrari, Douglas. "ELETROCARDIOGRAMA E ALTERAÇÕES PATOLÓGICAS". Disponível em: <http://www.medicinaintensiva.com.br/arritmias.htm>. Acesso em 05/Novembro/2014.