



David Manuel Nunes Cavalheiro

Licenciado em Ciências da Engenharia Electrotécnica e de
Computadores

**Projecto e Optimização da Alimentação
de um Sensor de Velocidade de Onda de
Pulso**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Stanimir Valtchev, Prof. Doutor, Faculdade de
Ciências e Tecnologia – Universidade Nova de Lisboa

Co-orientador: Valentina Vassilenko, Prof. Doutora,
Faculdade de Ciências e Tecnologia – Universidade Nova
de Lisboa

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Adolfo Steiger Garção
Arguente: Prof. Doutor Arnaldo Guimarães Batista
Vogal(ais) Prof. Doutor Stanimir Valtchev
Prof. Doutora Valentina Vassilenko



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Setembro de 2011

Projecto e Optimização da Alimentação de um Sensor de Velocidade de Onda de Pulso

Copyright © David Manuel Nunes Cavalheiro, FCT/UNL, UNL

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Agradecimentos

Em primeiro lugar quero agradecer aos meus pais, pois sem o apoio e suporte deles não estaria a escrever estas linhas. Se hoje sou como sou, é devido à educação por eles recebida. À minha família, que durante estes meses não acompanhei como desejava... espero dedicar-vos mais tempo. Um agradecimento especial à minha companheira, que me apoiou nos momentos mais difíceis, sempre com paciência e compreensão durante a realização da presente dissertação. Para ti, Susana meu amor, um sincero Obrigado!

Não poderia deixar de agradecer aos meus orientadores pela oportunidade de realizar este trabalho junto deles. Sinto que a vossa ajuda e conhecimento me tornaram num melhor académico, mas principalmente num melhor trabalhador. Professor Valtchev e Professora Valentina, foi um prazer trabalhar com vocês. Espero que esta ligação perdure ao longo da minha vida.

Agradeço ao Professor Pamies pela paciência e vontade demonstrada em ajudar, permitindo-me realizar várias experiências laboratoriais com material por ele cedido. Aos colegas de curso que me ajudaram, quer pelas opiniões, quer por cedência de informação, e a todos aqueles que de certa forma contribuíram para a finalização do trabalho. A todos,

Muito Obrigado.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Resumo

Actualmente, a energia fornecida aos equipamentos portáteis e autónomos advém exclusivamente das baterias. Infelizmente, a manutenção de tais fontes de energia apresenta-se desvantajosa, principalmente devido à frequente recarga e manutenção necessárias. Normalmente, as baterias introduzem peso extra e volume aos equipamentos electrónicos, limitando a sua autonomia. Por outro lado, a possibilidade de recolha de energia do ambiente (*Energy Harvesting*) apresenta-se como uma possível alternativa às baterias, quer na sua manutenção, ou substituição. Para o caso dos equipamentos médicos especialmente incorporados no corpo humano, existe a possibilidade de recolher e armazenar energia gerada durante as actividades diárias efectuadas pelo paciente. A recolha de energia através do corpo humano, ou do meio ambiente requer determinada tecnologia e materiais específicos. Os circuitos electrónicos usados devem apresentar alta eficiência, tanto na conversão de energia, como no consumo desta.

O trabalho realizado consiste na implementação de um sensor fotopletismográfico para a determinação da Velocidade de Onda de Pulso (*VOP*), sendo o circuito projectado de modo a otimizar o consumo energético global. Foram obtidos os valores energéticos de todos os módulos que constituem o sensor de modo a avaliar a possibilidade de alimentação através de pilhas e supercondensadores. A alimentação através da energia recolhida pelo corpo humano também foi considerada, tendo sido realizadas experiências na recolha de energia através de saltos efectuados por uma pessoa, bem como a recolha de energia através da expansão torácica durante a respiração do humano. Um circuito composto por um conversor *Buck* foi testado, de modo a fornecer uma tensão fixa à sua saída com base na energia gerada através da expansão torácica. As experiências realizadas utilizam transdutores baseados no efeito piezoeléctrico.

A realização desta dissertação permitiu uma apresentação oral intitulada “*Energy Harvesting and the Human Health*”, na 1ª Conferência Internacional “*Education, Science, Innovations*” da *European University*, (Bulgária, Junho 2011), bem como a submissão de dois artigos: um com o mesmo título da apresentação oral, e outro com o título “*Energy Harvested from Respiratory Effort*”.

Termos Chave: Recolha de Energia, Conversor Piezoeléctrico, Transdutor de Energia, Energia da Expansão Torácica, Velocidade de Onda de Pulso;

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Abstract

Currently, the energy supply for the portable and autonomous equipment comes almost exclusively from the battery. Unfortunately the maintenance of those sources of energy brings disadvantages due to the need for frequent recharging or replacement. In many cases the battery brings extra weight and volume to the electronic equipment, limiting its autonomy. Some possible alternative methods to replace the batteries as power source, or to achieve better maintenance of existing batteries, are the so called *Energy Harvesting (EH)* methods, i.e. to obtain energy from the environment. For the medical equipment embedded in the human body, there is also a possibility to recover and store energy generated by the usual activities of the patient. The energy harvesting from the human body or from the environment requires specific technology and materials. The electronic circuits must have extremely high efficiency both in energy conversion and energy consumption

The work performed consists in the implementation of a photoplethysmographic sensor for determination of the *Pulse Wave Velocity (PWV)*. The electronic circuit is designed in order to optimize the global power consumption. The possibility of power supply from batteries and supercapacitors are presented, as well the energy harvested from the human body. Experiments were performed in the energy harvested from jumps performed by a person and also from the chest expansion during the respiration of the human. A *buck* converter is presented in order to provide a fixed voltage value based on energy generated by the expansion of the chest. For the experiments, mostly piezoelectric effect was explored.

The completion of this work allowed an oral presentation in Bulgaria entitled "*Energy Harvesting and the Human Health*" in the First International Conference: "*Education, Science, Innovations*" at the *European University*, (Bulgaria, June 2011), as well the submission of two articles: one with the same title of the oral presentation, and other with the title "*Energy Harvested from Respiratory Effort*".

Keywords: Energy Harvesting, Piezoelectric Power Converter, Energy Transducer, Energy from Chest Expansion, Pulse Wave Velocity;

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Índice de Matérias

Agradecimentos	i
Resumo	iii
Abstract	v
Índice de Matérias	vii
Índice de Figuras	xi
Índice de Tabelas	xv
Lista de Símbolos	xvii
Glossário	xix
Capítulo 1	1
1.1. Motivação	1
1.2. Objectivos da dissertação.....	2
1.3. Estrutura da dissertação	3
Capítulo 2	5
2.1. A Energia disponível no Meio Ambiente	5
2.1.1. Energia proveniente de Movimento.....	6
2.1.1.1. Modelo genérico de um conversor Movimento-Electricidade	7
2.1.1.2. Tipos de gerador para conversão Movimento-Electricidade	8
2.1.1.2.1. Gerador Electromagnético	8
2.1.1.2.2. Gerador Electroestático.....	9
2.1.1.2.3. Gerador Piezoeléctrico.....	11
2.1.1.3. Trabalhos desenvolvidos na conversão Movimento-Electricidade.....	13
2.1.1.3.1. Conversão através de geradores Electomagnéticos.....	13
2.1.1.3.2. Conversão através de geradores Electroestáticos.....	14
2.1.1.3.3. Conversão através de geradores Piezoeléctricos.....	15
2.1.1.3.4. Resumo dos 3 tipos de geradores	16
2.1.2. Energia Solar.....	17

2.1.3.	Energia a partir do Calor e Diferenças Térmicas	18
2.1.4.	Resumo de Energia recolhida do Meio Ambiente	19
2.2.	Possibilidade de recolha de Energia do Corpo Humano	19
2.2.1.	Energia do Calor Dissipado do Humano.....	21
2.2.2.	Energia de Actividades Passivas do Humano	21
Capítulo 3		23
3.1.	VOP – Sensor de Velocidade de Onda de Pulso.....	23
3.1.1.	Princípio de funcionamento de Sensores Fotopletismográficos	23
3.1.2.	Aquisição de Sinais pelo Sensor VOP	25
3.1.3.	Medição da Velocidade de Onda de Pulso.....	27
3.2.	Optimização da Alimentação do Sensor VOP.....	29
3.3.	Diagrama de Blocos do Protótipo Implementado	30
3.3.1.	Módulo de Gestão do Sistema	31
3.3.1.1.	Características do Microcontrolador.....	31
3.3.1.2.	Portas Input/Output.....	32
3.3.1.3.	Conversor Analógico-Digital	33
3.3.2.	Módulo de Aquisição de Sinais	34
3.3.2.1.	O Fotodíodo.....	35
3.3.2.1.1.	A Fotoluminiscência	35
3.3.2.1.2.	O Modelo do Fotodíodo.....	36
3.3.2.2.	Amplificador aplicado ao Fotodíodo.....	37
3.3.2.2.1.	Amplificador tensão-tensão	37
3.3.2.2.2.	Conversor corrente-tensão	38
3.3.2.2.3.	Variação da Tensão de Saída do Amplificador.....	39
3.3.2.2.4.	Largura de Banda do Sinal à Saída do Amplificador.....	39
3.3.2.3.	Implementação do Fotodíodo Receptor de Luz.....	41
3.3.2.4.	Implementação do LED Emissor de Luz.....	42
3.3.3.	Módulo de Condicionamento do Sinal.....	43

3.3.4.	Módulo de Transmissão de Dados	44
3.3.4.1.	Protocolo de Comunicação RS232	44
3.3.4.2.	Taxa de Transferência (Baud Rate)	45
3.3.4.2.1.	Transmissão Síncrona e Transmissão Assíncrona	45
3.3.4.3.	Métodos de Detecção de Erros na Transmissão	46
3.3.4.3.1.	Detecção de Erro por Bit de Paridade	46
3.3.4.3.2.	Detecção de erro por Checksum	47
3.3.4.4.	Cablagem Utilizada	47
3.3.4.5.	Comunicação entre o Protótipo e o PC pelo Conversor MAX232	48
Capítulo 4		49
4.1.	Aquisição da Curva Pletismográfica pelo Osciloscópio	50
4.2.	Aquisição do Sinal Pletismográfico pelo PC	52
4.3.	Consumo Energético do Sistema	54
4.3.1.	Consumo do Módulo de Gestão do Sistema	54
4.3.2.	Consumo do Módulo de Aquisição de Sinais	57
4.3.3.	Consumo do Módulo de Condicionamento de Sinal	57
4.3.4.	Consumo da Comunicação RS232.....	58
4.3.5.	Consumo de Comunicação Wireless.....	58
4.4.	Consumo Total do Sistema	60
4.5.	Proposta de Alimentação do Sensor	63
4.5.1.	Alimentação através de Baterias	64
4.5.1.1.	Estimativa Temporal de Funcionamento do Sistema com Baterias	66
4.5.2.	Alimentação do Sistema através de Supercondensadores.....	67
4.5.2.1.	Constituição de um Supercondensador.....	67
4.5.2.2.	Resultados Experimentais de Alimentação com Supercondensadores... ..	68
4.5.2.3.	Supercondensadores vs. Baterias.....	70
4.5.3.	Alimentação através de Energia Recolhida pelo Corpo Humano	72
4.5.3.1.	Energia Recolhida através de Saltos.....	72

4.5.3.2. Energia Recolhida através da Respiração.....	75
4.5.3.3. Conversor Buck.....	78
4.5.3.4. Aplicação do conversor Buck DC-DC à fita de peito.....	79
Capítulo 5	81
5.1. Conclusões Gerais.....	81
5.2. Trabalhos Futuros	83
Bibliografia	85
Livros	85
Teses	85
Artigos e Conferências.....	85
Patentes	86

Índice de Figuras

Figura 1.1 Diagrama de blocos de um sistema com recolha de informação	2
Figura 1.2 Estrutura da dissertação	3
Figura 2.1 Densidade de energia vs. Tempo de vida útil	6
Figura 2.2 Modelo de um gerador movimento-electricidade	7
Figura 2.3 Gerador electromagnético.....	8
Figura 2.4 Princípios de operação de um conversor electrostático	10
Figura 2.5 Orientação dos dipolos antes (a) durante (b) e depois da polarização (c).....	11
Figura 2.6 Representação de um circuito piezoeléctrico.....	12
Figura 2.7 Ilustração dos modos utilizados nos materiais piezoeléctricos.....	12
Figura 2.8 Vista explodida do relógio cinético da <i>Seika Corporation</i>	13
Figura 2.9 Gerador electromagnético de 4 pólos	14
Figura 2.10 Gerador electrostático " <i>in-plane</i> " produzido pela equipa de <i>Roundy</i>	14
Figura 2.11 Sapato para recolha piezoeléctrica de energia (a); Projecto PIZO (b).....	15
Figura 2.12 Painel de células fotovoltaicas	17
Figura 2.13 Gerador termoeléctrico	18
Figura 2.14 Percentagem de calor dissipado no corpo humano	21
Figura 3.1 Emissão e recepção de sinais ópticos pelo método da reflexão.....	24
Figura 3.2 Glóbulos vermelhos e hemoglobina.....	24
Figura 3.3 Coeficiente de absorção para os dois estados da hemoglobina.....	25
Figura 3.4 Sinal Pletismográfico completo	26
Figura 3.5 Curva pletismográfica.....	26
Figura 3.6 Velocidade de onda de pulso em função da idade	27
Figura 3.7 Representação gráfica do PTT	28
Figura 3.8 Determinação do PTT através de registo electrocardiográfico.....	28
Figura 3.9 Diagrama de blocos do protótipo implementado	30
Figura 3.10 Microcontrolador (a) e placa de desenvolvimento (b).....	32

Figura 3.11 Possibilidades de integração do microcontrolador com periféricos.....	32
Figura 3.12 Método de conversão Analógica-Digital	34
Figura 3.13 Junções p-n do fotodíodo	35
Figura 3.14 Modelo do fotodíodo	36
Figura 3.15 Curvas características do fotodíodo	37
Figura 3.16 Conversor tensão-tensão	38
Figura 3.17 Conversor corrente-tensão	39
Figura 3.18 Diagramas de ganho do sinal	40
Figura 3.19 Fotodíodo e respectivo espectro de comprimentos de onda	41
Figura 3.20 Amplificador escolhido para conversão corrente-tensão	41
Figura 3.21 LED e respectivo espectro de comprimentos de onda	42
Figura 3.22 Amplificador aplicado ao LED emissor de luz.....	43
Figura 3.23 Amplificador diferencial proposto.....	43
Figura 3.24 Sincronização serial RS232	45
Figura 3.25 Exemplo de protocolo RS232 para letra M.....	46
Figura 3.26 Exemplo de bit de paridade	47
Figura 3.27 Exemplo de erro por checksum.....	47
Figura 3.28 Ligação entre cabos DB9.....	48
Figura 3.29 Cabo de comunicação adaptado.....	48
Figura 4.1 Protótipo do sensor de velocidade de onda de pulso produzido	49
Figura 4.2 Sinal com componente DC	50
Figura 4.3 Sinal com componente AC amplificada	51
Figura 4.4 Sinal com acção do DAC.....	51
Figura 4.5 Sinal sem filtro.....	52
Figura 4.6 Sinal com componente DC	53
Figura 4.7 Sinal com acção do DAC.....	53
Figura 4.8 Sinal sem filtro.....	54
Figura 4.9 Consumo dos quatro diferentes protocolos de comunicação <i>wireless</i>	59

Figura 4.10 Tipos e formatos de baterias	64
Figura 4.11 Curva característica da descarga de um condensador.....	67
Figura 4.12 Diversos formatos de supercondensadores (a) e baterias (b).....	70
Figura 4.13 Laje como gerador piezoelétrico.....	72
Figura 4.14 Sinal à saída do gerador, AC (a), c/ rectificação (b), DC (c).....	73
Figura 4.15 Potência dissipada para diversas cargas.....	75
Figura 4.16 Gerador piezoelétrico para aplicação no peito	76
Figura 4.17 Sinal à saída do gerador, a) AC, b) c/ rectificação, c) Filtragem capacitiva.....	76
Figura 4.18 Potência dissipada para diversas cargas.....	78
Figura 4.19 Circuito simplificado do estabilizador de tensão	79
Figura 4.20 Sinal de saída do circuito, a) 1.8V, b) 2.5V.....	79
Figura 4.21 Sinal de saída do circuito, c) 3.3V, d) 3.6V.....	80

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Índice de Tabelas

Tabela 2.1 Valores de tensão gerados em circuito aberto por geradores indutivos.....	9
Tabela 2.2 Densidades de energia máximas geradas pelos 3 tipos de gerador	16
Tabela 2.3 Vantagens vs. Desvantagens dos 3 tipos de conversor.....	16
Tabela 2.4 Comparação entre densidades de potência eléctrica provenientes do ambiente.....	19
Tabela 2.5 Actividades realizadas vs. Energia dissipada	20
Tabela 2.6 Potência Mecânica vs. Potência Eléctrica em diversas actividades	22
Tabela 3.1 Diferentes tempos de conversão para as várias frequências de oscilação	33
Tabela 4.1 Valores mínimos de tensão para diferentes oscilações.....	55
Tabela 4.2 Consumo do microcontrolador para diferentes frequências de oscilação	56
Tabela 4.3 Consumo dos componentes associados ao emissor e receptor	57
Tabela 4.4 Consumo do conversor digital-analógico.....	58
Tabela 4.5 Consumo do conversor MAX232.....	58
Tabela 4.6 Comparação do protocolo ANT com os restantes	60
Tabela 4.7 Consumo teórico do sistema completo.....	61
Tabela 4.8 Consumo real do sistema completo.....	61
Tabela 4.9 Consumo teórico do sistema sem transmissão de dados	62
Tabela 4.10 Consumo real do sistema sem transmissão de dados	63
Tabela 4.11 Capacidade de vários modelos de baterias em forma de disco.....	65
Tabela 4.12 Estimativa de vida do sistema com alguns modelos de baterias	66
Tabela 4.13 Quedas de tensão aos terminais do supercondensador	69
tabela 4.14 Eficiência da ponte rectificadora para laje piezoeléctrica.....	74
Tabela 4.15 Valores de potência dissipada para diversas cargas	74
Tabela 4.16 Eficiência da ponte rectificadora para fita piezoeléctrica.....	76
Tabela 4.17 Valores de potência dissipada para diversas cargas	77

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Lista de Símbolos

A – Aceleração do Deslocamento ($m.s^{-2}$)	T – Período (seg.)
B – Campo Magnético (T)	T – Temperatura ($^{\circ}C$ ou K)
b – Coeficiente de Amortecimento	U – Tensão Eléctrica (V)
B – Largura de Banda do Ruído (Hz)	v – Velocidade do Deslocamento ($m.s^{-1}$)
C – Capacitância (F)	w – Largura (m)
D – Comprimento do segmento Arterial	y – Deslocamento (m)
E – Campo Eléctrico (N/C)	Y – Módulo da Elasticidade
E – Elasticidade das artérias	z – Deflexão da Mola (m)
E – Energia (J)	Φ_B – Fluxo de Indução Magnético (Wb)
F – Força Eléctrica Induzida (N)	μ – Micro (10^{-6})
f – Frequência (Hz)	σ – Pressão Mecânica (N)
h – Rigidez das Artérias	δ – Deformação Mecânica (m)
I – Corrente Eléctrica (A)	ε – Constante Dieléctrica
k – Constante de Boltzmann	ε – Força Electromotriz (V)
k – Constante Elástica da Mola	ξ – Factor de Amortecimento
k – Kilo (10^3)	ρ – Densidade do Fluido ($Kg.m^{-3}$)
l – Comprimento (m)	ω – Frequência Angular ($rad.s^{-1}$)
L – Indutância (H)	
m – Massa (kg)	
m – Mili (10^{-3})	
n – Nano (10^{-9})	
N – Número de Espiras da Bobine	
p – Pico (10^{-12})	
P – Potência (W)	
Q – Carga Eléctrica (C)	
R – Resistência Eléctrica (Ω)	

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Glossário

AC – Corrente Alternada (*Alternate Current*)

ADC – Conversor Digital Analógico (*Analog to Digital Converter*)

Bit – Simplificação para dígito binário (*BI*nary *dig*iT)

BJT – Transistor de Junção Bipolar (*Bipolar Junction Transistor*)

Byte – Simplificação para 8 dígitos binários

DAC – Conversor Analógico Digital (*Digital to Analog Converter*)

DC – Corrente Contínua (*Direct Current*)

DCE – Equipamento de Circuito de Dados (*Data Circuit-terminating Equipment*)

DTE – Equipamento de Terminal de Dados (*Data Terminal Equipment*)

EEPROM – Componente de armazenamento não-volátil (*Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory*)

ESR – Resistência em Série Equivalente (*Equivalent Series Resistor*)

f.e.m. - Força ElectroMotriz

F_{osc} – Frequência de Oscilação (*OscillatorFrequency*)

HFIntOsc – Oscilador Interno de Altas Frequências (*High Frequency Internal Oscillator*)

I/O – Entrada / Saída (*Input / Output*)

LED – Díodo Emissor de Luz (*Light Emitter Diode*)

LFIntOsc – Oscilador Interno de Baixas Frequências (*Low Frequency Internal Oscillator*)

MEMS – Microsistema de conversão mecânica para eléctrica (*Micro-Electro-Mechanical-System*)

MFC – Composto de Macro Fibras (*Macro Fibber Composite*)

MP3 – Tipo de Compressão de Áudio (*Mini Player 3*)

PAT – Tempo de Chegada do Pulso (*Pulse Arrival Time*)

PC – Computador Pessoal (*Personal Computer*)

PCB – Placa de Circuito Impresso (*Printed Circuit Board*)

PPM – Partes Por Milhão (*Parts Per Million*)

PPT – Tempo de Transição de Pulso (*Pulse Transit Time*)

PV – Fotovoltaico (*PhotoVoltaic*)

PWM – Modulação por Largura de Impulos (*Pulse Wave Modulator*)

PWV ou VOP – Velocidade de Onda de Pulso (*Pulse Wave Velocity*)

RF – RádioFrequência (*RadioFrequency*)

RMS – Valor Eficaz (*Root Mean Square*)

SMD – Dispositivos de Montagem Superficial (*Surface Mounted Devices*)

T_{AD} – Tempo de Conversão Analógica Digital (*ADC Clock Period*)

TTL – Lógica Transistor-Transistor (*Transistor-Transistor Logic*)

UWB – Banda Ultra Larga (*Ultra Wide Band*)

UPS – Fonte de Energia Sem Interrupções (*Uninterruptible Power Supply*)

USB – Tipo de Ligação (*Universal Serial Bus*)

Capítulo 1

Introdução

1.1. Motivação

A alimentação de dispositivos electrónicos tem sido alvo de grande investigação nos últimos anos, por forma a aproximar os níveis de consumo dos dispositivos aos níveis de energia possíveis de recolher do meio ambiente e também do corpo humano. De acordo com a *Lei de Moore*¹, esta aproximação tem sido cada vez maior, pois o volume de tais dispositivos electrónicos tem vindo a diminuir, e consequentemente os seus consumos energéticos. Apesar dos níveis de energia recolhidos do meio ambiente ou do corpo humano ainda serem muito baixos, na ordem dos microwatts, poderão ser suficientes para alimentar directamente dispositivos electrónicos, ou caso contrário, armazenar tal energia para posterior consumo.

As baterias que fornecem energia aos dispositivos electrónicos condicionam o peso e volume, sendo este condicionamento uma das grandes barreiras à evolução das tecnologias móveis. Assim, considerar a ausência das baterias, ou baterias recarregáveis de menores dimensões alimentadas com energia recolhida do ambiente ou do corpo humano tem suscitado um grande interesse nos investigadores, bem como a indústria da microelectrónica, que tanto esforço aplica no desenvolvimento de produtos com menor escala, e maior autonomia. A recolha de energia para posterior consumo implica que sejam desenvolvidos conversores capazes de converter essa energia em energia eléctrica. Estes conversores têm de ser projectados de modo a apresentar uma elevada eficiência de conversão, e assim recuperar o máximo de energia possível, contornando assim os baixos valores de energia recolhidos.

Dispositivos electrónicos como alguns sensores biomédicos incluem-se na classe de dispositivos de baixo consumo energético, podendo ser divididos em duas classes distintas: activos e passivos. Os sensores passivos não necessitam de energia para recolha de informação, ao contrário dos sensores activos que necessitam de energia para a realização de técnicas não invasivas no corpo humano. Estes montantes de energia são providenciados por baterias que necessitam de frequente manutenção, quer pela sua substituição ou frequente recarga. Deste modo, a presente dissertação visa apresentar valores

¹ A lei de Moore descreve que o número de transístores que podem ser inseridos num circuito integrado duplica, a aproximadamente cada dois anos.

energéticos possíveis de serem recolhidos no meio ambiente, ou através do corpo humano, estudando a possibilidade de utilizar esses montantes para a alimentação de um sensor de velocidade de onda de pulso implementado. O sensor de velocidade de onda de pulso é constituído por vários blocos, pelo que será calculado o consumo que cada bloco irá efectuar.

A Figura 1.1 apresenta o diagrama de blocos de um sensor deste tipo (ou qualquer outro com funcionamento semelhante) capaz de enviar as informações recolhidas do paciente, via *wireless* ou por cabo. Um conversor de energia *AC-DC* (sinal alternado para contínuo) é necessário para a converter a energia recolhida em energia possível de ser consumida pelo sensor. Normalmente, um microcontrolador realiza a gestão de tarefas de todo o dispositivo, devendo esse microcontrolador apresentar baixos níveis de consumo energético, de modo a que a energia recolhida do ambiente ou através do corpo humano seja suficiente para um correcto funcionamento. Caso a energia recolhida não seja suficiente, baterias (ou supercondensadores) poderão ser utilizados para armazenamento, até ser apresentado um montante de energia suficiente para cumprir as especificações do sistema.

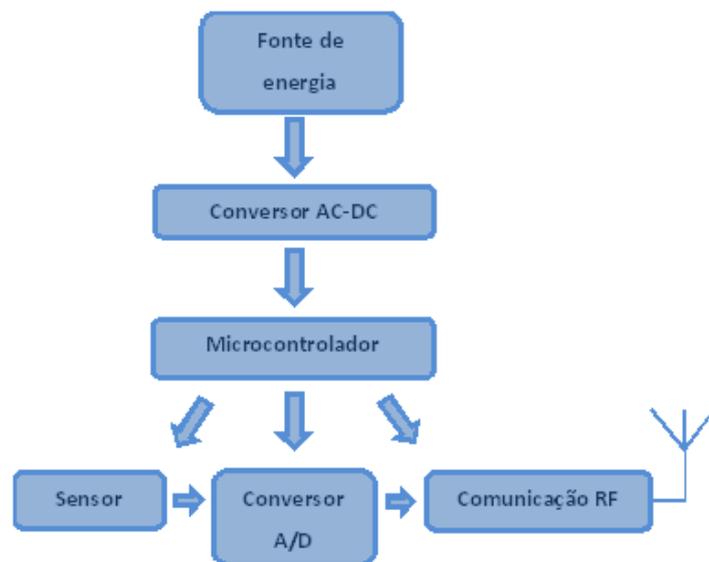


Figura 1.1 Diagrama de blocos de um sistema com recolha de informação

1.2. Objectivos da dissertação

Esta dissertação tem como objectivos um estudo sobre os montantes de energia possíveis de serem recolhidos através do meio ambiente, e também através do corpo humano, para posterior alimentação de sensores biomédicos. Deverá ser implementado um sensor pletismográfico que apresente baixos níveis de consumo energético. O projecto de alimentação do sensor deverá ter em conta a possibilidade de usar os montantes de energia recolhidos quer através do ambiente, quer através do corpo humano. O uso de baterias e/ou supercondensadores também deverá ser considerado.

1.3. Estrutura da dissertação

Esta dissertação divide-se em 5 capítulos da seguinte forma:

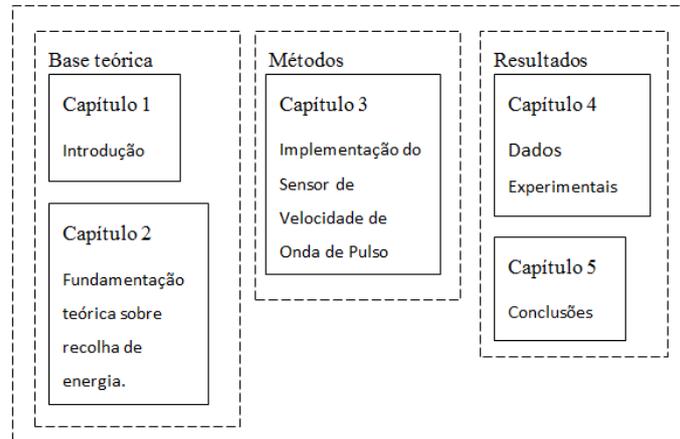


Figura 1.2 Estrutura da dissertação

O presente capítulo enquadra-se na base teórica da dissertação, onde é feita uma breve contextualização do trabalho realizado. As motivações para a realização deste trabalho bem como os objectivos propostos são apresentados. Ainda na base teórica da dissertação apresenta-se o capítulo 2, onde é realizado um estudo teórico sobre a actual recolha de energia do ambiente e do corpo humano. Os valores de energia possíveis de recolher bem como os métodos de recolha são apresentados, com base na literatura académica. Trabalhos desenvolvidos na área também são apresentados.

O capítulo 3 da dissertação baseia-se na implementação de um sensor pletismográfico. Um estudo teórico sobre o seu funcionamento é apresentado, bem como a montagem do mesmo. O sensor implementado é composto por vários módulos, onde o funcionamento de cada um é explicado de modo a obter no final uma correcta curva pletismográfica de um determinado paciente. Essa curva pletismográfica será necessária para o cálculo da velocidade de onda de pulso.

No capítulo 4 são apresentados os dados experimentais do protótipo implementado. As curvas pletismográficas obtidas a partir de um determinado sujeito são apresentadas, bem como os consumos energéticos teóricos e práticos apresentados por cada módulo constituinte do sensor. A possibilidade de fornecimento de energia ao sensor através de baterias, supercondensadores e energia recolhida através do corpo humano é apresentada. Experiências com supercondensadores foram realizadas, bem como experiências com um transdutor piezoeléctrico aplicado numa fita de modo a gerar energia eléctrica a partir dos movimentos mecânicos realizados pelo peito durante a respiração. Um circuito muito eficiente foi ensaiado de modo a providenciar uma tensão fixa à sua saída através dos sinais gerados pelo transdutor piezoeléctrico. No capítulo 5 são discutidos os resultados obtidos, bem como a possibilidade de realização de trabalhos futuros.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Capítulo 2

Fundamentação Teórica sobre Recolha de Energia

2.1. A Energia disponível no Meio Ambiente

A energia define-se na literatura académica como a habilidade de um sistema físico² produzir trabalho num outro sistema, em que o trabalho se manifesta como o efeito de uma força aplicada numa determinada distância, dentro do sistema de destino. Várias formas de energia existem, mas no entanto, qualquer uma delas pode ser transformada em outra, seguindo o princípio de conservação de energia em que num determinado processo de transformação, a energia total continua a ser a mesma. A transferência de energia entre sistemas resulta em perdas e ganhos de igual montante, de modo a manter a lei da conservação inviolável.

O conceito de recolha de energia (*Energy Harvesting*) consiste num processo de recuperação de energia desperdiçada pelo meio ambiente, ou através do corpo humano, para posterior conversão em energia eléctrica. Nos últimos anos, muita investigação foi desenvolvida de modo a tornar os dispositivos electrónicos menos volumosos, com consumos menores, levando a que os valores de energia recolhidos, mesmo que em pequenos montantes, sejam suficientes para garantir o correcto funcionamento dos dispositivos. Existem várias fontes de energia possíveis de serem recolhidas no meio ambiente, entre das quais se destacam a energia solar, a energia térmica e a energia proveniente de movimentos (movimentos mecânicos, vibrações, etc.). Para recuperar respectivamente cada uma destas energias, é necessário recorrer a células solares, geradores termoeléctricos e geradores inerciais respectivamente. Cada um destes tipos de conversor deve ser desenvolvido de modo a apresentar alta eficiência de conversão, bem como reduzidos tamanhos. A classe de geradores inerciais pode ser dividida em subclasses, de entre elas o gerador electrostático, electromagnético e piezoeléctrico. O funcionamento de cada um destes tipos de gerador é sucintamente explicado nas subsecções seguintes.

A Figura 2.1 (adaptada de *Roundy et al., 2003*) compara as densidades de energia possíveis de serem fornecidas pelas baterias mais comuns, com as densidades de energia possíveis de serem geradas pelas fontes de energia solar e inerciais. As densidades de energia proveniente do meio ambiente são apresentadas como rectângulos, pois variam conforme as condições ambientais. Os valores mínimos de densidade de energia solar representam como condições o interior de um

² Um sistema físico define-se como uma porção do universo escolhido para análise. Tudo fora do sistema é conhecido como ambiente.

escritório, ou sala, sendo a densidade máxima representativa da energia gerada como condições de exterior. Pela figura, retêm-se que caso o funcionamento de um dispositivo electrónico for inferior a um ano, as baterias tornam-se uma opção viável. No entanto, se o uso do dispositivo for superior a cinco anos, as baterias não conseguirão manter elevadas densidades de energia, pelo que a recolha de energia solar ou energia resultante de movimento pode ser encarada como uma opção mais segura para fornecimento de energia eléctrica.

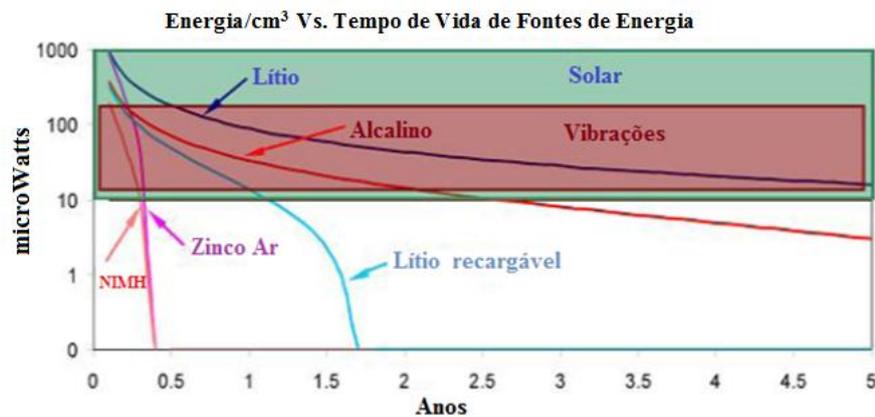


Figura 2.1 Densidade de energia vs. Tempo de vida útil

Apesar da recolha de energia solar apresentar densidades maiores, a necessidade das células solares estarem em contacto directo com a radiação da luz solar é vista como uma grande desvantagem em relação à energia produzida por vibrações. Ao contrário da primeira, esta pode ser produzida em qualquer condição ambiental. Portanto, sustentar um dispositivo através de energia solar recuperada num espaço interno, não será eficiente. As fontes de energia recuperadas do meio ambiente revelam-se opções viáveis, pois gozam de um tempo de vida tão grande quanto a durabilidade do material que constitui o respectivo conversor, tornando-se assim excelentes opções às baterias.

2.1.1. Energia proveniente de Movimento

Esta fonte de energia é uma das que mais potencial proporciona para dispositivos que comportem sensores sem fio (*Wireless Sensor*), pois abunda em toda a parte, podendo ser prontamente recuperável. Alguns destes dispositivos apresentam consumos na ordem dos μW , valor totalmente possível de ser recuperado por este tipo de fonte. Os geradores inerciais separam-se em duas categorias: os que recorrem à aplicação directa de uma força sobre uma determinada massa e os que aproveitam forças inerciais que actuam numa determinada massa. A geração de energia eléctrica usando estes dois princípios de gerador é comum em diversos ambientes, tais como centros comerciais, automóveis, aviões, comboios, barcos, pontes, entre outros.

2.1.1.1. Modelo genérico de um conversor Movimento-Electricidade

Um modelo genérico que descreve um gerador de energia eléctrica, baseado em movimento é apresentado na Figura 2.2. Este modelo pode ser descrito com base em teoria de sistemas lineares, e foi proposto em (*Williams and Yates, 1995*), sendo descrito pela equação 1.1.

$$m\ddot{z} + (b_e + b_m)\dot{z} + kz = -m\ddot{y} \quad (1.1)$$

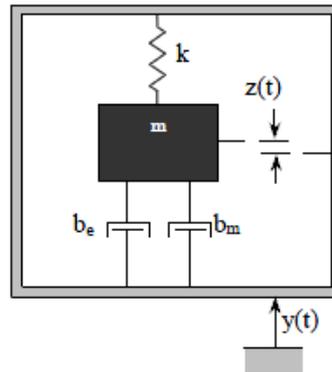


Figura 2.2 Modelo de um gerador movimento-electricidade

Na equação 1.1, z representa a deflexão da mola, y representa o deslocamento de entrada, m representa a massa, b_e o coeficiente de amortecimento eléctrico induzido, b_m o coeficiente de amortecimento mecânico e k representa a constante elástica da mola. A ideia deste sistema consiste na conversão de energia mecânica produzida pela massa oscilatória, para energia eléctrica. Este sistema é tratado como um sistema linear massa-mola, conseguindo representar certos tipos de conversor electromagnéticos. No entanto, para conversores electroestáticos e piezoeléctricos, este modelo necessita de algumas alterações. A equação 1.1 pode ser desenvolvida, tendo em conta que a potência convertida pelo sistema eléctrico iguala a potência removida a partir do sistema mecânico pelo coeficiente de amortecimento eléctrico induzido, b_e . Deste modo, a força eléctrica induzida é dada pela equação 1.2:

$$F = b_e \dot{z} = b_e v \quad (1.2)$$

Nesta equação, \dot{z} representa a velocidade de deslocamento da massa m , podendo ser representado também por v . Na tese (*Roundy, 2003*), o autor apresenta o desenvolvimento do sistema com base em transformadas de Laplace, chegando à equação simplificada 1.3:

$$|P| = \frac{m \cdot \xi_e \cdot A^2}{4 \cdot \omega \cdot \xi_T^2} \quad (1.3)$$

Esta expressão é a mais utilizada, pois mostra que se a magnitude de aceleração do movimento do sistema massa-mola A se mantiver constante, a potência de saída P é inversamente proporcional à

frequência do movimento ω . O factor de amortecimento ξ_T é dado pelo somatório dos factores de amortecimento eléctrico ξ_e e mecânico ξ_m .

2.1.1.2. Tipos de gerador para conversão Movimento-Electricidade

Existem três tipos de gerador tipicamente utilizados para conversão de movimento mecânico em sinais eléctricos, entre eles o gerador electromagnético indutivo, o gerador electrostático capacitivo e o gerador piezoeléctrico. Ambos são geralmente usados, no entanto o uso de cada um tem que ser avaliado mediante as vantagens e desvantagens que cada um apresenta para determinada situação.

2.1.1.2.1. Gerador Electromagnético

Este tipo de gerador consiste no movimento de um condutor eléctrico em relação a um campo magnético. O condutor eléctrico é enrolado numa bobine, que ao ser sujeita ao campo magnético provocado por um magneto permanente, gera uma corrente que flui nas suas espiras. A Figura 2.3 mostra um dispositivo que emprega este tipo de topologia (*Amirtharajah and Chandrakasan, 1998*).

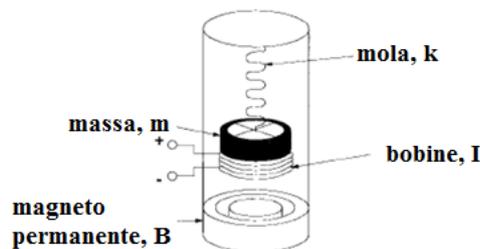


Figura 2.3 Gerador electromagnético

Segundo a lei de indução de Faraday, o fluxo magnético Φ_B através de uma superfície é dada pela equação 1.4:

$$\Phi_B = \iint_S B(s, t) \cdot dA \quad (1.4)$$

em que dA é um elemento de área de superfície S e B o campo magnético dado em *Tesla*. A unidade do fluxo magnético é dada em *Weber*. A lei de Faraday enuncia que quando o fluxo magnético varia, o trabalho realizado por unidade de carga ao mover uma carga de teste através de uma curva fechada da superfície é dado por:

$$|\varepsilon| = \left| \frac{d\Phi_B}{dt} \right| \quad (1.5)$$

Este trabalho denomina-se força electromotriz (f.e.m.), e é dado em *Volts*. Para uma bobine composta por N espiras e cada uma com o mesmo fluxo magnético, a lei de Faraday é dada por:

$$|\varepsilon| = N \left| \frac{d\Phi_B}{dt} \right| \quad (1.6)$$

No caso do modelo da Figura 2.3, o movimento do condutor eléctrico irá causar uma força electromotriz de valor:

$$\varepsilon = N \cdot B \cdot 2\pi r \cdot \frac{dy}{dt} \quad (1.7)$$

Nesta equação, $2\pi r$ representa o perímetro de uma espira da bobine, e y a distância do qual a bobine se move em relação ao magneto permanente. Em (Roundy, 2003), o autor assume que um dispositivo de 1cm^3 com magnitude de aceleração de movimentos de 2.25 m/s^2 e frequência de 120Hz , não atingirá valores de tensão acima dos 100mV . Na Tabela 2.1 valores de tensão teóricos possíveis de serem atingidos com determinadas especificações são apresentados. Estes valores de tensão apresentam-se alternados (em AC), que depois de rectificadados perdem amplitude devido às eficiências de conversão do gerador. Para alimentação de dispositivos electrónicos, estes valores têm que ser elevados para valores próximos de $2\text{-}3\text{V}$. Por estas exigências mínimas, é imprescindível que os conversores apresentem altas taxas de rendimento.

Tabela 2.1 Valores de tensão gerados em circuito aberto por geradores indutivos

Espaço mínimo para a fabricação da bobine (μm)	1	1	0.5	0.25
Intensidade do campo magnético (Tesla)	0.5	1	1	1
Tensão do circuito em aberto (mV)	15.5	31	62	124

2.1.1.2.2. Gerador Electroestático

Outro gerador usado para conversão movimento-electricidade baseia-se no uso de forças electroestáticas, consistindo no movimento de dois condutores separados por um dieléctrico (condensador). Este movimento provoca uma mudança na energia armazenada no condensador, surgindo assim o mecanismo de conversão mecânica-eléctrica. Este tipo de conversão baseia-se em dois métodos, ao qual o primeiro consiste no movimento de um montante fixo de carga eléctrica (nas placas do condensador) através de um campo eléctrico, aumentando assim o potencial eléctrico do condensador. Este efeito denomina-se por *operação de carga constante (constant charge operation)*, representado na Figura 2.4 (a). O outro método denomina-se por *operação de tensão constante (constant voltage operation)*, e consiste no movimento das placas, uma em relação à outra, alterando assim a capacidade do condensador sob uma tensão constante. Ao aumentar o espaço de separação entre as placas, a intensidade do campo eléctrico entre as placas diminui, e consequentemente as

cargas são “empurradas” para fora, causando um escoamento de corrente, Figura 2.4 (b). A Figura 2.4 foi adaptada da tese (Mitcheson, 2005).

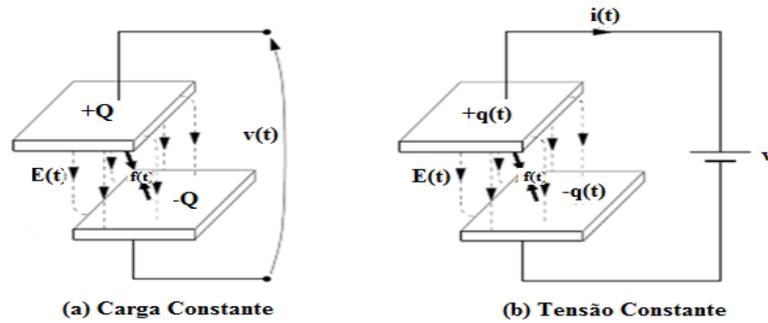


Figura 2.4 Princípios de operação de um conversor electrostático

A equação 1.8 representa a tensão aos terminais de um condensador:

$$V = \frac{Q}{C} = \frac{Qd}{\epsilon_0 lw} \quad (1.8)$$

Nesta equação, Q representa a carga do condensador, d a distância entre as placas do condensador, ϵ_0 a constante dieléctrica do espaço entre as placas, l o comprimento da placa, w é a largura da placa e C a capacidade do condensador dada pela equação 1.9:

$$C = \frac{\epsilon_0 lw}{d} \quad (1.9)$$

Pelas equações verifica-se que diminuído a capacidade do condensador mantendo a carga deste constante, um aumento da tensão é provocado. A diminuição da capacidade do condensador pode ser provocada pelo aumento da distância entre as suas placas, ou redução da largura /comprimento destas. Este método de conversão de energia apresenta alguns inconvenientes, sendo a principal desvantagem o facto de o condensador necessitar de ser carregado até uma tensão inicial de modo a poder realizar a conversão de energia. Para o efeito, a aplicação de uma tensão externa é necessária. Outra desvantagem é o facto de ser necessário garantir que as placas do condensador não entrem em contacto, provocando curto-circuito. Um circuito mecânico teria de ser incluído, resultando na perda de eficiência, bem como em aumento de amortecimento mecânico.

Uma grande vantagem apresentada por este tipo de conversor é que tensões na ordem dos 2V podem ser directamente geradas, valores apropriados para o uso de microelectrónica e tecnologia MEMS³. Esta tecnologia sustenta-se com base em conversores electrostáticos fabricados em silício, usando processos semelhantes à microelectrónica.

³ O termo MEMS (Micro-Electro-Mechanical-System) começou por ser usado nos EUA nos anos 80. Os MEMS contêm elementos mecânicos, sensores, actuadores e electrónica. Os MEMS caracterizam-se também pelas suas reduzidas dimensões, podendo atingir a nanoescala.

2.1.1.2.3. Gerador Piezoelétrico

A piezoelectricidade foi descoberta em 1880 por *Jacques e Pierre Currie*, sendo característica de certos minerais cristalinos que quando sujeitos a uma deformação mecânica, adquirem polarização eléctrica. A operação inversa também se verifica, ou seja, quando esses minerais ficam expostos a um campo eléctrico, o seu tamanho aumenta ou diminui conforme a polaridade e intensidade desse campo. Este comportamento é definido como efeito piezoelétrico ou efeito piezoelétrico inverso respectivamente. Materiais piezocerâmicos baseados em metal óxido permitem que estes efeitos sejam hoje possíveis de ser aplicados em diversas aplicações.

Quando o material não está sujeito a um campo eléctrico, os dipolos circulam livremente no material pois não existe polarização, Figura 2.5 (a). De modo a haver interacção piezoelétrica, um dos eixos do material tem que estar polarizado de modo a que seja obtido um momento dipolar permanente não nulo, através da aplicação de um campo eléctrico no material, Figura 2.5 (b). Através desta polarização, a maioria dos dipolos fica alinhado com o campo eléctrico resultando numa extensão do material à custa dos dipolos ainda não-alinhados. A extensão ocorre até todos os dipolos estarem alinhados com a direcção do campo eléctrico. Quando o campo eléctrico é removido, a maioria dos dipolos estão fixos numa configuração de alinhamento. O material ficou assim com uma polarização remanescente, Figura 2.5 (c).

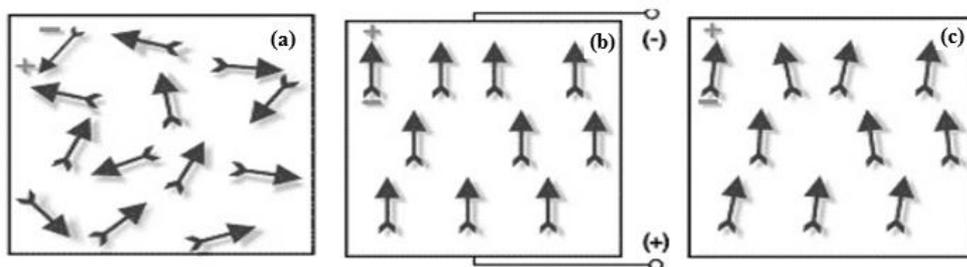


Figura 2.5 Orientação dos dipolos antes (a) durante (b) e depois da polarização (c)

As equações 1.10 e 1.11 apresentam as equações principais de um material piezoelétrico:

$$\delta = \frac{\sigma}{Y} + dE \quad (1.10)$$

$$D = \epsilon E + d\sigma \quad (1.11)$$

Nestas equações, δ representa a deformação mecânica, σ a pressão mecânica, Y o módulo da elasticidade, d o coeficiente da deformação piezoelétrica, E o campo eléctrico, D o deslocamento eléctrico e ϵ a constante dielétrica do material piezoelétrico. Pela equação 1.10 verifica-se que a deformação mecânica do material é proporcional à pressão mecânica exercida, e inversamente proporcional à elasticidade apresentada pelo material.

A Figura 2.6 representa a constituição básica de um circuito piezoelétrico, composto por uma fonte de tensão, uma capacitância e uma resistência em série. A fonte de tensão é definida como tensão em circuito aberto. O circuito contém ainda uma carga resistiva em série, porém esta não faz parte do gerador piezoelétrico, servindo apenas para o cálculo de potência gerada pelo gerador piezoelétrico.

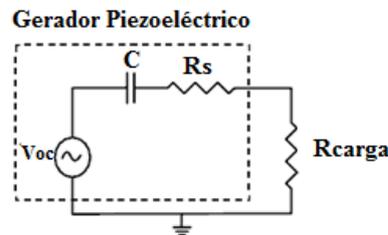


Figura 2.6 Representação de um circuito piezoelétrico

Dois métodos de geração de corrente são actualmente reconhecidos: modo 31 e modo 33. A Figura 2.7 (Roundy, 2003) apresenta estes dois modos, designando os eixos x, y e z como 1, 2 e 3 respectivamente. O modo 33 é o mais utilizado, pois neste modo a corrente é gerada se forças forem aplicadas nas três direcções, ao contrário do modo 31 que apenas permite a geração de corrente se forças mecânicas foram aplicadas na direcção 1. Normalmente no modo 31 juntam-se duas fitas piezoelétricas, de modo a que quando haja torsão, a fita do topo e da base estejam em estado de esforço opostos. Deste modo somam-se as correntes eléctricas produzidas por cada fita, caso estas estejam ligadas em paralelo, ou somam-se as tensões eléctricas caso estejam ligadas em série.

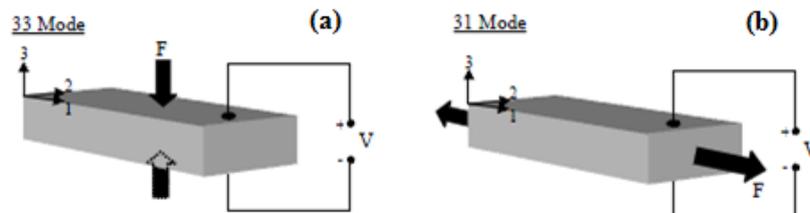


Figura 2.7 Ilustração dos modos utilizados nos materiais piezoelétricos

Os conversores piezoelétricos conseguem gerar altos valores de tensão mas baixos valores de corrente, no entanto esses valores dependem da implementação física e da carga eléctrica utilizada no circuito da Figura 2.6. Gerar altos valores de tensão apresenta-se com uma das vantagens dos conversores piezoelétricos, bem como a não-necessidade de tensões externas para iniciar o processo de conversão. Ao contrário dos conversores electrostáticos, não existe limitação mecânica, no entanto a grande desvantagem deste tipo de conversores é a dificuldade de implementação em microescala e a integração com a microelectrónica.

2.1.1.3. Trabalhos desenvolvidos na conversão Movimento-Electricidade

Existe uma grande variedade de trabalhos e artigos desenvolvidos sobre microgeradores que geram energia através de forças inerciais. Segundo a tese (*Mitcheson, 2005*), o primeiro trabalho conhecido na literatura sobre geradores deste tipo consistia num sistema de monitorização de saúde sustentado por um conversor piezoeléctrico o qual gerava energia a partir do movimento do tecido humano (*Enger, 1979*). O sistema continha um transmissor de radiofrequência (*RF*) o qual operava sempre que a energia gerada fosse suficiente. Quanto à literatura académica, o primeiro artigo que mencionou este tipo de conversores consistia no uso de microgeradores para o sustento de equipamentos portáteis (*Umeda et al., 1996*). A ideia sustenta-se nos choques mecânicos à qual os equipamentos electrónicos são sujeitos durante o transporte, no qual os microgeradores poderiam ser úteis na absorção de energia cinética libertada no impacto. As próximas secções apresentam trabalhos de relevo, realizados com base nos três tipos de conversores movimento-electricidade mencionados.

2.1.1.3.1. Conversão através de geradores Electromagnéticos

Uma das aplicações mais conhecidas de geradores electromagnéticos é nos relógios. Por volta de 1770, *Perrelet* desenvolveu o primeiro relógio mecânico sustentado pela inércia do movimento (*Chapius et al., 1956*), e em 1989 foi patenteado o primeiro relógio eléctrico com funcionamento semelhante por *Hayakawa*, da *Seiki Espon Corporation* (*Hayakawa, 1991*). Relógios deste tipo são hoje comercializados, baseando-se num peso oscilatório instável ligado a um magneto permanente. A Figura 2.8 ilustra o mecanismo deste tipo de relógio. Detalhes sobre a potência gerada por este tipo de conversor não são mencionados.

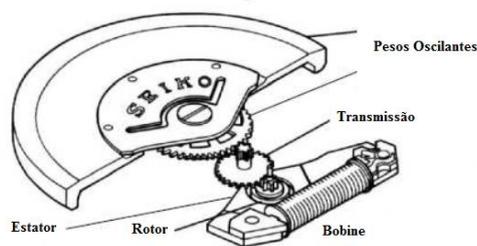


Figura 2.8 Vista explodida do relógio cinético da Seika Corporation

Mais recentemente, a universidade de Southampton em Inglaterra procurou estudar mais a fundo os fundamentos dos geradores electromagnéticos. Um gerador de quatro pólos magnéticos gerando dois caminhos de fluxos a fluir em direcções opostas, está representado na Figura 2.9, (*El-Hami et al., 2001*). Com este modelo, é possível duplicar a taxa de mudança do fluxo para uma dada bobine, ao contrário de geradores realizados por outros autores que apenas utilizavam dois pólos magnéticos. Os autores demonstraram que a potência máxima é gerada quando a bobine ocupa ligeiramente menos de

metade do tamanho disponível. Uma potência de 1.25mW pode ser gerada com uma frequência de movimento de 102Hz.

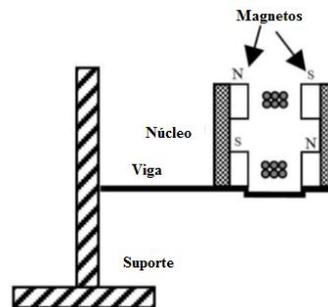


Figura 2.9 Gerador eletromagnético de 4 polos

2.1.1.3.2. Conversão através de geradores Electroestáticos

Ainda segundo (Mitcheson, 2005), um grupo do MIT liderado por Chandrakasan foi o primeiro a apresentar um microgerador electroestático funcional baseado na tecnologia MEMS (Chandrakasan, 1999). O grupo descreve em detalhe comparações entre os dois princípios de operação para este tipo de geradores, concluindo que o princípio de tensão constante apresenta melhores resultados para maximização da potência gerada, em relação ao princípio de carga constante. O grupo conclui também que o princípio de carga constante apresenta vantagem na sua implementação, pois não necessita de uma fonte de tensão adicional ao contrário do princípio de tensão constante.

Na universidade da Califórnia em Berkeley, um grupo liderado por Roundy desenvolve um microgerador baseado neste tipo de conversor (Roundy et al., 2002). Eles realizaram o desenho, otimização e fabricação de um gerador electroestático em forma de pente. Três diferentes topologias para geradores electroestáticos são descritas: “in-plane overlap”, “in-plane gap closing” e “out-plane gap closing”, concluindo que o primeiro consegue gerar maiores densidades de energia. É espetável que um gerador electroestático utilizando essa primeira topologia possa gerar à volta de $100\mu\text{W}/\text{cm}^3$ a partir de vibrações produzidas com acelerações de $2.25\text{m}\cdot\text{s}^{-2}$ a 120Hz. A Figura 2.10 mostra o gerador electroestático realizado nesse trabalho:

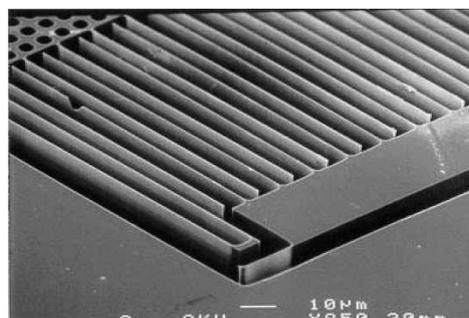


Figura 2.10 Gerador electroestático "in-plane" produzido pela equipa de Roundy

2.1.1.3.3. Conversão através de geradores Piezoeléctricos

O primeiro microgerador piezoeléctrico patenteado ocorreu em 1983, altura em que *Snyder* descreveu o uso do gerador piezoeléctrico incorporado na roda de um carro, para fornecer energia a um sensor de pressão nos pneus (*Snyder, 1983*). O gerador convertia as vibrações provocadas pelo automóvel durante o andamento, e informava via rádio (*wireless*) o estado da pressão pneumática.

O primeiro gerador piezoeléctrico relatado na literatura académica tem como autores *Segal e Bransky*, que sugerem o uso de um disco piezoeléctrico para fornecimento de energia a um sistema de orientação de um projectil (*Segal et al., 1997*).

Muitos outros trabalhos têm vindo a ser desenvolvidos na área de geradores piezoeléctricos. Destacam-se alguns como a inserção de materiais piezoeléctricos em sapatos, como o desenvolvido pelo grupo de *Paradiso* que tinha como objectivo a geração de energia eléctrica sempre que uma marcha era efectuada (*Paradiso et al., 1998*). O material piezoeléctrico era inserido na parte traseira e dianteira da sola de modo a registar a energia gerada pelo calcanhar e parte dianteira do pé, Figura 2.11 (a). Registaram-se resultados de 8mW e 2mW para a parte traseira e dianteira da sola respectivamente.

Recentemente em 2009 na feira da ciência de Portugal Tecnológico, um grupo da Universidade da Beira Interior apresentou um protótipo que consiste em apoiar uma superfície em quatro apoios que contém uma haste e uma mola, garantindo um movimento vertical uniforme e limitando o grau de oscilação, suportando o peso de uma pessoa, Figura 2.11 (b). Correntes no valor de 5mA foram registadas, recorrendo a quatro geradores piezoeléctrico.

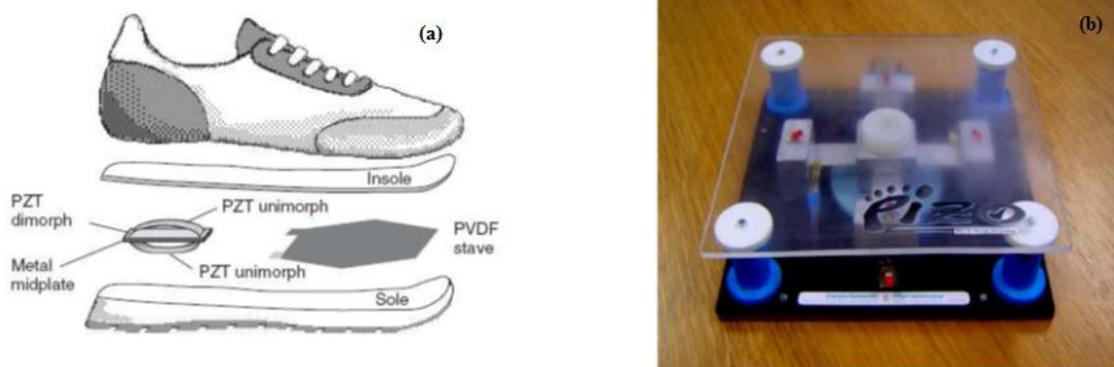


Figura 2.11 Sapato para recolha piezoeléctrica de energia (a); Projecto PIZO (b)

2.1.1.3.4. Resumo dos 3 tipos de geradores

Na tese (Roundy, 2003), o autor compara os três tipos de conversores movimento-electricidade, em termos de densidade de energia por cada um gerado. Os resultados teóricos e práticos são apresentados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 Densidades de energia máximas geradas pelos 3 tipos de gerador

Tipo	Máximo valor Prático	Máximo valor Teórico
Piezoeléctrico	17.7 mJ/cm ³	335 mJ/cm ³
Electroestático	4 mJ/cm ³	44 mJ/cm ³
Electromagnético	4 mJ/cm ³	400mJ/cm ³

O autor apresenta também as vantagens e desvantagens que caracterizam cada um dos geradores, Tabela 2.3:

Tabela 2.3 Vantagens vs. Desvantagens dos 3 tipos de conversor

Tipo	Vantagens	Desvantagens
Piezoeléctrico	Não necessita de tensão externa; Tensões produzidas de 2 a 10V; Não há limitação mecânica; Densidade de energia elevada;	Incompatibilidade de microfabricação com tecnologia CMOS;
Electroestático	Fácil integração com electrónica e microsistemas; Tensões produzidas de 2 a 10V;	Necessidade de tensão externa; Necessidade de limitação mecânica;
Electromagnético	Não necessita de tensão externa; Não há limitação mecânica;	Máxima tensão produzida de 0.1V; Dificuldade de integração com microsistemas;

Pela tabela, verifica-se que os conversores do tipo electromagnético são os que apresentam desvantagens mais significativas, pelo que a sua implementação é mais eficiente em sistemas de grande dimensão. Os geradores piezoeléctricos apresentam-se vantajosos em relação aos restantes, no entanto a sua implementação em microescala ainda não é possível

2.1.2. Energia Solar

Uma das mais conhecidas fontes de energia é a que provém do sol. Sistemas fotovoltaicos (*PV*) são necessários para converter a radiação solar em electricidade. Estes painéis são capazes de produzir valores de potência na ordem dos *miliwatts* a *Megawatts*, para uma grande diversidade de aplicações. O fornecimento deste tipo de energia é muito comum em dispositivos portáteis devido à simples implementação e integração de células fotovoltaicas. A quantidade de energia solar recolhida varia consoante a localização das células, principalmente devido às condições meteorológicas. Inclinações óptimas, bem como orientações dos painéis fotovoltaicos têm que ser considerados em cada localização, de modo a obter o máximo de radiação possível na superfície das células solares, Figura 2.12.



Figura 2.12 Painel de células fotovoltaicas

Como exemplo, a irradiância média anual em plena luz do dia na Tanzânia é de 2026kWh/m^2 , sendo muito menor no interior de uma instalação, apresentando valores de 3.5 a 20Wh/m^2 . Portanto, considerando que as células solares apresentam eficiência na ordem dos 10% e 1m^2 de área, cerca de 200kWh podem ser gerados. Vários produtos dotados de células solares existem, entre eles as conhecidas calculadoras, relógios, rádios, lanternas, entre outros. Um trabalho focado em células solares foi realizado em (Veeffking, 2003), onde um dispositivo baptizado como “*Solar Tergo*” actua como carregador de pequenos dispositivos portáteis, tais como telemóveis ou leitores de *MP3*. Este dispositivo insere-se numa mochila, e consiste em células fotovoltaicas e baterias.

Biosensores, implantes e *pacemakers* são outras áreas que aplicam energia solar. Por exemplo, o *Instituto de Energia Solar da Universidade de Madrid* e o *Grupo de Dispositivos Semicondutores da Universidade Politécnica de Catalunya* desenharam um sistema que consiste numa fibra óptica com o diâmetro de um fio de cabelo, localizada dentro da pele, que faz a ligação entre a célula solar e o implante. A célula pode estar localizada na mão, zona com bom acesso à radiação solar (Benito, 2004).

2.1.3. Energia a partir do Calor e Diferenças Térmicas

Esta fonte de energia pode ser gerada através da diferença entre temperaturas térmicas de duas junções metálicas. A energia eléctrica é criada devido à corrente de fuga causada pelo fluxo de calor através dos condutores. Este efeito termoeléctrico também é reversível, pelo que aplicando uma tensão nas junções dos condutores, gradientes térmicos são criados através destes. O conversor da Figura 2.13⁴ baseia-se no efeito de *Seebeck*⁵, sendo composto por um termopar constituído por semicondutores de tipo *n* e *p* ligados electricamente em série, e termicamente em paralelo. A corrente eléctrica gerada que passa por uma carga resistiva, é proporcional à diferença de gradiente de temperaturas entre as junções quente e fria. As razões para a entrada ou saída de calor no dispositivo termoeléctrico devem-se à absorção ou libertação de energia devido ao efeito de *Peltier*, e devido à presença de gradiente de temperatura nas junções (*Angrist, 1991*).

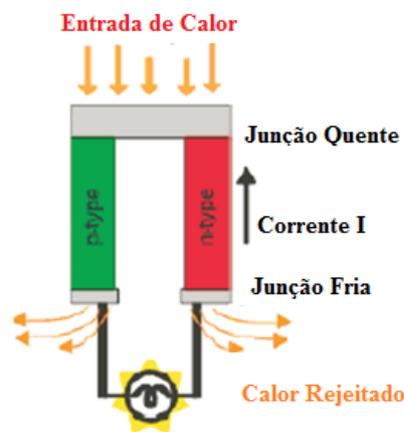


Figura 2.13 Gerador termoeléctrico

Alguns produtos comercializados utilizam este método de recolha de energia, como os relógios de pulso que funcionam devido à diferença de temperaturas entre o meio ambiente e o corpo humano. O primeiro relógio a funcionar completamente com este tipo de energia, foi produzido em 1998 sendo designado por “*The Seiko Thermic Watch*”. A parte traseira do relógio absorve o calor corporal proveniente do pulso, com um pequeno gerador termoeléctrico. Este gerador conseguia produzir potências superiores a $1.5\mu\text{W}$, devido a diferenças de temperatura de 1 a 3°C .

4 <http://www.thermoelectrics.com/introduction.htm>

5 O efeito Seebeck deve-se à produção de uma diferença de potencial (tensão eléctrica) entre duas junções de condutores (ou semicondutores) de materiais diferentes quando elas estão a diferentes temperaturas.

2.1.4. Resumo de Energia recolhida do Meio Ambiente

A Tabela 2.4 adaptada da tese (Shen, 2009) resume de modo geral os valores de densidade de energia espectáveis de serem recolhidos por cada uma das fontes de energia indicadas nas secções anteriores:

Tabela 2.4 Comparação entre densidades de potência eléctrica provenientes do ambiente

Fonte de Energia	Densidade de Energia ($\mu\text{W}/\text{cm}^3$ ou cm^2)
Solar	Exterior: 15000 Interior: 10
Movimento	Electrostaticas: 50 ~100 Electromagnéticas: 119 Piezoelectricas: 250
Térmica	60 (a 5°C gradiente)

Pela tabela verifica-se que a energia solar num espaço externo apresenta densidades de energia muito mais elevadas em relação às restantes fontes, porém nos espaços internos essa densidade revela valores muito baixos. Não se prevê que estes valores melhorem visto que as células solares já se apresentam como uma tecnologia madura. Geradores orientados a movimento apresentam valores de densidade de potência relativamente altos, embora estes valores tendem a ser melhorados com a evolução das tecnologias de recolha. A energia térmica revela-se como a fonte de energia que apresenta menores valores. Geradores baseados nesta fonte de energia apresentam baixos valores de eficiência.

2.2. Possibilidade de recolha de Energia do Corpo Humano

O corpo humano também pode ser considerado como um armazém de energia, pois todos os movimentos produzidos pelo corpo dissipam energia activamente ou passivamente. O utilizador torna-se assim uma fonte de energia viável e inesgotável. Além de dissipar energia, está normalmente próximo ou em contacto com o dispositivo electrónico que necessita de fornecimento de energia, sendo esta uma das mais-valias da recolha de energia através do corpo humano. A energia mecânica produzida pelos movimentos do corpo pode ser recolhida e armazenada em forma de energia eléctrica para posterior consumo, porém esta não é a única forma do corpo humano fornecer energia. As

diferenças térmicas entre o corpo humano e o ambiente que o rodeia podem ser convertidas em energia, com o auxílio de geradores térmicos.

O corpo humano pode dissipar energia de forma passiva ou activa. Caso uma pessoa esteja a realizar uma normal actividade diária, dissipa energia activa. No caso em que a dissipação de energia é realizada de modo inconsciente ou involuntária, a dissipação de energia é gerada passivamente. A Tabela 2.5 adaptada de (*Starnner and Paradiso, 2004*) apresenta alguns valores de energia activa (em forma de calor) e passiva dissipadas durante a realização de várias actividades diárias. Para a obtenção destes resultados, recorreu-se a geradores termoeléctricos:

Tabela 2.5 Actividades realizadas vs. Energia dissipada

	Actividade	Kilocal/hr	Watts
Energia Activa	Dormir	70	81
	Deitado em repouso	80	93
	Sentado	100	116
	Em conversação	110	128
	Comer uma refeição	110	128
	Passear	140	163
	Conduzir um carro	140	163
	Limpar casa	150	175
	Nadar	500	582
	Trepar montanha	600	698
	Corrida de longa distância	900	1048
	Correr rápido	1400	1630
	Energia Passiva	Exalação	-
Inspiração		-	0.42
Movimento dos dedos		-	0.0021
Pressão sanguínea		-	0.37
Movimento dos membros		-	0.33
Passos		-	8.3

2.2.1. Energia do Calor Dissipado do Humano

A energia calorífica dissipada no corpo humano pode ser uma das energias recolhidas e armazenadas, para posterior consumo de dispositivos electrónicos. Estima-se que 14% de calor é perdido através do sistema respiratório por aquecimento e humidificação do ar exalado, sendo a maior parte de calor perdido através da pele (Moll and Rubio, 2000). O suor é outra fonte de dissipação de calor, estimando-se em 7% das percas. A Figura 2.14 representa as percentagens de calor dissipado pelo corpo humano, por sistema:

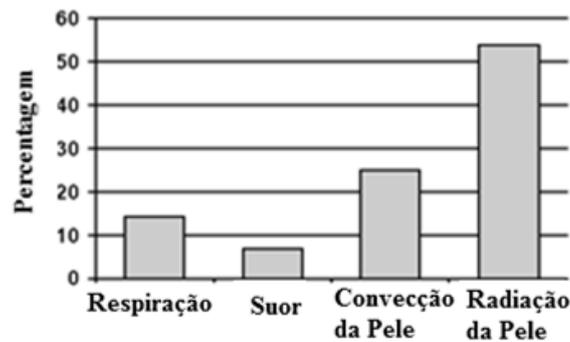


Figura 2.14 Percentagem de calor dissipado no corpo humano

A eficiência de *Carnot* limita a recolha desta energia. Assumindo que a temperatura do corpo humano esteja normal (310K, 37°C), e uma temperatura ambiente de 20°C, a eficiência de *Carnot* é dada pela equação 1.12:

$$\frac{T_{\text{body}} - T_{\text{ambient}}}{T_{\text{body}}} = \frac{(310\text{K} - 293\text{K})}{310\text{K}} = 5.5\% \quad (1.12)$$

O valor desta eficiência diminui, sempre que a temperatura ambiente aumente. Ao considerar a tarefa dormir da Tabela 2.5, uma potência de 81W é dissipada, pelo que usando o valor calculado pela eficiência de Carnot leva a um valor de potência recuperável de 4.5W a 20°C de temperatura ambiente.

2.2.2. Energia de Actividades Passivas do Humano

As actividades passivas produzidas inconscientemente pelo humano também se apresentam como fontes de energia. Na respiração, o movimento mecânico do peito produzido pela exalação pode ser aproveitado na geração de energia eléctrica. O próprio ar expelido na exalação pode produzir energia eléctrica, com o auxílio de uma máscara e uma turbina. A Tabela 2.6 mostra alguns dados referentes à energia mecânica produzida por diversas actividades, bem como a energia eléctrica possível de ser gerada (Starnier, 1996). Note-se que no processo de conversão, perdas de energia nos componentes

mecânicos e eléctricos existem, de modo a não ser possível converter energia mecânica em eléctrica com 100% de eficiência, daí os valores da potência eléctrica recuperáveis serem menores que os da potência mecânica produzida.

Tabela 2.6 Potência Mecânica vs. Potência Eléctrica em diversas actividades

Actividade	Potência Mecânica Gerada	Potência Eléctrica Disponível
Pressão Sanguínea	0.93W	0.47 [←] W
Exalação	1.00W	0.40 [→] W
Respiração	0.83W	0.091 [↑] – 0.42 [→] W
Membros Superiores	3.00W	0.33 [↑] – 1.5 [←] W
Movimento Dedos	6.9 – 19.00mW	0.76 [↑] – 2.1 [↑] mW
Caminhar	67.00W	5 [↑] – 8.4 [↓] W

Legenda: ← gerador mecânico 50% eficiência; → turbina + gerador 40% eficiência ; ↑ gerador piezoeléctrico 11% eficiência; ↓ gerador mecânico 12.5% eficiência

No artigo (*Starnier, 1996*), o autor estima que 10 respirações por minuto consigam gerar uma potência mecânica de 0.83W, no entanto, não são especificados os tipos de material piezoeléctrico utilizados na geração dessa potência.

No capítulo 4, experiências foram realizadas de modo a calcular a potência eléctrica possível de recolher no acto da respiração. Um gerador de energia eléctrica foi implementado, consistindo numa fita aplicada ao peito. Nessa fita, um transdutor piezoeléctrico foi colado de modo a converter a energia mecânica produzida pelo peito em energia eléctrica durante a expansão torácica. Os valores experimentais mostraram-se inferiores aos apresentados na Tabela 2.6, apresentando valores próximos de 1mW de potência eléctrica.

Experiências para avaliar a energia possível de ser gerada através de saltos efectuados pelo humano também foram efectuadas. Os transdutores de energia usados são do mesmo tipo daquele aplicado na fita de peito, e mostraram valores de potência eléctrica gerada próxima de 7mW.

A recolha de energia através do corpo humano apresenta geralmente menores valores do que os recolhidos pelo meio ambiente, no entanto esses baixos valores podem ser suficientes para sustentar um qualquer dispositivo electrónico (ou parte dele), de modo a este apresentar um correcto funcionamento.

Capítulo 3

Implementação do Sensor de Velocidade de Onda de Pulso

3.1. VOP – Sensor de Velocidade de Onda de Pulso

A monitorização contínua de sinais vitais apresenta-se como uma actividade de grande importância na vigilância clínica dos pacientes. Dispositivos electrónicos como alguns sensores biomédicos incluem-se na classe de dispositivos de baixo consumo energético, capazes de realizar várias tarefas de monitorização clínica. Os sensores *VOP* baseiam-se na velocidade de onda de pulso, em que a velocidade de deslocamento de uma onda de pressão através de um segmento arterial apresenta-se como um meio complementar de diagnóstico, sendo considerado um marcador precoce de risco cardiovascular, pertencendo-lhe um importante papel na prevenção primária da patologia arterial (Fernandes et al., 2011). Quanto maior a *VOP*, maior será a rigidez arterial, pelo que o risco cardiovascular subjacente aumenta. Os sensores *VOP* apresentam um funcionamento baseado no princípio da pletismografia.

A fotopletismografia apresenta-se como uma técnica de medição óptica não-invasiva, que pode ser utilizada para a detecção de variação do volume de sangue nos tecidos humanos (*Vassilenko et al., 2008*). A fotopletismografia tem sido aplicada em diferentes contextos clínicos, incluindo monitorização física tais como a saturação de oxigénio do sangue, frequência cardíaca, pressão sanguínea e respiração. A avaliação vascular como doenças arteriais, complacência arterial e envelhecimento apresenta-se com uma das grandes potencialidades da fotopletismografia. Os sensores baseados neste tipo de técnicas incluem-se na classe de sensores activos, que ao contrário dos passivos necessitam de energia para recolha de informação.

3.1.1. Princípio de funcionamento de Sensores Fotopletismográficos

O princípio de funcionamento de sensores fotopletismográficos baseia-se na medição da componente variável da perfusão sanguínea por meio dos feixes de luz emitidos por um emissor óptico através da pele e dos vasos sanguíneos, dado que a quantidade de luz reflectida é detectada pelo fotodetector, sendo proporcional ao volume de sangue (Vale et al., 2008). A emissão de luz deve ser realizada em certos comprimentos de onda, de modo a obter uma melhor qualidade de sinal

fotopleletismográfico. Outros factores como a potência e intensidade do emissor, distância entre o emissor e fotodetector e a geometria da superfície de contacto também devem ser tidos em conta. A emissão de luz pode ser efectuada por meio de um *LED*, podendo a recepção ser realizada por um fotodíodo. A Figura 3.1 (Vale et al., 2008) apresenta a localização de um sensor fotopleletismográfico numa determinada área do corpo humano, emitindo e recebendo sinais de luz pelo método de reflexão. Neste método, o emissor e receptor encontram-se lado a lado. Este método de transmissão de luz foi o escolhido na realização deste trabalho, no entanto outro método poderia ser considerado, onde o emissor e receptor estão localizados em lados opostos da zona de contacto.

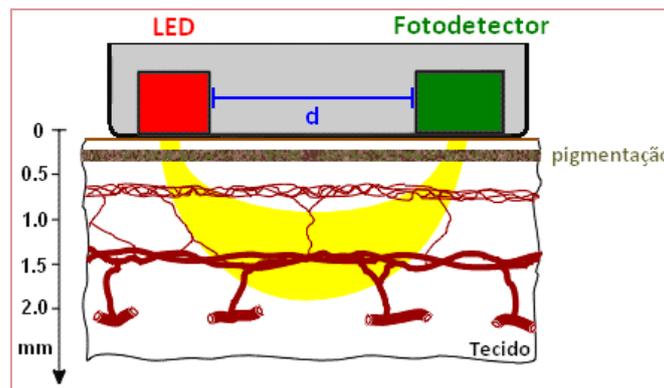


Figura 3.1 Emissão e recepção de sinais ópticos pelo método da reflexão

A medição da componente variável da perfusão sanguínea por meio dos feixes de luz deve-se às propriedades ópticas apresentadas pela hemoglobina, Figura 3.2⁶. A hemoglobina é uma proteína localizada nos glóbulos vermelhos que tem como função o transporte de oxigénio e dióxido de carbono através da corrente sanguínea. A oxihemoglobina (HbO_2) e a desoxihemoglobina (Hb) são dois estados que compõem a hemoglobina, diferindo entre si devido à tonalidade mais clara apresentada pela hemoglobina oxigenada.

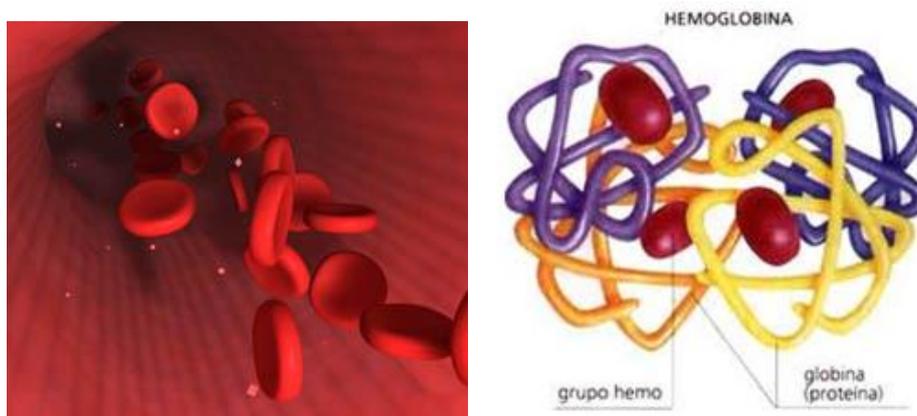


Figura 3.2 Glóbulos vermelhos e hemoglobina

⁶ <http://sistemacardiorespiratorio.webnode.pt/news/os-globulos-vermelhos/>

A Figura 3.3⁷ representa o espectro de absorção de luz da *oxihemoglobina* e da *desoxihemoglobina* em comprimentos de onda onde a hemoglobina é essencialmente a proteína responsável pela absorção de luz. Normalmente, comprimentos de onda entre os 600nm e 1000nm são escolhidos para transmissão de luz, pois nestes intervalos a absorção dos dois estados da hemoglobina difere, devido à diferente coloração de ambas. Os conhecidos oxímetros de pulso baseiam-se na obtenção de dois sinais pleto-mográficos nos comprimentos de onda vermelhos (620–750nm) e infravermelhos (850–1000nm), onde a absorção se deve maioritariamente devido à *desoxihemoglobina* e à *oxihemoglobina* respectivamente. Para a determinação da velocidade de onda de pulso, apenas é necessário a obtenção de sinais num só espectro de comprimentos de onda. Para o trabalho em questão, comprimentos de onda no espectro infravermelho foram escolhidos.

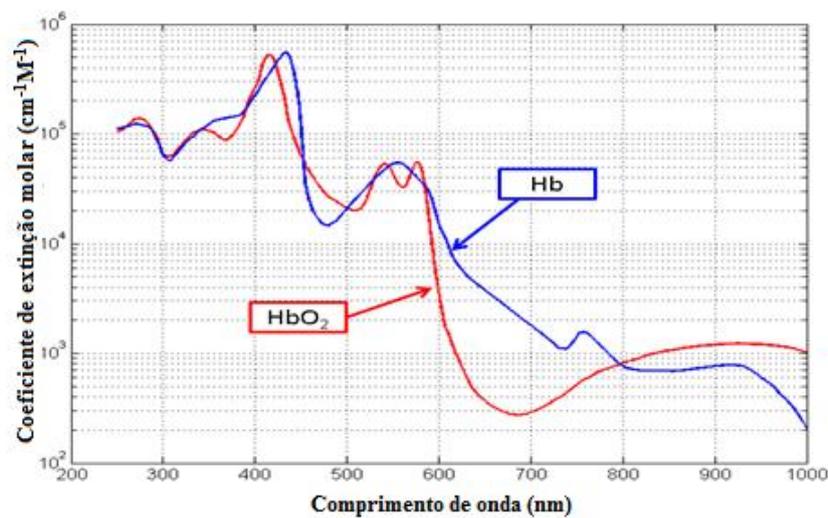


Figura 3.3 Coeficiente de absorção para os dois estados da hemoglobina

3.1.2. Aquisição de Sinais pelo Sensor VOP

A Figura 3.4 apresenta o típico sinal obtido por um sensor de velocidade de onda de pulso. Este sinal denomina-se por “*curva pleto-mográfica*”, sendo obtido devido à absorção de luz através do sangue e tecidos durante ciclos cardíacos. Os sinais pleto-mográficos são compostos por uma componente *DC* (contínua) e uma componente *AC* (alternada). A absorção contínua de luz deve-se à presença dos ossos, tecidos e pele, bem como a presença do sangue venoso e do sangue arterial. A componente pulsante do sinal deve-se à variação do caminho óptico devido às alterações do fluxo sanguíneo, bem como a orientação espacial dos glóbulos vermelhos durante os ciclos cardíacos (Graeme, 1996).

⁷ http://en.wikipedia.org/wiki/Near-infrared_window_in_biological_tissue

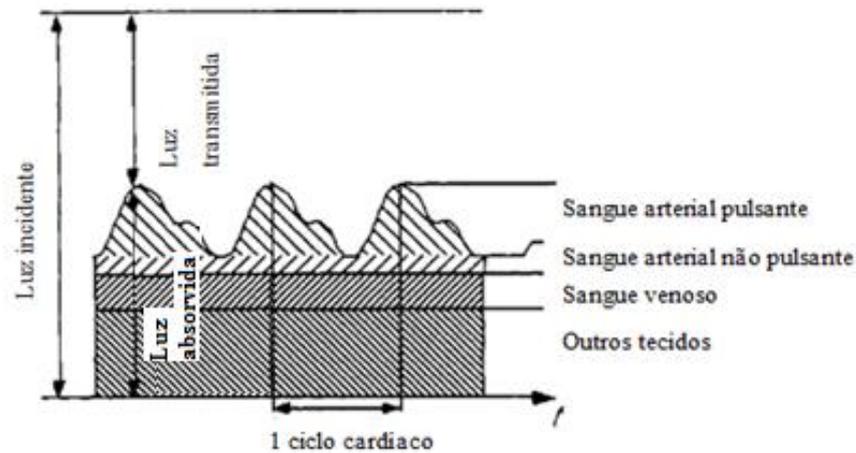


Figura 3.4 Sinal Pletismográfico completo

A Figura 3.5 mostra em detalhe a componente pulsante do sinal pletoisomográfico. Esta componente representa normalmente uma pequena percentagem do sinal completo, no entanto é aí que reside toda a informação necessária para os cálculos de velocidade de onda de pulso. A frequência cardíaca do paciente pode ser obtida através da curva, pelo tempo representado por t_1 . A amplitude da onda de pulso é representada por $P1$, que aumenta ou diminui conforme o fluxo sanguíneo.

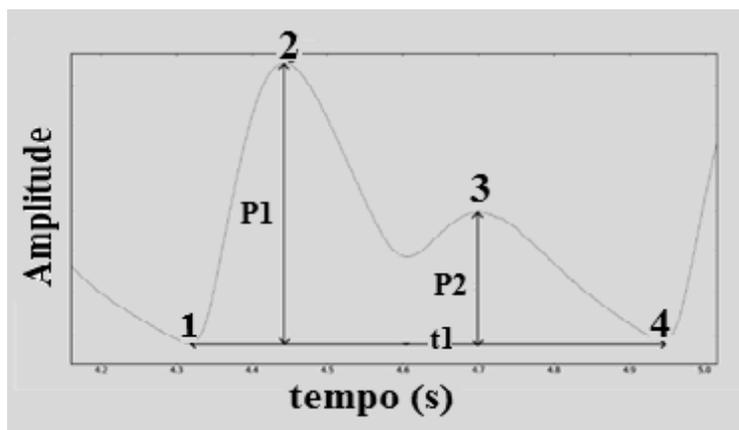


Figura 3.5 Curva pletoisomográfica

Os pontos assinalados na Figura 3.5 podem não ser identificados em todas as curvas pletoisomográficas, pois a forma dessa curva varia com factores tais como o volume dos vasos sanguíneos, pressão sanguínea, frequência cardíaca, idade do paciente, género do paciente, entre outros. Uma onda de pulso pode encontrar resistências arteriais ao atravessar os vasos sanguíneos, pelo que uma onda de reflexão é criada com uma determinada amplitude $P2$. Essa onda reflectida atravessa os vasos em sentido contrário interagindo com a onda de pulso inicial. O valor da amplitude $P2$ depende da elasticidade das paredes vasculares arteriais, apresentando maiores valores em sujeitos que contenham paredes vasculares mais rígidas. Normalmente, pessoas com mais idade apresentam maior rigidez nas paredes arteriais, pelo que a onda de pulso reflectida viajará mais rápido, interagindo com mais intensidade com a onda de pulso inicial.

3.1.3. Medição da Velocidade de Onda de Pulso

A elasticidade e geometria das paredes arteriais estão directamente relacionadas com a velocidade de propagação das ondas de pulso, daí o interesse neste tipo de técnicas não invasivas ao corpo humano. Como anteriormente referido, a velocidade de onda de pulso (*VOP*) é a velocidade de deslocamento de uma onda de pressão através de um segmento arterial. Essa onda de pressão é gerada pela ejeção ventricular de um volume de sangue que se propaga em toda a árvore arterial. Como o fluido está contido num sistema de paredes elásticas, a propagação de energia ocorre predominantemente ao longo da parede arterial e não através de sangue (Fernandes et al., 2011). A *VOP* pode ser aproximada pela equação 3.1:

$$PWV = \sqrt{\frac{Eh}{D\rho}} \quad (m/s) \quad (3.1)$$

Nesta equação, *E*, *h* e *D* representam respectivamente a elasticidade, rigidez e diâmetro das paredes arteriais e ρ a densidade do fluido. Pela equação, verifica-se que quanto maior a elasticidade das paredes *E*, maior será a propagação da onda, considerando em primeira aproximação que o rácio entre a espessura das paredes arteriais e o seu diâmetro se mantêm praticamente constante ao longo do percurso da artéria. A Figura 3.6 mostra um estudo efectuado a dezenas de candidatos de várias faixas etárias (Fernandes et al., 2011), demonstrando que sujeitos com idades mais elevadas apresentam maiores valores de velocidade de onda de pulso. Como esperado, o estudo demonstrou que jovens apresentam artérias com maior elasticidade em relação à população mais idosa.

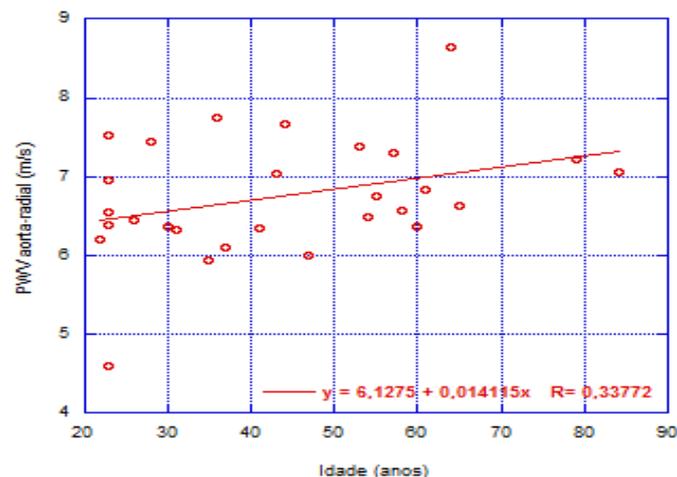


Figura 3.6 Velocidade de onda de pulso em função da idade

Experimentalmente, a *VOP* pode ser calculada através da medição do tempo de trânsito de pulso *PTT* (*Pulse Transit Time*) através da distância *D* percorrida entre dois locais previamente escolhidos:

$$VOP = \frac{D}{PTT} \quad (3.2)$$

O *PTT* é dado pela diferença entre o tempo de chegada da onda de pulso à extremidade da artéria mais longe do coração PAT_d , e o tempo de chegada da onda de pulso à extremidade da artéria mais perto do coração PAT_p .

$$PTT = PAT_d - PAT_p \quad (3.3)$$

A Figura 3.7 (J. Solà et al., 2010) representa a leitura de duas curvas pletismográficas em dois pontos distintos da artéria aorta. Através destes dois sinais, é possível calcular o *PTT* e posteriormente a *VOP*.

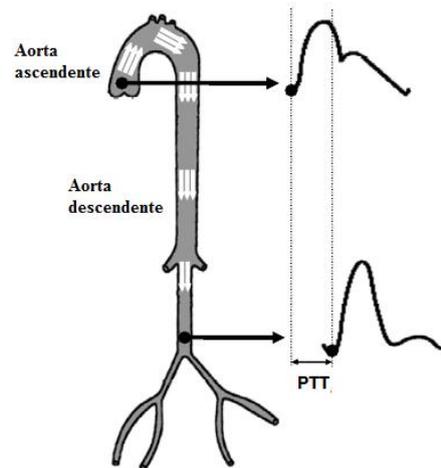


Figura 3.7 Representação gráfica do PTT

A Figura 3.8 (Fernandes et al., 2011) apresenta um outro método de determinação do PTT através do registo electrocardiográfico, utilizado como referência de tempo.

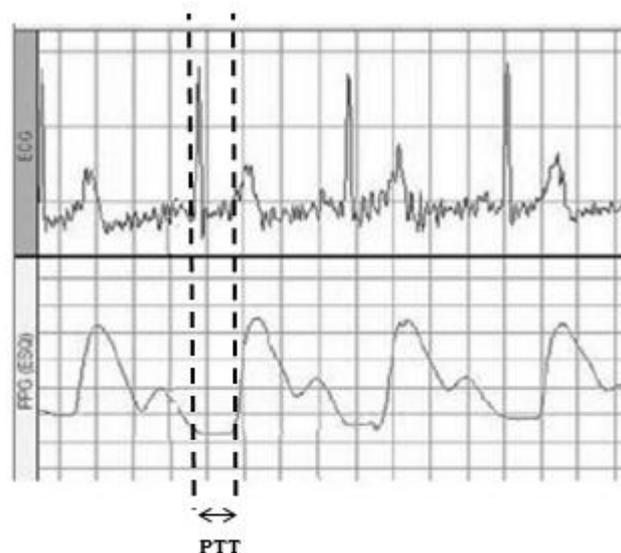


Figura 3.8 Determinação do PTT através de registo electrocardiográfico

3.2. Optimização da Alimentação do Sensor VOP

Um protótipo de um sensor de velocidade de onda de pulso foi implementado, de modo a otimizar os seus consumos energéticos, sem perder a qualidade do sinal pletismográfico adquirido. O protótipo é dividido em vários módulos, cada qual com o objectivo final da capta o e transmissão de sinais que mostrem em tempo real a curva pletismográfica adquirida através de um voluntário. Quatro módulos compõem o protótipo, cada um implementado com componentes integrados previamente seleccionados de modo a obter um consumo energético geral mais baixo possível. Os módulos caracterizam-se por:

- *Módulo Gestor de Energia*, composto pelo microcontrolador *PIC16F684*. O microcontrolador apresenta-se como o “cérebro” do sistema pois   responsável pela sincroniza o de todo o sistema permitindo uma optimiza o da gestão do consumo de energia. Este módulo interage com os restantes, sendo responsável pelo tratamento dos sinais adquiridos. A conversão analógica-digital do sinal   da responsabilidade do microcontrolador, bem como o envio de dados para o exterior, quer por cabo ou por transmissão sem fios (*wireless*);
- *Módulo Responsável pela Aquisi o de Sinais Pletismogr ficos*. Este módulo é composto pelo *LED* emissor e pelo fotodíodo receptor de luz que actuam nos comprimentos de onda infravermelhos. O *LED* e o fotodíodo estão dotados de auxílio de amplificadores, tanto para a conversão de sinal corrente-tensão, e imunidade a ruído por parte do fotodíodo, bem como para uma correcta regula o da intensidade de luz do *LED* emissor. Um conversor *DC-DC* também faz parte deste módulo, permitindo uma correcta alimenta o a ambos os amplificadores;
- *Módulo Responsável pelo Condicionamento dos Sinais Recebidos*. Este condicionamento de sinais é realizado através da aplica o de um filtro capaz de rejeitar frequências mais elevadas que compõem o sinal adquirido, e que não sejam relevantes. Estas frequências mais elevadas apenas introduzem ruído ao sinal, pelo que a sua remo o irá tornar o sinal mais perceptível. Este módulo também   responsável pela remo o da componente contínua do sinal pletismográfico, e posterior amplifica o da componente alternada. Para a realiza o dessa tarefa, o módulo interage com o microcontrolador de forma bidireccional, enviando e recebendo informa o de modo a obter o melhor sinal possível. Os conversores analógico-digital (*ADC*) e digital-analógico (*DAC*) apresentam-se como intermediários nessa troca de informa o;

3.3.1. Módulo de Gestão do Sistema

Como já referido, o módulo de gestão do sistema é apenas composto pelo microcontrolador. O *PIC16F684*, produto da *Microchip*, apresenta-se como o microcontrolador escolhido para realizar as tarefas de sincronização do sistema, e comunicação entre os vários módulos. As características por ele apresentadas possibilitam a realização de todas as tarefas propostas, permitindo ainda realizar uma gestão de gastos energéticos importante para a avaliação global do consumo efectuado pelo protótipo implementado.

3.3.1.1. Características do Microcontrolador

O microcontrolador escolhido tem a particularidade de abranger uma grande quantidade de aplicações, apresentando um custo relativamente baixo e uma fácil integração com outros componentes. O microcontrolador apresentado na Figura 3.10 (a) apresenta entre outras, as seguintes características:

- Oscilador interno com possibilidade de escolha de frequências entre 32kHz até 8MHz, e possibilidade de aumento até 20MHz recorrendo a um oscilador externo;
- Detecção de falha do cristal para aplicações críticas;
- Capacidade de interrupção na mudança de sinal nas portas;
- Possibilidade de mudar a frequência do relógio interno durante as operações para redução de consumo;
- Modo de *Sleep* para redução de consumo;
- Retenção de dados na *EEPROM*;
- 12 portas I/O;
- Dois comparadores analógicos;
- Tensão de referência programável;
- Conversão analógica-digital com 8 ou 10 bits de resolução;
- Dois *timers*, com 8 e 16 bits de contador;
- *PWM* de 10 bits com 1, 2 ou 4 canais de saída;

O comportamento do microcontrolador é programado através do Software *MPLAB IDE v8.63*, recorrendo à linguagem de programação *C*, e compilado através do compilador *HI-TECH C®*. Após a programação estar efectuada, esta deve ser passada para o microcontrolador através de uma placa de desenvolvimento representada na Figura 3.10 (b). O código é entendido pelo microcontrolador através de linguagem hexadecimal.

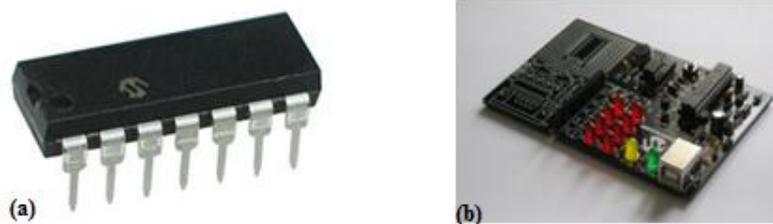


Figura 3.10 Microcontrolador (a) e placa de desenvolvimento (b)

3.3.1.2. Portas Input/Output

Uma das mais importantes características de um microcontrolador é o número de portas I/O que este contém, para ligação com periféricos externos. O microcontrolador contém um total de 12 portas, número suficiente para realizar todas as operações exigidas no trabalho em questão. Cada uma destas portas pode ter mais do que funções de entrada e saída, como por exemplo comparação entre duas entradas, conversão analógica-digital do valor de tensão lido pela porta, detecção de interrupções (*High-to-Low* ou *Low-to-High*), entre outras. A Figura 3.11⁹ demonstra algumas possibilidades de integração de periféricos com o microcontrolador, tais como *LEDS*, botões de interrupção, leitura de sensores, ligação de circuitos, etc.

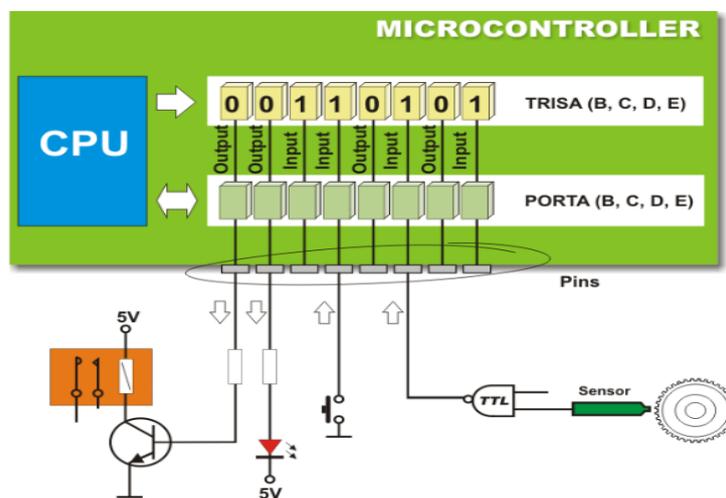


Figura 3.11 Possibilidades de integração do microcontrolador com periféricos

Cada porta apresenta um registo *TRIS* associado, (*TRISA*, *TRISB*, etc) o qual determina a função que a porta vai realizar, *Input* ou *Output*. Programando um determinado *bit* desse registo *TRIS* como *LOW* (bit=0), a porta correspondente fica configurada como saída. Do mesmo modo, programando um bit desse registo como *HIGH* (bit=1), a porta correspondente fica configurada como entrada. Cada registo *TRIS* contém 8 bits, em que 6 deles controlam 6 portas do microcontrolador. Como o

⁹ <http://www.mikroe.com/eng/chapters/view/4/chapter-3-i-o-ports/>

PIC16F684 tem 12 portas de entrada/saída, existem dois registos *TRIS* a controlar, o *TRISA* e o *TRISC*. Os registos *TRIS* apenas configuram as portas como entrada e saída, no entanto para activar essas entradas e saídas recorre-se ao registo *PORTA* e *PORTC*.

3.3.1.3. Conversor Analógico-Digital

O microcontrolador está dotado de 8 entradas analógicas, que permitem ao microcontrolador medir com precisão o valor de tensão a que essa entrada se encontra, convertendo esse valor numérico para um valor digital através do módulo conversor analógico-digital (*ADC*). O valor digital é apresentado como resultado binário de 8 ou 10 bits utilizando o método de sucessivas aproximações, sendo esse valor guardado em registos. Para garantir uma correcta precisão de conversão, um determinado tempo entre a selecção da entrada analógica e a medição deve ser respeitado. Este tempo denomina-se como “*tempo de aquisição*”, devendo ser de $7.67\mu\text{s}$ para o microcontrolador em estudo. O tempo de conversão de 1 bit é proporcional à frequência de oscilação, e é definido por T_{AD} . O tempo de conversão de 1 bit deve ser no mínimo $1.6\mu\text{s}$, sendo que uma conversão total de 10 bits necessita de 11 períodos de conversão T_{AD} . A frequência de conversão é definida por software e tem que garantir os tempos mínimos. A Tabela 3.1 apresenta os diferentes tempos de conversão para diversas frequências de operação do microcontrolador. Os valores a sombreado não garantem tempos mínimos de conversão, pelo que não devem ser considerados.

Tabela 3.1 Diferentes tempos de conversão para as várias frequências de oscilação

Tempo de Aquisição (T_{AD})	Frequência de Oscilação (F_{OSC})			
Frequência de Conversão	20MHz	8MHz	4MHz	1MHz
$F_{OSC}/2$	100ns	250ns	500ns	2us
$F_{OSC}/4$	200ns	500ns	1us	4us
$F_{OSC}/8$	400ns	1us	2us	8us
$F_{OSC}/16$	800ns	2us	4us	16us
$F_{OSC}/32$	1.6us	4us	8us	32us
$F_{OSC}/64$	3.2us	8us	16us	64us

A conversão da tensão analógica para digital baseia-se na sucessiva comparação da tensão de entrada com uma tensão interna dividida em escalas, com 1024 intervalos, no caso de 10 bits ($2^{10}=1024$). O intervalo mais baixo representa a tensão de referência negativa VSS , com o intervalo mais elevado a representar a tensão de referência positiva, VDD . A conversão digital é apresentada no caso do microcontrolador em hexadecimal, equivalendo VSS a um código “000” e VDD a “3FF”. Considerando uma tensão de referência de 3V, e uma conversão de 10 bits, cada um dos 1024 intervalos representa 0.0029V ($3V/1024$) sendo esta a máxima precisão do conversor. A Figura 3.12 demonstra como a conversão é realizada.

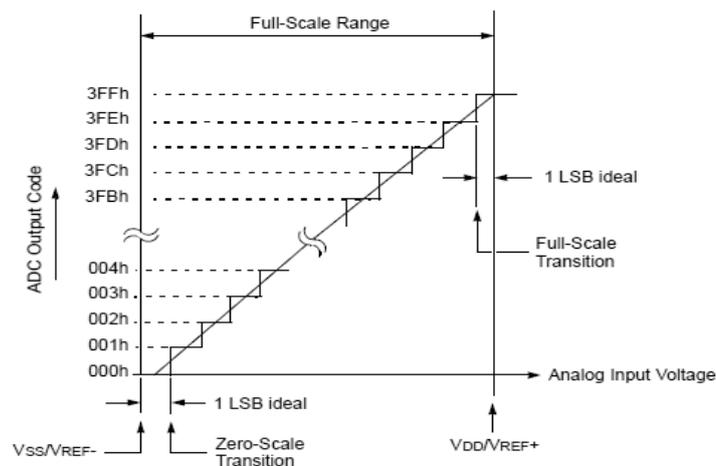


Figura 3.12 Método de conversão Analógica-Digital

3.3.2. Módulo de Aquisição de Sinais

Esta secção visa explicar o completo funcionamento do módulo de aquisição de sinais, composto basicamente por um *LED* emissor, um fotodíodo receptor e os seus amplificadores. A correcta escolha do fotodíodo bem como do *LED* emissor é de vital importância para ilustrar posteriormente uma correcta curva pletismográfica.

Um amplificador é aplicado ao *LED* permitindo a este emitir uma correcta e constante intensidade de luz. Um outro amplificador é aplicado ao fotodíodo, permitindo converter para tensão a corrente por ele gerada. O dimensionamento dos amplificadores deve ser efectuado com o maior cuidado, de modo a recolher toda a informação importante do sinal. O processo de conversão corrente-tensão do amplificador do fotodíodo deve ter em conta compromissos entre ganho do sinal e ruído devido a frequências mais elevadas, que devem ser rejeitadas de modo a obter um sinal mais claro. O funcionamento dos amplificadores aplicados ao *LED* e ao fotodíodo são descritos com mais pormenor nas próximas secções.

3.3.2.1. O Fotodíodo

Os fotodíodos são componentes capazes de gerar uma pequena corrente eléctrica proporcional ao nível de iluminação recebida. No trabalho em questão, essa iluminação provém de um *LED* que emite luz em comprimentos de onda próximos dos comprimentos de onda abrangentes pelo fotodíodo. As junções semicondutoras do fotodíodo convertem a energia dos fotões da luz recebida num sinal eléctrico por aceleração e desaceleração dos condutores de corrente. Este sinal eléctrico pode ser considerado como uma tensão de saída, como exigido para a maioria da instrumentação electrónica, porém este modo de operação produz uma resposta não-linear e uma largura de banda muito restrita. Deste modo, aceitar a saída do fotodíodo como corrente eléctrica e realizando uma conversão corrente-tensão aumentará significativamente a performance do circuito. Para realizar essa conversão, um amplificador externo é necessário. Este amplificador (ou conversor corrente-tensão) apresenta limitações devido aos pequenos sinais de corrente provenientes à saída do fotodíodo, pelo que uma resistência de valor elevado será necessária para elevar a corrente para tensão, caracterizando os tipos de sensor *VOP* com alta impedância de saída. Torna-se assim necessário uma boa projecção do circuito de modo a que o compromisso entre tensão de *offset*, largura de banda, estabilidade, ruído e ganho de sinal apresente no final uma curva pletismográfica (composta por sinais de tensão) o mais perceptível possível.

3.3.2.1.1. A Fotoluminiscência

Ao ser incidido por uma determinada intensidade de luz, o fotodíodo gera proporcionalmente uma corrente eléctrica. As junções *p-n* do fotodíodo consistem numa camada composta por material semiconductor do tipo *p*, e por uma camada composta por material semiconductor do tipo *n*. Durante a absorção dos fotões provenientes da luz incidida, pares *buraco-electrão* são criados. Deste modo, os electrões que se encontrem na camada do tipo *p* movem-se através da camada de depleção até a camada do tipo *n*. Por sua vez, os buracos carregados positivamente movem-se desde a camada do tipo *n* até à camada do tipo *p*, resultando assim a fotoluminiscência, Figura 3.13.

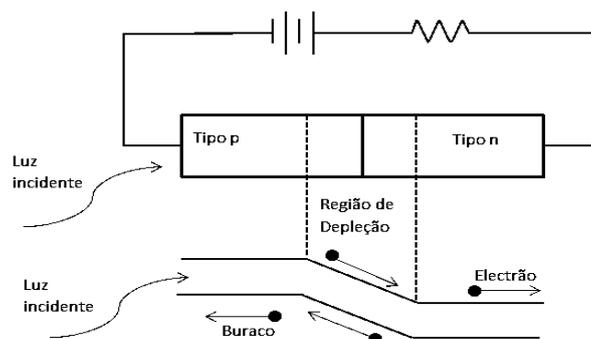


Figura 3.13 Junções *p-n* do fotodíodo

3.3.2.1.2. O Modelo do Fotodíodo

O modelo do fotodíodo pode ser representado por uma fonte de corrente, um díodo ideal, uma capacitância e por uma série de elementos que modelam o seu comportamento parasítico. No entanto, e para simplificação do modelo, os últimos não serão considerados. Na Figura 3.14, o sinal gerado pelo fotodíodo é representado pela fonte de corrente I_P . Por sua vez, o díodo representa a condição para o estado de polarização. Um dos componentes que não pode ser ignorado é a capacitância parasítica C_J levada em conta para efeitos de estabilidade, largura de banda e ruído do fotodíodo. Ela representa o efeito da carga armazenada pelas junções do fotodíodo, sendo o seu valor função da área do fotodíodo e da tensão entre os seus terminais.

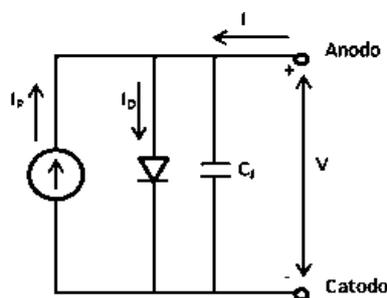


Figura 3.14 Modelo do fotodíodo

Considerando baixas taxas de variação de incidência de luz pelo fotodíodo, pode-se desprezar a presença da capacitância C_J (impedância capacitiva enorme devido a baixas frequências), e aplicando uma tensão V aos seus terminais, a corrente pode ser dada por:

$$I = I_D - I_P \quad (3.4)$$

Na Figura 3.15, curvas características do fotodíodo em função da tensão aplicada aos seus terminais são apresentadas. Para diferentes valores do fluxo de iluminação ϕ_e , a característica corrente-tensão do fotodíodo sofre variações ou *offset*. Para tensões aplicadas em curto-circuito ou negativas $V \leq 0$, o díodo fica inversamente polarizado, e deste modo a sua corrente é nula $I_D = 0$. A corrente aos terminais do fotodíodo é assim dada por $I = -I_P$. Nestas condições e com um fluxo de iluminação nulo, uma corrente de fuga existe, sendo denominada por “*dark current*”. Aumentando o fluxo de iluminação, a curva da Figura 3.15 move-se verticalmente para baixo pois a corrente gerada pelo fotodíodo passa a ter valores mais elevados. Este modo de operação onde $V \leq 0$ é chamado de modo *fotovoltaico*. Caso não seja aplicada uma tensão aos terminais do fotodíodo, a corrente gerada por este é fornecida ao díodo de modo a que $I_P = I_D$, produzindo assim uma tensão em aberto V_{OC} como sinal de saída. Este modo de operação é chamado de modo *fotocondutivo*. Nestas condições e segundo o livro (Graeme, 1996), a tensão em aberto produzida pode ser dada por:

$$V_{OC} = V_T \ln \frac{I_P}{I_D} \quad (3.5)$$

Nesta expressão, a tensão térmica das junções do fotodíodo é dada por $V_T = \frac{KT}{q}$.

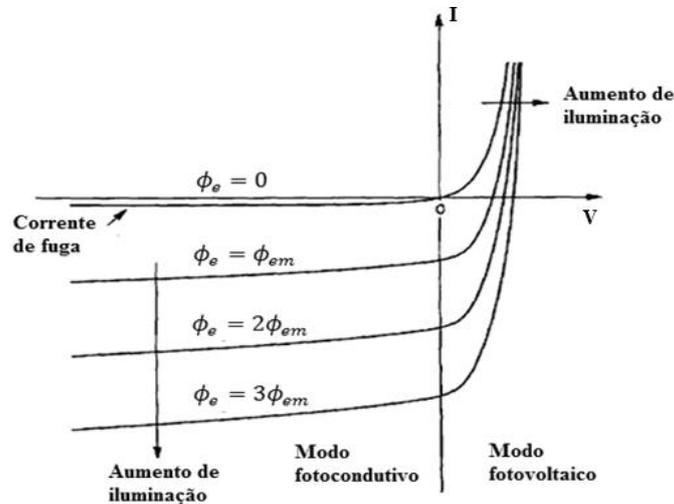


Figura 3.15 Curvas características do fotodíodo

3.3.2.2. Amplificador aplicado ao Fotodíodo

O sinal de saída do fotodíodo pode ser tratado para efeitos electrónicos como uma tensão ou como corrente. No entanto, a maioria da instrumentação electrónica trata sinais de tensão em detrimento de sinais de corrente, pelo que uma conversão corrente-tensão será necessária. Para o efeito, um amplificador de transimpedância (ou conversor corrente-tensão) deverá ser utilizado. Este conversor recebe como entrada um sinal de corrente proveniente do fotodíodo e devolve como saída um sinal de tensão. O método de conversão através do amplificador verifica-se mais benéfico, principalmente na performance da linearidade do sinal e na largura de banda. Nas secções seguintes, o funcionamento de amplificadores tensão-tensão e corrente-tensão será explicado de modo sucinto.

3.3.2.2.1. Amplificador tensão-tensão

Como anteriormente referido, se nenhuma tensão for aplicada aos terminais do fotodíodo, este gera uma tensão em circuito aberto dada pela equação 3.5. Ao colocar o fotodíodo em série com a entrada inversora do amplificador como na Figura 3.16, e aumentando o fluxo de iluminação incidente sobre ele, a tensão gerada V_{OC} aumenta logarithmicamente segundo a corrente gerada pelo fotodíodo (Graeme, 1996). A tensão de saída é neste caso dada por:

$$V_{out} = - \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{OC} \quad (3.6)$$

Alterando o valor das resistências R1 e R2 manipula-se o ganho de tensão à saída do amplificador, no entanto esta amplificação de tensão resulta numa resposta não-linear, principalmente devido à característica logarítmica corrente-tensão das junções do díodo. Deste modo, um amplificador aplicado ao fotodíodo em topologia tensão-tensão não será o mais adequado, devido ao sinal de saída logarítmico, e dificuldade de manipulação do mesmo.

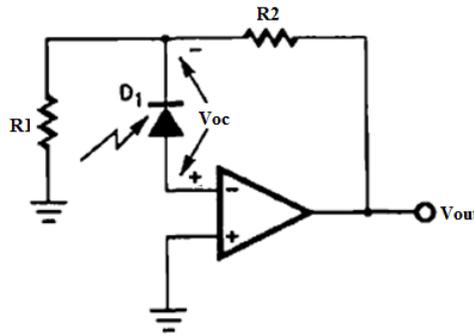


Figura 3.16 Conversor tensão-tensão

3.3.2.2.2. Conversor corrente-tensão

Considerar a saída do fotodíodo em modo de corrente é o método mais comum na produção de sensores biomédicos que recorrem a este tipo de sensores ópticos. Nesta configuração, não se verificará a não-linearidade do sinal de saída do amplificador, devido à resposta logarítmica apresentada na topologia de amplificador tensão-tensão. Verifica-se antes o sinal de saída do amplificador proporcional ao nível de intensidade de luz incidente no fotodíodo. Na Figura 3.17 o amplificador apresenta a sua massa virtual¹⁰ aos terminais do fotodíodo, provocando assim o modo de funcionamento *fotocondutivo*. Neste modo, o díodo presente no modelo da Figura 3.14 está inversamente polarizado, pelo que a corrente que por ele passa é nula. Assim, a corrente de saída do fotodíodo iguala em módulo a corrente produzida pela fonte de corrente do modelo do fotodíodo. A saída do amplificador em tensão é assim dada pela simples multiplicação da resistência de realimentação R_f (feedback resistor) pela corrente produzida pelo fotodíodo, seguindo a *Lei de Ohm*:

$$V_{out} = -I_P R_f \quad (3.7)$$

Como já referido, a corrente gerada pelo fotodíodo I_P é proporcional ao fluxo de luz incidente no fotodíodo, pelo que variações nesse fluxo serão afectadas na saída do amplificador. A saída do amplificador é proporcional ao valor da resistência de realimentação R_f , pelo que altos valores resistivos podem gerar sinais de valor significativo em forma de tensão. Um compromisso entre ganho do sinal e ruído deve ser encontrado de modo a obter um sinal de tensão aceitável à saída do

¹⁰ Denomina-se massa virtual pois considerando que a entrada positiva do amplificador está ligada à massa e que este é ideal, então a entrada negativa do amplificador está virtualmente ligada à massa.

amplificador. O valor da resistência de realimentação deve ser escolhido com cuidado especial, pois esta é a principal fonte de ruído térmico no circuito. O ruído térmico (*Johnson*) aumenta em função da raiz quadrada dessa resistência por:

$$\text{Ruído Térmico} = \sqrt{4kTB R_f} \quad (3.8)$$

Nesta equação, k representa a constante de *Boltzmann*, T a temperatura, B a largura de banda do ruído (Hz) e R_f a resistência de realimentação. Deste modo, e como o sinal de saída aumenta em função de R_f , a relação sinal-ruído é otimizada quanto maior for o valor dessa resistência.

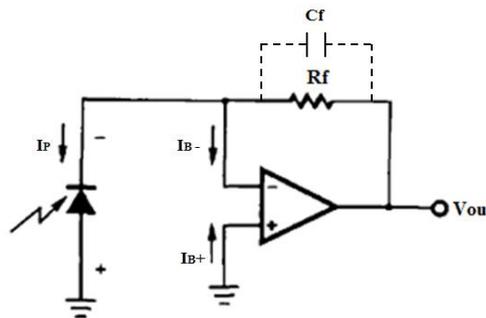


Figura 3.17 Conversor corrente-tensão

3.3.2.2.3. Variação da Tensão de Saída do Amplificador

Em ambas as topologias de amplificador, variações na tensão de saída estão presentes por factores que podem ser contornados. Um desses factores advém da corrente de polarização do amplificador (I_{B+} e I_{B-}) não ser nula, e outro factor advém da corrente de fuga que o fotodíodo apresenta. No caso do amplificador corrente-tensão, ambas estas correntes circulam sobre a resistência de realimentação R_f provocando variações indesejadas no sinal de saída. Várias técnicas de redução de *offset* são apresentadas pelo livro (*Graeme, 1996*), no entanto como nenhuma destas técnicas será aplicada no trabalho em questão, fica apenas a referência para possíveis consultas.

3.3.2.2.4. Largura de Banda do Sinal à Saída do Amplificador

O sinal de saída do amplificador, quer na topologia corrente-tensão ou tensão-tensão, apresenta limitações de largura de banda. Entre factores limitantes encontram-se as capacitâncias parasíticas presentes no fotodíodo e a própria limitação de largura de banda do amplificador. Um valor de capacitância de realimentação C_f presente na Figura 3.17 deve ser considerado para optimização do circuito. Esta capacitância minimiza a largura de banda do sinal, porém, melhora bastante a estabilidade do circuito. No livro (*Graeme, 1996*), várias fórmulas são apresentadas para a determinação de uma correcta capacitância C_f . A fórmula mais geral apresentada é dada por:

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

Nesta equação, f_c representa a frequência de ganho unitário do amplificador, C_i representa a soma das capacitâncias das junções do fotodiodo e as capacitâncias internas do amplificador, e R_f a resistência de realimentação. A largura de banda BW do sinal pode ser descrita por:

$$BW = 1.4f_p \quad (3.10)$$

Nesta expressão, f_p é a frequência a partir do qual o ganho do amplificador cai. Essa frequência pode ser descrita por:

$$f_p = \sqrt{\frac{f_c}{2\pi R_f (C_i + C_f)}} \quad (3.11)$$

Pela equação 3.11 verifica-se que aumentando a capacitância de realimentação C_f , a frequência f_p diminui, e segundo a equação 3.10 a largura de banda diminui também. No entanto, maiores valores dessa capacitância permitem obter melhor estabilização do circuito, bem como imunidade ao ruído, pelo que um compromisso entre ganho do sinal, ruído e largura de banda deve ser estabelecido. A Figura 3.18 (a) representa graficamente as localizações das frequências mencionadas, bem como os ganhos presentes no circuito. Pela figura, verifica-se que à frequência f_p existe um pico de ganho indesejável, tornando o sinal ruidoso devido a essas frequências mais elevadas. Para compensar esta instabilidade, a capacitância C_f deve ser projectada e aplicada ao circuito. A Figura 3.18 (b) foi retirada de uma *datasheet* de um amplificador de transimpedância, e mostra o compromisso entre ganho e largura de banda do sinal, bem como a aplicação da capacitância C_f . Verifica-se que quanto maior o ganho, menor a largura de banda disponível do sinal. Verifica-se também que aplicando a capacitância C_f , o pico de ganho instável é atenuado. Na verdade, a aplicação da capacitância actua como compensação de fase do circuito, e como um filtro passa-baixo.

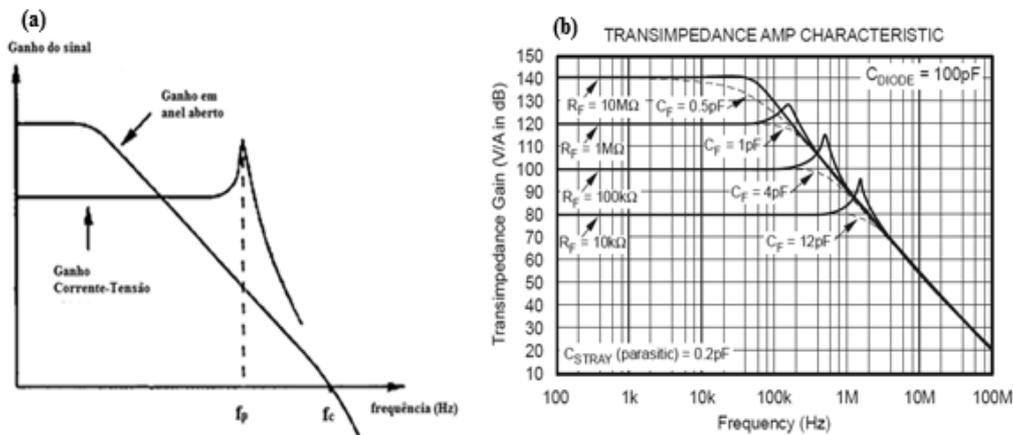


Figura 3.18 Diagramas de ganho do sinal

3.3.2.3. Implementação do Fotodíodo Receptor de Luz

A parte receptora do módulo de aquisição de dados é constituída pelo fotodíodo e o respectivo amplificador usado como topologia corrente-tensão, tal como representado na Figura 3.17. O fotodíodo escolhido apresenta como característica sensibilidades a intensidades de luz com comprimentos de onda entre 750nm e 1150nm (espectro de luz infravermelho). A sensibilidade é máxima para comprimentos de onda próximos dos 900nm, como se verifica na Figura 3.19. A escolha destes comprimentos de onda na recepção de luz devem estar ser o mais próximo possível dos comprimentos de onda em que o *LED* emite luz com mais intensidade.

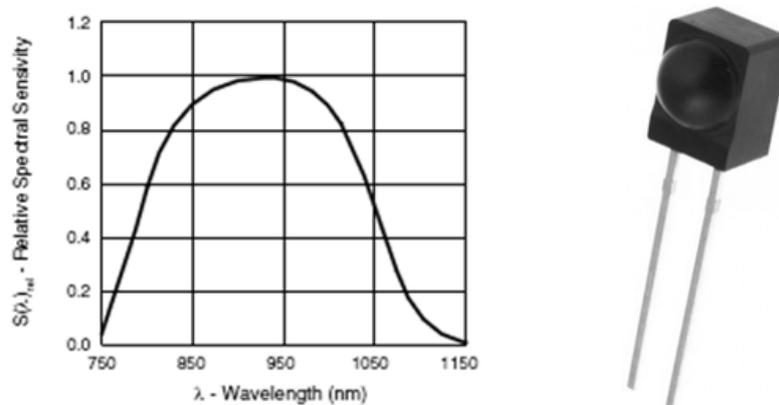


Figura 3.19 Fotodíodo e respectivo espectro de comprimentos de onda

O amplificador de fotodíodo escolhido para realizar a conversão corrente-tensão apresenta entre outras características um baixo consumo, grande imunidade a ruído e uma variação de tensão de saída praticamente nula a variações de temperatura. Com um ganho de 140dB e um produto de largura de banda de 500kHz, este amplificador torna-se uma escolha acertada para amplificar a corrente produzida pelo fotodíodo em tensão.

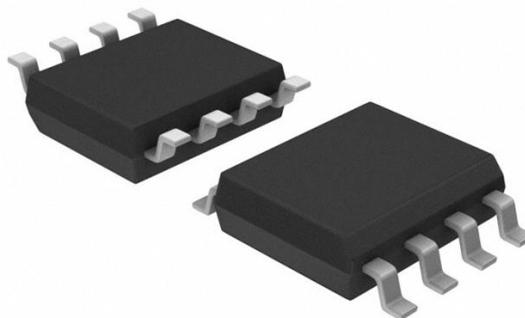


Figura 3.20 Amplificador escolhido para conversão corrente-tensão

3.3.2.4. Implementação do LED Emissor de Luz

A parte emissora do módulo de aquisição de sinais, é constituída por um amplificador e por um *LED* emissor de luz. O *LED* escolhido apresenta emissões de luz nos comprimentos de onda infravermelho, entre os intervalos de 760nm a 1000nm como observado na Figura 3.21. A intensidade de luz emitida é máxima para comprimentos de onda perto dos 880nm, valor esse onde o fotodíodo receptor de luz escolhido apresenta sensibilidade máxima. Note-se que nestes intervalos de comprimento de onda, a *oxihemoglobina* é a principal responsável pela absorção de luz (secção 3.2.3), recaindo assim a escolha para este componente.

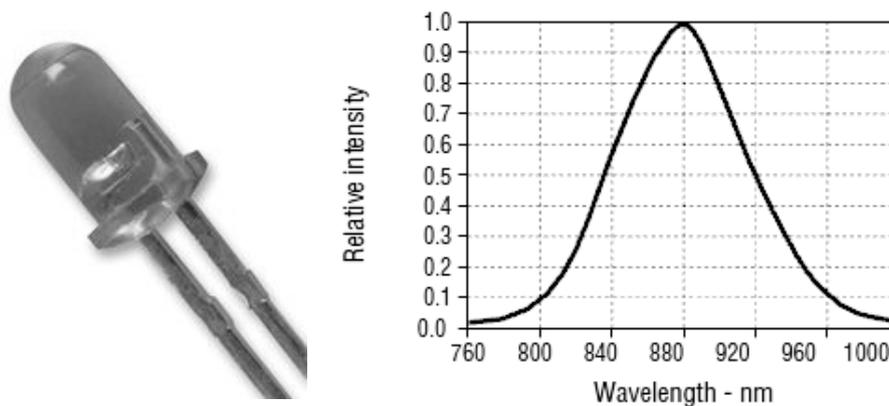


Figura 3.21 LED e respectivo espectro de comprimentos de onda

A escolha para o amplificador aplicado ao *LED* recaiu sobre um amplificador semelhante ao que foi aplicado ao fotodíodo. Por apresentar valores muito baixos de variação de tensão à sua saída ao longo de uma gama variável de temperaturas, este amplificador perfila-se como uma escolha acertada para a regulação de intensidade de luz do *LED* emissor de luz. A Figura 3.22 mostra um possível método de polarização para *LEDs* emissores de luz. Idealmente, os pontos marcados por V_X encontram-se ao mesmo potencial, e deste modo é possível controlar a corrente que passa pelo *LED* através de uma resistência de referência R_{REF} . Ao ser atravessado por uma determinada corrente, o *LED* produz uma tensão aos seus terminais. Se a corrente aumentar, a tensão aos terminais do *LED* aumenta também, porém, de modo não linear. Neste tipo de polarização, é necessário garantir que a corrente que percorre o *LED* não seja demasiado elevada de modo a este não queimar. Para uma correcta polarização, a corrente deve atravessar o *LED* desde o *Anodo* até ao *Catodo*. Normalmente, a queda de tensão aos terminais de um *LED* deste tipo varia entre 1.1V e 1.6V para correntes de polarização entre 1mA a 50mA.

Neste tipo de configuração, é necessário garantir que a soma das quedas de tensão entre os terminais do *LED* e da tensão V_X não ultrapasse a tensão de alimentação do amplificador. Caso tal suceda, o amplificador satura resultando daí uma incorrecta polarização.

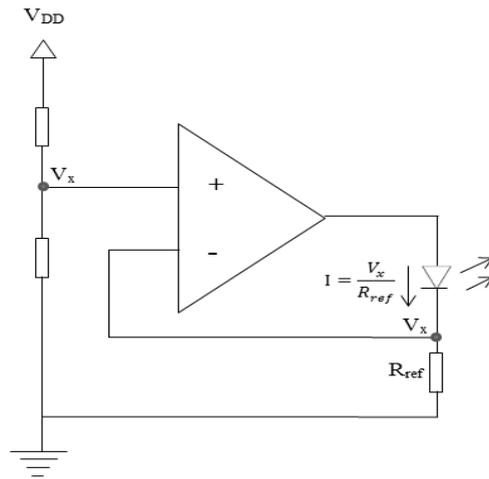


Figura 3.22 Amplificador aplicado ao LED emissor de luz

3.3.3. Módulo de Condicionamento do Sinal

Este módulo é responsável pelo condicionamento do sinal proveniente à saída do amplificador aplicado ao fotodíodo. O sinal de tensão produzido está dotado de ruído e informação indesejável nas frequências mais elevadas, pelo que neste módulo um filtro passa-baixo é considerado. O sinal é filtrado através da aplicação de uma capacitância em paralelo C_f com a resistência de realimentação R_f presente na Figura 3.17, rejeitando deste modo frequências mais elevadas que são irrelevantes para o sinal em questão. Depois de filtrado, o sinal apresenta uma grande componente contínua em comparação com a componente pulsante. Essa componente pulsante é a que interessa obter com maior detalhe, visto ser nela que está a informação importante para a determinação da velocidade de onda de pulso, pelo que é necessário recorrer a métodos de remoção da componente contínua do sinal. Um dos métodos propostos é a utilização de um amplificador diferencial presente na Figura 3.23, em que na entrada não-inversora se encontra o sinal completo (com componente contínua), e na inversora se encontra uma tensão ajustável pelo microcontrolador.

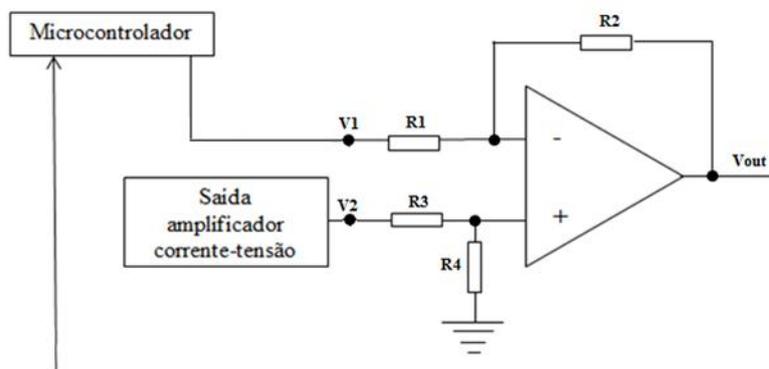


Figura 3.23 Amplificador diferencial proposto

A tensão de saída V_{out} do amplificador apresenta a diferença entre as tensões, amplificada ou não para melhor observação da componente pulsante da curva pletismográfica, sendo descrita por:

$$V_{out} = \frac{R_4}{R_3+R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_2 - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) v_1 \quad (3.12)$$

Considerando as igualdades de resistências $R_2=R_4$ e $R_1=R_3$, chega-se a uma equação do tipo:

$$V_{out} = (v_2 - v_1) \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.13)$$

O rácio entre os valores de resistência R_2 e R_1 apresenta o ganho do amplificador, depois da subtração de ambos os sinais. É com este ganho que a componente pulsante do sinal é amplificada.

3.3.4. Módulo de Transmissão de Dados

O módulo de transmissão de dados é responsável pelo envio dos sinais adquiridos à saída do amplificador diferencial explicado na secção anterior. Os dados são enviados por cabo, via comunicação *RS232* em tempo real, ou seja, cada sinal lido pelo microcontrolador é enviado por cabo até ao *PC*, repetindo o processo até o utilizador o desejar. A recepção e transmissão do sinal efectua-se a uma frequência de aproximadamente 100Hz. A transmissão de dados sem fio (*wireless*) apresenta-se como outra forma de enviar dados para o exterior, no entanto esta não foi implementada (trabalho futuro). Esta secção pretende explicar o protocolo de comunicação *RS232* usado, bem como a constituição do cabo implementado.

3.3.4.1. Protocolo de Comunicação RS232

A comunicação através do protocolo *RS232* foi a escolhida para a transmissão dos sinais digitais provenientes do sensor fotodíodo. Esta transmissão é realizada entre o microcontrolador e o *PC*, sendo a mensagem transmitida sequencialmente, bit por bit. Esta comunicação bit por bit denomina-se por “*comunicação bit-serial*”, ou “*comunicação serial*”, sendo o método mais utilizado quando as taxas de transmissão são relativamente baixas. Para taxas de transferência de dados mais elevadas, a transmissão *byte-serial* é a escolhida pois possibilita a transferência de 8 bits por ciclo. Este tipo de transmissão apresenta-se 8 vezes mais rápido em relação à primeira, tendo também um custo 8 vezes superior, pois são necessários 8 canais de transmissão em paralelo, um por cada bit enviado. O tipo de transmissão *byte-serial* é normalmente utilizada em comunicações entre computadores e periféricos, que necessitem de altas taxas de envio de dados.

3.3.4.2. Taxa de Transferência (Baud Rate)

A taxa de transferência de dados, mais conhecido por *Baud Rate* refere-se à velocidade com que os bits são enviados através de um canal. A velocidade é medida em transições eléctricas por segundo, ocorrendo uma transição por cada bit. Por exemplo, um *Baud Rate* de 4800 representa uma transferência de 4800 bits por segundo, em que cada bit ou transacção eléctrica ocorrerá a cada $208\mu\text{s}$ ($1/4800\text{s}$).

3.3.4.2.1. Transmissão Síncrona e Transmissão Assíncrona

Neste tipo de comunicação série, os dados são enviados segundo sequências de pausas variáveis, até que o conjunto de dados tenha sido totalmente transmitido. Deste modo, o receptor (*PC*) tem que estar sincronizado com o emissor (microcontrolador) por forma a ler correctamente cada *bit*, sabendo quando começa a transmissão e quando termina. O emissor também tem que saber o tempo que decorre entre cada *bit* transmitido, caso contrário sucederá uma perda de dados

Em transmissões síncronas, existe mais do que um canal de transmissão. Um canal de temporização e um canal de dados são necessários para uma correcta transmissão, com o canal de temporização responsável pela transmissão de pulsos de *clock* para o receptor. Neste caso, o transmissor é quem comanda a transmissão de dados, cabendo ao receptor a tarefa de ler o canal sempre que receba um pulso de *clock*, esperando pelo próximo e deste modo garantir a sincronização. O processo de comunicação síncrona é apresentado na Figura 3.24.

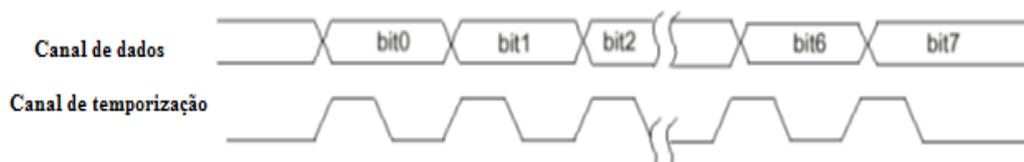


Figura 3.24 Sincronização serial RS232

Nas transmissões assíncronas, não existe um canal de temporização. A informação circula toda no mesmo canal, sendo necessário que o receptor e o transmissor sejam configurados antes da transmissão. Essa configuração é necessária para o receptor ter conhecimento do número de bits que tem que ler, bem como o intervalo de tempo entre cada um. Normalmente, as transmissões assíncronas comportam dados em pacotes de 10 ou 11 *bits*, sendo 8 *bits* de dados, e 2 ou 3 *bits* de sinalização. Os dados não têm obrigatoriamente que ser compreendidos em 8 *bits*, podendo ser em menor número, Figura 3.25.

Em repouso, o nível lógico da linha é sinalizado como *HIGH* (5V), começando a transmissão do pacote de dados pelo nível lógico *LOW* (*Start bit* a 0V). O *Start bit* indica ao receptor que a

transmissão será iniciada, seguindo-se os 8 *bits* de dados à taxa de transmissão previamente definida e conhecida por ambos o transmissor e receptor. Após os bits de dados transmitidos, seguem-se para finalizar a transmissão os bits de *Paridade* e o *Stop bit*. O *Stop bit* finaliza a transmissão com o sinal lógico *HIGH* para a linha, sendo o *bit de Paridade* adicionado no pacote de dados para efeitos de detecção de erro.

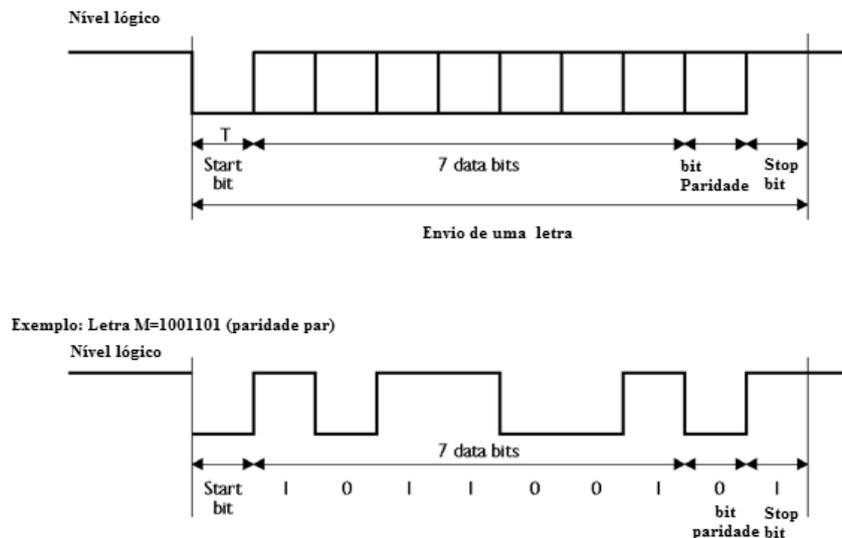


Figura 3.25 Exemplo de protocolo RS232 para letra M

3.3.4.3. Métodos de Detecção de Erros na Transmissão

Neste tipo de transmissões por cabo, os ruídos eléctricos são constantes podendo causar erros na recepção de dados, e consequentemente uma errada mensagem transmitida. Deste modo, os erros devem ser sinalizados e requisitado um novo envio da mensagem. Dois métodos de detecção de erros são normalmente utilizados, o método de detecção por *bit de Paridade* e detecção de erro por *Checksum*.

3.3.4.3.1. Detecção de Erro por Bit de Paridade

No método de detecção de erro por *bit de paridade*, o valor desse *bit* é escolhido de tal forma a que o número total de *bits* a 1 do pacote somados ao *bit* de paridade resulte num número par. Assim, o receptor de dados tem que verificar a paridade do pacote de dados e conferir com o *bit de paridade* se existe erro ou não. Caso exista um *bit* trocado durante a transmissão, a paridade não coincidirá sendo deste modo detectado um erro. No entanto, a alteração de dois *bits* leva à existência de erro e deste modo o receptor é induzido em erro visto que a paridade dos dados se mantém. Na transmissão de dados assíncrona, erros com apenas 1 *bit* trocado são muito mais prováveis que erros superiores a 1

bit, tornando este método confiável. O exemplo a seguir mostra o *bit* de paridade que deveria ser enviado no pacote de dados:

Dados do Pacote	Bit de Paridade
10110010	0
10001010	1

Figura 3.26 Exemplo de bit de paridade

3.3.4.3.2. Detecção de erro por Checksum

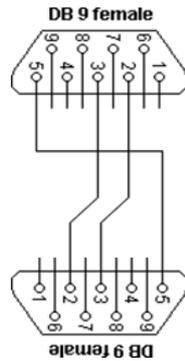
A detecção de erro por *Checksum* é outro método de detecção de erros, porém difere do método de paridade na medida em que este é utilizado quando mensagens de mais de um *byte* (8 bits) são transmitidas pelo canal de transmissão. O método consiste em somar aritmeticamente os dados, sendo acrescentado na sequência do pacote um número de tal forma a que este e a soma dos dados seja zero. Esse número denomina-se por *Checksum*, pelo que deve ser conferido na recepção dos pacotes e somado aos restantes dados. Se a soma aritmética tiver um resultado diferente de zero, então um erro foi detectado, Figura 3.27.

10110010	
10010100	Dados
+ 10111011	
<hr/>	
100000001	Soma aritmética
00000001	Soma truncada para 8 bits
+ 11111111	Checksum
<hr/>	
100000000	Soma aritmética
00000000	Soma truncada

Figura 3.27 Exemplo de erro por checksum

3.3.4.4. Cablagem Utilizada

O computador é normalmente o equipamento que faz o processamento de sinais sendo denominado por *DTE (Data Terminal Equipment)*, possuindo uma entrada *DB9* macho que contém 9 pinos de sinais entrada/saída. O equipamento ao qual o computador faz a ligação denomina-se por *DCE (Data Circuit-terminating Equipment)*, que no trabalho em questão representa o protótipo implementado. Permissões de envio de dados não são realizadas, sendo o protocolo realizado através de apenas 2 pinos, o de transmissão de dados *TX* e sinal de ground *GND*. O pino de recepção de dados *RX* não é utilizado, pois neste trabalho apenas se envia informação para o *PC*, não recebendo nada de volta. Caso os três pinos fossem considerados, a ligação deveria ser efectuada da seguinte forma:



Ficha 1	Ficha 2	Função
2	3	Rx ← Tx
3	2	Tx → Rx
5	5	Sinal Ground (terra)

Figura 3.28 Ligação entre cabos DB9

3.3.4.5. Comunicação entre o Protótipo e o PC pelo Conversor MAX232

Os níveis *TTL* compreendidos entre 0V e 5V são normalmente usados pela maioria dos equipamentos digitais. Deste modo, para existir comunicação entre esses equipamentos e uma interface *RS232* embutida no *PC*, os níveis *TTL* devem ser convertidos em níveis de *RS232* compreendidos entre -12V e +12V. Esta operação de conversão também deve ser realizada no sentido inverso, durante a comunicação *RS232* para níveis *TTL*. Assim, para existir comunicação entre o protótipo implementado e o *PC*, é necessário recorrer ao conhecido componente integrado *MAX232* da *MAXIM*, capaz de gerar tensões de -10V e +10V a partir de tensões de 0V a 5V, com recurso a uma série de condensadores externos. O conversor *MAX232* contém duas linhas de recepção e duas linhas de transmissão, podendo deste modo efectuar duas comunicações em paralelo com o *PC*.

Caso o *PC* não contenha uma porta de comunicação *RS232*, é possível recorrer a um conversor *RS232* para *USB*. Este conversor converte os sinais de -10V a +10V provenientes do *MAX232* para sinais de 0 a 5V lidos pela porta *USB*. Para o trabalho em questão foi necessário recorrer a um desses conversores, visto o *PC* não apresentar nenhuma porta de comunicação série *RS232*. Um cabo comum foi adaptado para a realização deste protocolo, e apresentado na Figura 3.29.



Figura 3.29 Cabo de comunicação adaptado

Capítulo 4

Dados Experimentais

São apresentados nesta secção os dados experimentais referentes ao protótipo de sensor de velocidade de onda de pulso implementado, e apresentado na Figura 4.1. O sensor foi aplicado no dedo de um voluntário de 24 anos, 60kg com base na aquisição de sinais de tensão através do método de reflexão de luz. Para a obtenção da curva pletismográfica, recorreu-se em primeiro lugar a um osciloscópio digital e depois à transmissão de sinais para o *PC*. Um programa em *LabView* foi desenvolvido de modo a apresentar graficamente os dados recebidos pela comunicação *RS232*.

Todos os consumos produzidos pelos diferentes módulos do sistema são apresentados, sendo deste modo possível calcular teoricamente o consumo global que o sensor produz, possibilitando assim o projecto da sua alimentação. Multímetros são usados de modo a comprovar que o consumo teórico e prático apresentam a mesma ordem de grandeza. O projecto de alimentação poderá ser efectuado com recurso a baterias, quer através de pilhas ou supercondensadores.

Experiências sobre os montantes de energia possíveis de serem recolhidos através do corpo humano são apresentadas, de forma a avaliar a possibilidade de alimentar o sensor produzido com a energia recolhida. Para a realização dessas experiências, recorreu-se a geradores de energia eléctrica constituídos por materiais piezoeléctricos e a um rectificador de tensão muito eficiente capaz de fornecer quantidades fixas de tensão à sua saída.

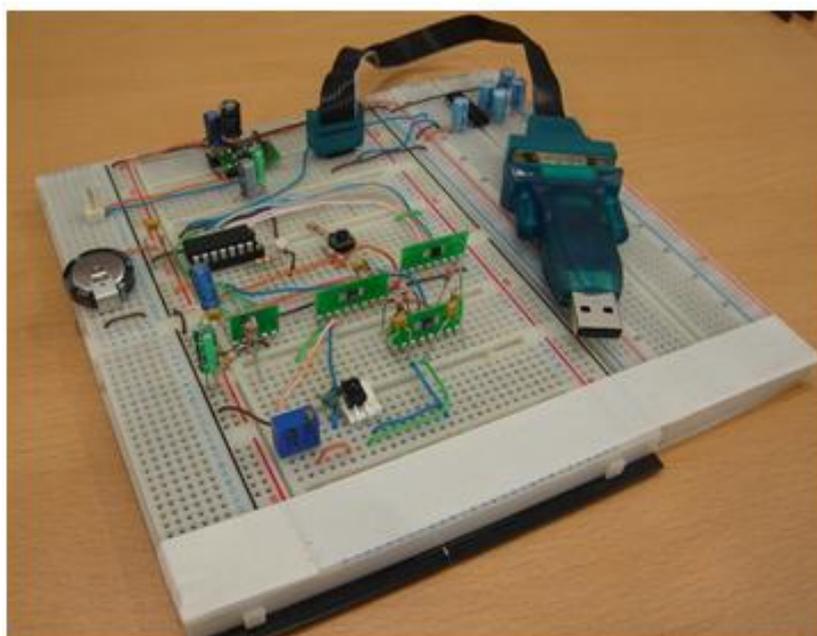


Figura 4.1 Protótipo do sensor de velocidade de onda de pulso produzido

4.1. Aquisição da Curva Pletismográfica pelo Osciloscópio

Com o auxílio de um osciloscópio, foi medido o sinal à saída do amplificador aplicado ao fotodíodo. Relembre-se, este amplificador actua como conversor corrente-tensão, sendo a corrente o sinal gerado pelo fotodíodo e passado à entrada do amplificador, e a tensão o sinal de saída do amplificador. Esse sinal de tensão resulta da corrente gerada, multiplicada pelo valor da resistência de realimentação do amplificador. Tendo como referência o sinal da Figura 3.4, espera-se que o sinal contenha uma grande componente contínua, em comparação com a componente pulsante, ou alterna.

A Figura 4.2 representa o sinal com componente *DC* e *AC*, e tal como esperado apenas é possível visualizar a componente contínua, visto que a componente alterna representa apenas uma pequena porção do sinal.

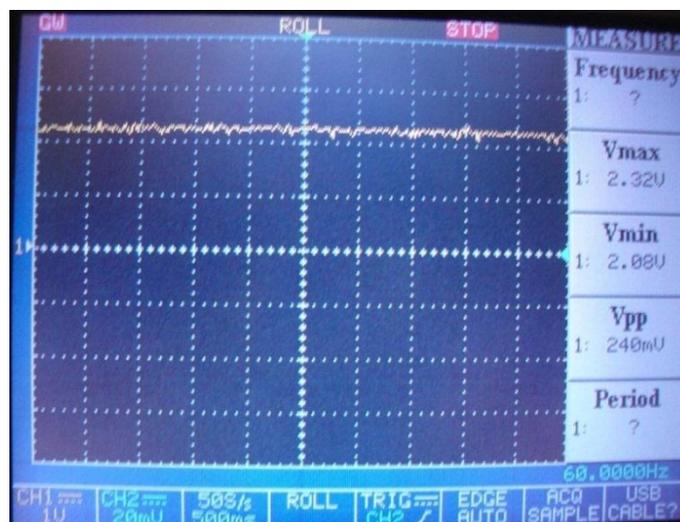


Figura 4.2 Sinal com componente DC

Os valores produzidos pelo amplificador corrente-tensão variam de 0V a 2.8V. No limite, um sinal de 2.8V já não é um sinal correcto, pois esse valor já representa uma saturação por parte do amplificador. Esta limitação de 2.8V deve-se à alimentação do amplificador, sendo que uma alimentação acima de 2.8V permitiria receber um sinal maior. Verifica-se na Figura 4.2 que o sinal obtido pelo osciloscópio apresenta valores entre 2.08V e 2.32V, levando a crer que a componente alterna é dada pela diferença entre estes valores, mais precisamente 240mV. No entanto este não é o valor correcto da componente pulsante do sinal. Esta diferença entre tensão máxima e mínima deve-se à aplicação de maior ou menor pressão do dedo do voluntário no sensor, criando assim uma variação do sinal lido.

Recorrendo às capacidades do osciloscópio digital, amplificou-se o sinal obtido até ser possível visualizar a componente alterna. O sinal resultante é apresentado na Figura 4.3, mostrando um sinal periódico com 72mV de amplitude. A periodicidade do sinal representa um ciclo cardíaco, sendo neste

caso de aproximadamente 1seg. Tendo em conta que o valor máximo deste sinal é o indicado pelo osciloscópio, ou seja 2.09V, então estes 72mV de componente alterna do sinal representam menos de 4% do sinal completo.

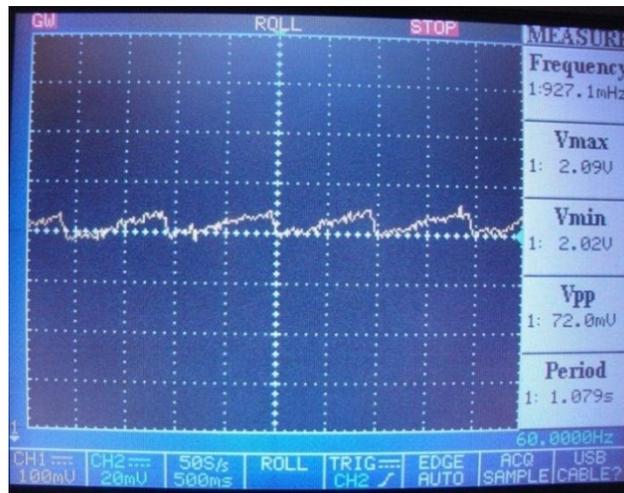


Figura 4.3 Sinal com componente AC amplificada

De modo a melhorar a visualização da componente alterna do sinal, grande parte da sua componente contínua deve ser retirada. Assim, um conversor digital-analógico é utilizado, actuando com o auxílio do microcontrolador tal como explicado na secção 3.4.3, e programado para retirar 70% da componente contínua do sinal. O osciloscópio mediu os sinais provenientes à saída do amplificador diferencial, pelo que a remoção automática da componente contínua DC resultou no sinal apresentado na figura 4.3. Pela figura é possível verificar que a componente alterna do sinal aumentou de amplitude, tendo cerca de 480mV, e uma periodicidade de 0.8seg. Um valor de rácio de 10 entre as resistências R_2 e R_1 foi aplicado, resultando assim num ganho de 10 após a diferença das tensões à entrada do amplificador. O período do sinal mostra um valor normal de frequência cardíaca (0.8seg), devido à melhoria do sinal obtido com aplicação do DAC.

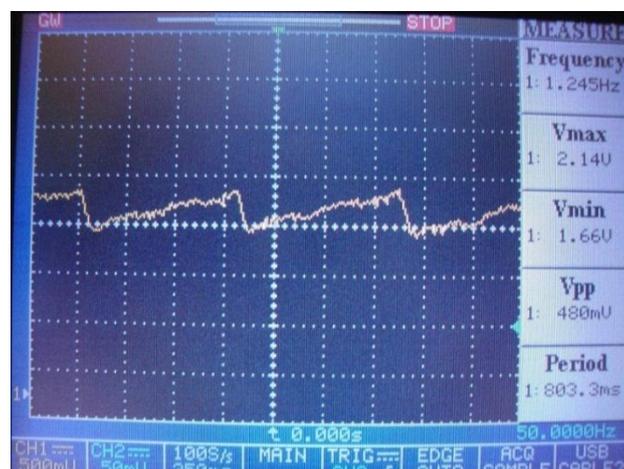


Figura 4.4 Sinal com acção do DAC

Para entender a importância da filtragem do sinal, a capacitância utilizada na realimentação inversora do amplificador aplicado ao fotodíodo foi retirada. Deste modo, e para os mesmos testes realizados na Figura 4.4, a Figura 4.5 representa o sinal obtido sem filtragem. Pelas formas apresentadas, verifica-se a importância do filtro passa-baixo. A figura sem filtro apresenta frequências indesejáveis, resultando num sinal ruidoso, e com grandes picos de tensão. Frequências mais elevadas tais como as provenientes da rede eléctrica, ou mesmo frequências provenientes da luz de uma sala são capazes de alterar o sinal obtido, sendo necessário escolher um valor de capacitância capaz de produzir um filtro passa-baixo que não deixe passar essas frequências indesejáveis. Torna-se importante que este filtro seja projectado de modo a não rejeitar frequências importantes do sinal, e consequentemente uma resposta inesperada ou escassa em informação.

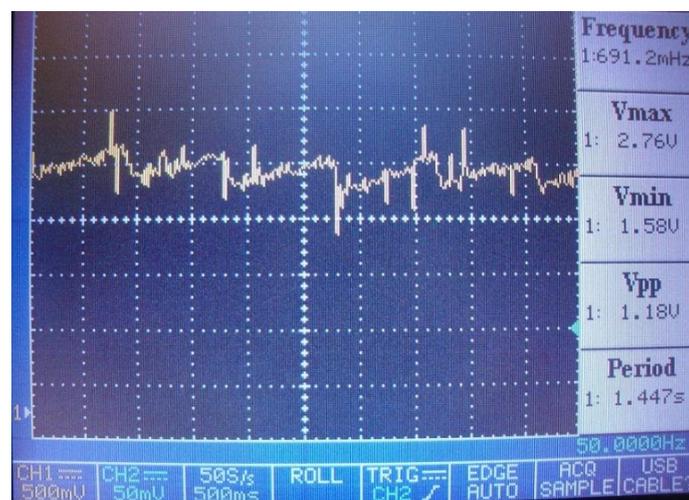


Figura 4.5 Sinal sem filtro

4.2. Aquisição do Sinal Pletismográfico pelo PC

De modo a tornar mais simplificada a tarefa de visualização do sinal proveniente do protótipo realizado, um programa em *LabView* foi desenvolvido, sendo capaz de comunicar com a porta *USB* do PC, recebendo os dados através do protocolo de comunicação *RS232*. A taxa de transferência de dados escolhida para enviar os dados pelo cabo recorrendo ao protocolo *RS232* foi de 38400 *bits* por segundo, sendo possível a esta taxa observar um sinal em tempo real, a uma frequência de 100Hz. As seguintes figuras representam os resultados obtidos para o mesmo voluntário dos testes realizados com o osciloscópio. Os sinais adquiridos pelo *PC* mostram sinais mais perceptíveis, comparativamente aos sinais adquiridos pelo osciloscópio. Os sinais de tensão adquiridos pelo *PC* e provenientes do protótipo foram invertidos antes de serem representados graficamente, de modo a terem a mesma polaridade dos sinais teóricos apresentados na Figura 3.4. A Figura 4.6 apresenta o sinal obtido à saída do amplificador aplicado ao fotodíodo, sem acção do conversor digital-analógico, verificando-se tal como esperado um sinal com forte componente contínua. No entanto, e ao contrário do sinal adquirido

pelo osciloscópio, é possível verificar uma pequena variação da componente *DC*, representando esta a componente alterna do sinal.

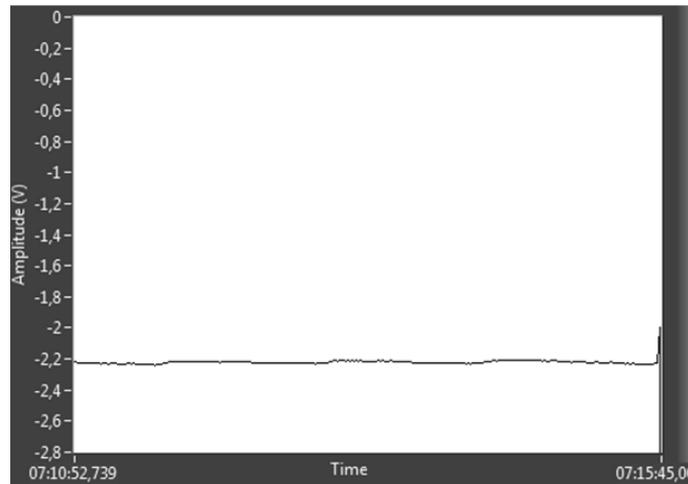


Figura 4.6 Sinal com componente DC

Como anteriormente referido, o recurso ao conversor digital-analógico será importante para remover de modo sistemático uma grande quantidade da componente contínua do sinal (cerca de 70%). Amplificando depois o sinal sem parte dessa componente contínua, espera-se ver um sinal alternado com maior amplitude. A Figura 4.7 representa essa componente alterna do sinal, adquirida à saída do amplificador diferencial. Verifica-se um sinal bastante claro e muito semelhante ao sinal teórico da Figura 3.4, livre de ruído e com maiores valores de amplitude. O sinal apresenta amplitudes perto de 220mV, podendo este valor ser tanto maior quanto a amplificação escolhida.

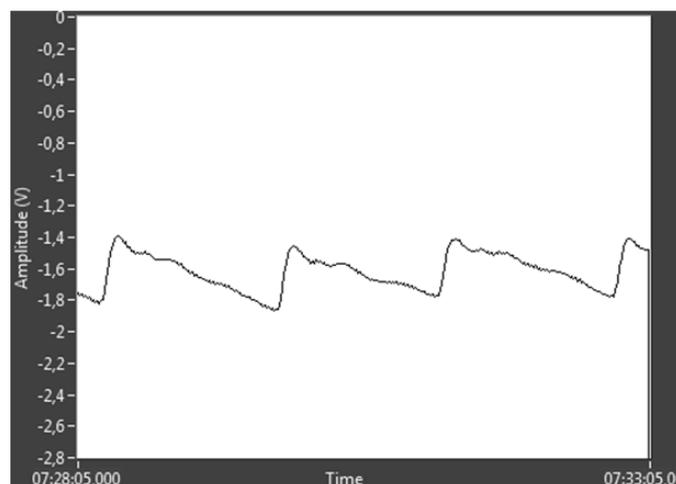


Figura 4.7 Sinal com ação do DAC

Tal como na recepção de sinais através do osciloscópio, também neste caso foi retirada a capacitância que ajuda na filtragem do sinal, de modo a verificar o comportamento do sinal. O resultado está apresentado na Figura 4.8, e tal como esperado obteve-se um sinal imperceptível, ruidoso e com picos de tensão indesejáveis.

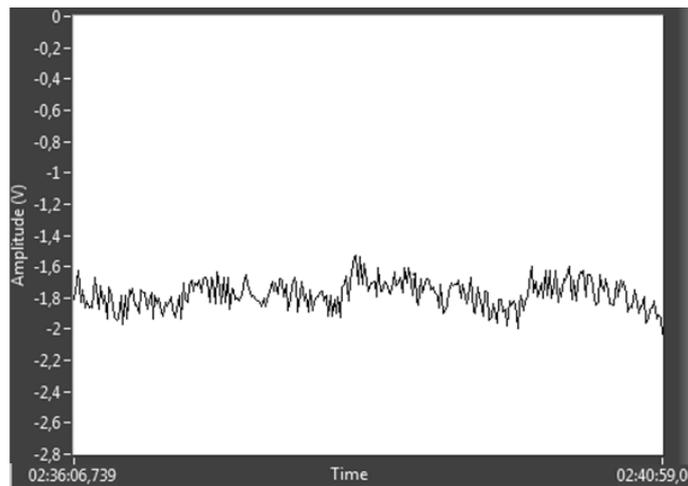


Figura 4.8 Sinal sem filtro

As curvas pletoisomográficas adquiridas pelo protótipo do sensor mostraram ser coerentes com as curvas apresentadas na literatura, tanto pela observação através do osciloscópio digital, como pelo *PC* através da comunicação *RS232*. Com dois destes sinais adquiridos em diferentes posições do corpo humano, e com uma escala temporal correcta será possível calcular a velocidade de onda de pulso que ocorre através dos vasos sanguíneos.

4.3. Consumo Energético do Sistema

De modo a avaliar o consumo global do sistema, foi calculado o consumo teórico de cada módulo do sistema, de acordo com os dados de cada *datasheet* dos componentes utilizados. Testes com um multímetro foram efectuados para averiguar se o consumo teórico do sistema se aproxima do consumo efectivamente realizado. A substituição do conversor *MAX232* (transmissão por cabo) por um módulo de transmissão de dados sem fios (*wireless*) também foi considerada, calculando os valores teóricos do consumo global do protótipo nestas condições. Deste modo será possível prever o tempo de vida que uma bateria poderá oferecer na alimentação de um sensor de velocidade de onda de pulso com transmissão *wireless*.

4.3.1. Consumo do Módulo de Gestão do Sistema

Na secção 3.4.1 referiu-se que este módulo apenas é composto pelo microcontrolador. O microcontrolador escolhido é o responsável pela comunicação entre os diferentes módulos, bem como o estabelecimento de tempos necessários para um correcto funcionamento geral do sistema. Os intervalos de tempo providenciados ao sistema são possíveis devido ao recurso a osciladores de grande precisão. O microcontrolador está dotado de um oscilador interno capaz de fornecer diferentes frequências de oscilação, comportando a possibilidade de recorrer a um oscilador externo de modo a

obter oscilações com frequências até 20MHz. Resumindo, o oscilador pode ser de dois tipos: interno e externo, existindo a possibilidade de escolher para o oscilador interno diversas frequências de oscilação. Esta escolha é realizada por software.

Oscilador externo:

- 20MHz
- 10MHz

Oscilador interno,

Tipo *HFIntOsc* (High Frequency Internal Oscillator):

- 8MHz
- 4MHz
- 2MHz
- 1MHz
- 500kHz
- 250kHz
- 125kHz

Tipo *LFIntOsc* (Low Frequency Internal Oscillator):

- 31kHz

Para as diversas frequências de oscilação apresentadas, é necessário garantir ao microcontrolador certos valores mínimos de tensão, os quais são apresentados na Tabela 4.1. Verifica-se uma necessidade de maiores valores de tensão para frequências de oscilação provenientes de um oscilador externo, acima dos 8MHz. Para um correcto funcionamento do oscilador interno, uma tensão mínima de 2V é suficiente.

Tabela 4.1 Valores mínimos de tensão para diferentes oscilações

Oscilador	VDD		
	Mínimo	Máximo	Unidades
< 8MHz	2	5.5	V
8MHz – 10MHz	3	5.5	V
10MHz - 20MHz	4.5	5.5	V

Na Tabela 4.2 são apresentados os consumos efectuados pelo microcontrolador para diferentes frequências de oscilação e para diferentes tensões de alimentação. Verifica-se que recorrendo ao oscilador interno de baixas frequências (31kHz), com uma tensão mínima de alimentação de 2V, um consumo típico de 8 μ A é efectuado. Considerando este caso extremo, uma potência instantânea de 16 μ W é necessária para um correcto funcionamento do microcontrolador. Por outro lado, recorrendo a um oscilador externo de 20MHz, com uma tensão de alimentação mínima de 4.5V e um consumo típico de 2.6mA, uma potência de 11.7mW é necessária para o correcto funcionamento do microcontrolador nestas condições. Estes dois valores de potência representam portanto os extremos de consumo do microcontrolador em condições normais. É de notar que estes consumos consideram que nenhum componente electrónico está ligado aos pinos do microcontrolador, e que os diversos componentes constituintes do microcontrolador não estão em funcionamento, tais como o conversor analógico digital, comparadores, *timers*, etc.

O conversor analógico-digital interno do microcontrolador também consome quando está em funcionamento, pelo que é importante saber os valores de corrente eléctrica consumida por este. Segundo a *datasheet* do microcontrolador, a conversão AD apresenta um consumo típico de 50 μ A, para qualquer tensão de referência. Esta tensão de referência é externa ao microcontrolador, devendo ser o mais fixa possível de modo a ocorrer uma correcta conversão. Os consumos dos restantes componentes internos do microcontrolador apresentam valores desprezáveis comparados com os aqui explícitos, pelo que não são considerados.

Tabela 4.2 Consumo do microcontrolador para diferentes frequências de oscilação

Oscilador	VDD (V)	IDD		
		Típico	Máximo	Unidades
31kHz	2	8	20	μ A
	3	16	40	μ A
	5	31	65	μ A
4MHz	2	340	450	μ A
	3	500	700	μ A
	5	0.8	1.2	mA
8MHz	2	410	650	μ A
	3	700	950	μ A
	5	1.3	1.65	mA
20MHz	4.5	2.6	3.25	mA
	5.5	2.8	3.35	mA

4.3.2. Consumo do Módulo de Aquisição de Sinais

Como antes referido, este módulo é composto pelos amplificadores que comportam o *LED* emissor, e o fotodíodo receptor de luz. A Tabela 4.3 apresenta os consumos efectuados por cada amplificador, para valores extremos de tensão de alimentação admissíveis. Estes valores de consumo apenas dizem respeito ao correcto funcionamento do amplificador, não estando indicada a corrente produzida pela sua saída, tanto para a correcta polarização do *LED* emissor, como para a realimentação inversora do amplificador aplicado ao fotodíodo.

Tabela 4.3 Consumo dos componentes associados ao emissor e receptor

VDD		IDD	
Mínimo	Máximo	Típico	Máximo
2.7V	6V	130 μ A	150 μ A

Tendo em conta uma tensão de alimentação de 2.7V, um consumo típico de 130 μ A é realizado por cada componente electrónico, resultando num consumo de potência de 350 μ W. A corrente de polarização do *LED* emissor foi calculada, resultando num valor de 2mA.

4.3.3. Consumo do Módulo de Condicionamento de Sinal

O módulo de condicionamento do sinal é composto por um conversor digital-analógico e por um amplificador usado como amplificador diferencial. O amplificador usado é do mesmo tipo dos que comportam o fotodíodo e o *LED*. A Tabela 4.4 apresenta os consumos do conversor digital-analógico (DA) nos seus dois estados de funcionamento. Tensões de alimentação mais elevadas como o intervalo de 4.5V a 5.5V permitem maiores frequências de conversão, apresentando também consumos de corrente maiores. Para um correcto funcionamento do conversor *DA*, se for considerada uma tensão de alimentação mínima de 2.7V com o conversor em estado de funcionamento, então uma potência de 310 μ W é necessária. Este valor de potência desce para 135nW caso o conversor esteja em repouso. No caso da necessidade de frequências de conversão mais elevadas, perto dos 30MHz, uma tensão de alimentação mínima de 4.5V é necessária. Neste caso extremo, uma potência mínima de 0.63mW é necessária para garantir um correcto funcionamento do conversor.

Tabela 4.4 Consumo do conversor digital-analógico

VDD		IDD			
		Em funcionamento		Em repouso	
Mínimo	Máximo	Mínimo	Máximo	Mínimo	Máximo
4.5V	5.5V	140 μ A	250 μ A	0.2 μ A	1 μ A
2.7V	3.6V	115 μ A	200 μ A	0.05 μ A	1 μ A

4.3.4. Consumo da Comunicação RS232

O módulo de comunicação entre o protótipo desenvolvido e o *PC* apresenta-se como o que mais consome. O componente electrónico que permite a comunicação entre ambas as partes é o *MAX232*, o qual foi explicado a sua função na secção 3.4.4.5. A Tabela 4.5 apresenta o consumo realizado por este tipo de conversor. Uma tensão de alimentação mínima de 4.5V é necessária para uma correcta conversão de sinais lógicos, apresentando um consumo mínimo de corrente de 8mA. Esta tensão de alimentação mínima torna-se um inconveniente, devido à necessidade de uma fonte de alimentação com esse valor para um correcto funcionamento do sistema. Todos os componentes presentes no sistema requerem uma tensão mínima de alimentação de aproximadamente 3V, ao contrário deste, pelo que a potência global necessária para o correcto funcionamento do sistema aumenta devido a esta imposição. Com estes valores, uma potência mínima de 36mW é necessária para uma correcta transmissão de informação para o *PC* via comunicação *RS232*.

Tabela 4.5 Consumo do conversor MAX232

VDD		IDD	
Mínimo	Máximo	Mínimo	Máximo
4.5V	5.5V	8mA	10mA

4.3.5. Consumo de Comunicação Wireless

Como já referido, a transmissão dos dados adquiridos pelo sensor são enviados para o exterior via cabo pelo protocolo *RS232*. No entanto, a comunicação via *wireless* pode ser considerada. Neste caso, um emissor e um receptor devem ser implementados de modo a poder enviar e receber a respectiva informação, seguindo um protocolo de envio de dados pré-definido. Protocolos como o *Bluetooth*,

Ultra-WideBand (UWB), *Zigbee* e *Wi-Fi* apresentam-se como soluções de comunicação sem fio de curto alcance, e de baixo consumo. Do ponto de vista aplicacional, o protocolo *Bluetooth* pode ser encontrado nas comunicações entre o PC e os seus periféricos, como o rato ou teclado, bem como nos auriculares sem fios utilizados na comunicação móvel. O protocolo *UWB* é mais utilizado para comunicações que necessitem de grande largura de banda, tais como envio e recepção de multimédia. O protocolo *ZigBee* é preferencialmente utilizado para monitorização e controlo de redes. O protocolo mais conhecido dá pelo nome de *Wi-Fi*, sendo geralmente utilizado para ligações PC-PC ou PC-Router, substituindo assim os cabos de rede. Um estudo previamente realizado (*Jin-Shyan Lee et al., 2007*) compara o consumo efectuado por quatro módulos que utilizam cada um destes quatro protocolos, tanto no estado de transmissão como recepção, Figura 4.9.

Protocolo	Bluetooth	UWB	ZigBee	Wi-Fi
VDD (V)	1.8	3.3	3.0	3.3
TX (mA)	57	~227.3	24.7	219
RX (mA)	47	~227.3	27	215
Taxa de transmissão (Mb/s)	0.72	114	0.25	54

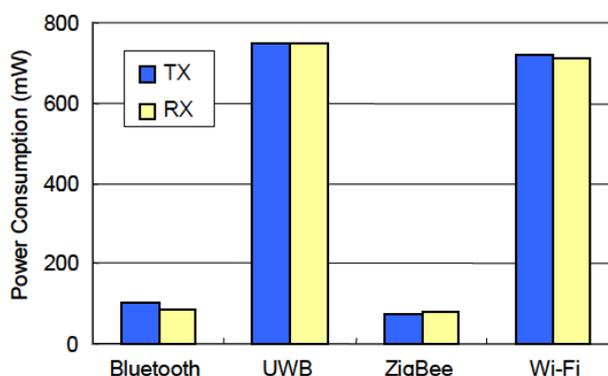


Figura 4.9 Consumo dos quatro diferentes protocolos de comunicação *wireless*

Verifica-se que dos quatro, os protocolos *ZigBee* e *Bluetooth* são os que apresentam menores consumos. Deste modo estes dois protocolos tornam-se preferencialmente utilizados para aplicações que necessitem de baixas taxas de transmissão. Dispositivos que contenham baterias com limitação de energia, tais como dispositivos móveis ou mesmo sensores sem fios são boas aplicações para o uso destes protocolos. Apesar de apresentarem consumos inferiores em comparação com *UWB* e *Wi-Fi*, os protocolos *Zigbee* e *Bluetooth* continuam a apresentar consumos de corrente muito elevados, em comparação com os componentes que constituem o protótipo de sensor de velocidade de onda de

pulso implementado. Deste modo, alternativas a estes protocolos devem ser procuradas, destacando-se o protocolo *ANT*. Este protocolo utiliza frequências portadoras na ordem dos 2.4GHz, sendo desenhado especificamente para redes de sensores sem fio. Este protocolo difere dos restantes pelo baixo consumo apresentado, mantendo como os restantes protocolos a capacidade de criação de vários pontos de rede. A Tabela 4.6¹¹ compara algumas características do protocolo *ANT*, com os protocolos *ZigBee* e *Bluetooth*.

Tabela 4.6 Comparação do protocolo ANT com os restantes

Protocolo	ANT	ZigBee	Bluetooth
Taxa de transmissão (kbit/s)	1000	250	720
Alcance (metros)	1 a 30	1 a 100	1 a 10
Tempo de bateria ¹²	> 3 anos	4 a 6 meses	1 a 7 dias

Os dados apresentados revelam que o protocolo *ANT* é vantajoso, não só por apresentar maiores taxas de transmissão mas principalmente pelos baixos valores de consumo apresentados. Segundo a *datasheet* do módulo *AT3* da *ANT*, uma configuração para transmissão de dados à frequência de 4Hz, usando sincronização por bit realiza um consumo de corrente de 76.2µA. A tensão mínima de alimentação para este tipo de módulo é de 2V, pelo que 150µA de potência são necessários para uma correcta transmissão de dados. Estes consumos apresentam-se centenas de vezes inferiores aos consumos produzidos pelos protocolos *ZigBee* e *Bluetooth*, apresentando-se certamente como a melhor opção para transmissão de dados via *wireless*.

4.4. Consumo Total do Sistema

Tendo conhecimento do consumo total de cada módulo do sistema, é possível prever qual será o consumo total realizado. Para a realização deste trabalho, o microcontrolador é configurado para frequência de oscilação de 4MHz na realização de conversões analógicas-digitais, e é configurado a uma frequência de 8MHz para transmissão de dados via cabo. Considerando que durante todo o tempo de aquisição e transmissão de sinais o microcontrolador varia respectivamente entre 4MHz e 8MHz, considera-se que a corrente consumida é a média ponderada das duas. Devido à transmissão dos dados através do protocolo RS232, uma tensão de alimentação de 5V é necessária. A Tabela 4.7 apresenta os

¹¹ <http://www.thisisant.com/why-ant/how-ant-compares>

¹² Considerando mensagens de 8 Bytes, a cada 2 segundos, 24h por dias, 7 dias por semanas

valores teóricos de cada componente, segundo as *datasheets* dos mesmos e nas suas respectivas condições. Verifica-se que para manter um correcto funcionamento do sistema, uma potência média de 53.5mW é necessária durante o funcionamento, e uma potência de 40mW em repouso. Note-se que estes consumos devem-se maioritariamente ao uso do componente MAX232.

Tabela 4.7 Consumo teórico do sistema completo

Estado	Componente	VDD	IDD (típico)	Potência
Em funcionamento	Microcontrolador	5V	1.1mA	5.5mW
	Amplificador	2.8V	3x 130µA	1.092mW
	LED emissor	2.8V	2mA	5.6mW
	DAC	5V	140µA	0.7mW
	DC-DC	5V	120µA	0.6mW
	MAX232	5V	8mA	40mW
	-	-	Total: 11.75mA	Total: 53.5mW
Em repouso	Microcontrolador	5V	350nA	1.75µW
	DAC	5V	0.2µA	1µW
	DC-DC	5V	0.01µA - 2µA	0.05µW - 10µW
	MAX232	5V	8mA	40mW
	-	-	Total: 8mA	Total: 40mW

Com o auxílio de um multímetro digital, a corrente eléctrica exigida da fonte de alimentação foi medida, de forma a proceder-se ao cálculo real da potência. Esta experiência resultou na Tabela 4.8:

Tabela 4.8 Consumo real do sistema completo

Estado	VDD	IDD (típico)	Potência
Em funcionamento	5V	15.11mA	75.6mW
Em repouso	5V	10.03mA	50.15mW

Verifica-se que em ambas as tabelas o valor teórico e prático do consumo efectuado pelo protótipo é da mesma ordem de grandeza, porém apresentam-se ainda algo distantes. O consumo de corrente

efectuado pelo *MAX232* foi considerado mínimo, cerca de 8mA, porém se fosse considerado um valor máximo de 10mA, os valores de consumo teóricos e práticos já se tornariam mais próximos.

Foram efectuados testes ao sistema sem considerar o conversor *MAX232*. Deste modo, o sistema comporta-se como se estivesse a transmitir dados a uma taxa de 38400 bits por segundo, no entanto sem ter um módulo de envio de sinais ligado. Deste modo pode considerar-se outras opções de envio de dados, tal como o uso de protocolo *wireless*. Outra vantagem da utilização de outro protocolo de envio de dados, é a possibilidade de alimentar o sistema com uma tensão de alimentação de 3V, ao contrário dos 5V necessários pelo conversor *MAX232*. Os resultados teóricos do consumo efectuado pelo sistema sem transmissão de dados são apresentados na Tabela 4.9. Verifica-se desde já que o consumo teórico apresentado é muito menor, realçando o consumo do sistema no seu estado de repouso, em que apenas umas unidades de μW são apresentadas.

Tabela 4.9 Consumo teórico do sistema sem transmissão de dados

Estado	Componente	VDD	IDD (típico)	Potência
Em funcionamento	Microcontrolador	3V	650 μA	1.95mW
	Amplificador	2.8V	3x 130 μA	1.092mW
	LED emissor	2.8V	2mA	5.6mW
	DAC	3V	115 μA	0.345mW
	DC-DC	3V	120 μA	0.6mW
	-	-	Total: 3.23mA	Total: 9.59mW
Em repouso	Microcontrolador	3V	150nA	0.45 μW
	DAC	3V	0.05 μA	0.15 μW
	DC-DC	3V	0.01 μA - 2 μA	0.03 μW - 6 μW
	-	-	Total: 0.21 μA – 2.2 μA	Total: 0.63 μW – 6.6 μW

Voltando a utilizar um multímetro digital, mediram-se os consumos reais efectuados pelo sistema, resultando nos dados fornecidos pela Tabela 4.10. Verifica-se que os valores reais aproximam-se bastante dos valores calculados teoricamente, levando a crer que o conversor para transmissão de dados *MAX232* consuma mais do que os 10mA indicados, quando integrado com o sistema.

Tabela 4.10 Consumo real do sistema sem transmissão de dados

Estado	VDD	IDD (típico)	Potência
Em funcionamento	3V	3.25mA	9.75mW
Em repouso	3V	0.4µA	1.2µW

Com os valores de consumo em potência eléctrica obtidos, é possível afirmar que o protótipo sem o componente de transmissão de dados apresenta um consumo de potência 8 vezes menor do que o protótipo com *MAX232*. Portanto, uma potência de 10mW chegará para uma correcta aquisição da curva pletismográfica de determinado paciente, com recepção de sinais a uma frequência de 100Hz. Considerando a substituição do transmissor por cabo, por um módulo de transmissão *wireless* usando o protocolo *ANT*, e seguindo os cálculos apresentados para a corrente necessária na *datasheet* do módulo *AT3* da *ANT*, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 I_{ave} &= (I_{Msg_Tx_BitSync} * Message_Rate + I_{Base}) \\
 &= (18.4 \mu A/message * 100 messages) + 2.6 \mu A = 1.84 mA \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

Este cálculo considera uma transmissão de dados à frequência de 100Hz, resultando numa corrente eléctrica média de 1.84mA. Considerando uma tensão de alimentação de 3V, um valor de potência de 5.52mW é necessário para garantir o correcto funcionamento do sistema, ao que somados aos 9.75mW medidos anteriormente resultaria num consumo total de aproximadamente **15mW** de potência. Comparando este valor com os 75mW do sistema completo com o conversor *MAX232*, pode afirmar-se que um módulo dotado com o protocolo *ANT* se apresenta como uma boa solução para transmissão de dados.

4.5. Proposta de Alimentação do Sensor

Com o conhecimento dos valores de consumo em potência do protótipo que comporta o sensor de velocidade de onda de pulso, é possível escolher de entre várias, uma fonte de energia que garanta uma correcta alimentação do sensor. De entre várias fontes de energia para alimentar o sensor, podem ser consideradas baterias de lítio, ou supercondensadores. Ambas estas opções apresentam-se como boas soluções, no entanto umas têm vantagem em relação às outras. A energia recolhida através do corpo humano também pode ser considerada como uma fonte de alimentação para sensores deste tipo. Estes três tipos de fonte de energia são considerados nas secções seguintes, bem como as densidades de energia possíveis de serem fornecidas.

4.5.1. Alimentação através de Baterias

As baterias são compostas por células que convertem energia química acumulada, em energia eléctrica. Desde o seu aparecimento, as baterias têm sido a fonte de energia mais comum para pequenos aparelhos domésticos, bem como para aplicações industriais. As baterias podem ser divididas em dois tipos, as primárias e as secundárias. As baterias primárias são descartáveis, e apenas podem ser utilizadas uma vez. As baterias secundárias, mais conhecidas por baterias recargáveis, podem ser reutilizadas várias vezes. As baterias apresentam diversos tamanhos e formatos, Figura 4.10, sendo assim ideais para qualquer tipo de aplicação.

Para o trabalho em questão, baterias com forma de disco apresentam-se como uma escolha possível devido às pequenas dimensões que ocupam, e por fornecerem tensões de alimentação de 3V, suficientes neste caso para alimentar todo o protótipo, desde que se considere o uso de um módulo *wireless* para transmissão de dados. A tensão fornecida pela bateria não se mantém fixa, decrescendo ao longo do tempo. Esta queda de tensão deve-se ao descarregamento natural da bateria ao longo do tempo, mesmo que esta não esteja em utilização. A temperatura ambiente também afecta a descarga da bateria, pelo que todos os valores apresentados na Tabela 4.11 pressupõem que o sistema se encontra em funcionamento a uma temperatura ambiente de 23°C.



Figura 4.10 Tipos e formatos de baterias

Tabela 4.11 Capacidade de vários modelos de baterias em forma de disco

Diâmetro externo	Modelo	Capacidade	Tensão
12mm	CR1216	30mAh	3V
	CR1220	38mAh	3V
	CR1225	48mAh	3V
16mm	CR1616	55mAh	3V
	CR1620	75mAh	3V
	CR1632	140mAh	3V
20mm	CR2016	90mAh	3V
	CR2025	170mAh	3V
	CR2032	230mAh	3V
23mm	CR2320	150mAh	3V
	CR2325	190mAh	3V
	CR2330	265mAh	3V
	CR2354	560mAh	3V
24mm	CR2430	300mAh	3V
	CR2450	620mAh	3V
	CR2477	1000mAh	3V

A capacidade de cada modelo de bateria é dado em mAh, significando por exemplo que uma bateria com capacidade de 560mAh pode fornecer idealmente 560mA numa hora, ou 280mA em duas horas, etc. O termo “idealmente” é usado pois nestes cálculos não se consideram as perdas provocadas pela descarga natural das baterias. Para aplicações que necessitem de maiores consumos de corrente,

os valores da corrente de fuga que provocam essas descargas naturais são completamente desprezáveis, pelo que o tempo de descarga provocado por uma carga deve seguir a lei de *Peukert*:

$$t = \frac{Q}{I^k} \quad (4.2)$$

Nesta equação, Q representa a capacidade da bateria em Amper.h, I a corrente fornecida pela bateria e k uma constante. Esta constante varia de 1.1 a 1.3 conforme indicado pelo fabricante da bateria. O termo t indica o tempo em horas ao qual a pilha é capaz de fornecer uma determinada corrente.

4.5.1.1. Estimativa Temporal de Funcionamento do Sistema com Baterias

Considerando que o módulo de transmissão de dados é efectuado por um módulo *wireless* e não pelo conversor *MAX232*, então um consumo em corrente de cerca de 5mA é produzido pelo sistema, como já calculado anteriormente. Um consumo de potência resultante em 15mW é efectuado considerando uma tensão de alimentação de 3V. Pela Tabela 4.11, os tipos de bateria em forma de disco apresentam-se como fontes de alimentação de 3V, pelo que servem para alimentar o protótipo implementado. Considerando a mesma tabela, e prevendo um funcionamento do sistema durante 10 minutos por dia e 7 dias por semana, é possível prever o tempo de vida útil de cada uma das baterias apresentadas. A Tabela 4.12 apresenta alguns exemplos:

Tabela 4.12 Estimativa de vida do sistema com alguns modelos de baterias

Diâmetro externo	Modelo	Capacidade	Tensão	Tempo de vida (aprox.)
12mm	1225	48mAh	3V	58 dias
16mm	1632	140mAh	3V	168 dias
20mm	2032	230mAh	3V	276 dias
23mm	2354	560mAh	3V	672 dias
24mm	2477	1000mAh	3V	1200 dias

Verifica-se pela tabela que qualquer modelo de pilhas escolhido garante pelo menos algumas semanas de correcto funcionamento do protótipo. Este tempo de vida pode prolongar-se por anos, no entanto estes cálculos são apenas aproximações. A corrente de fuga característica deste tipo de baterias não é considerada, bem como a queda de tensão provocada na bateria ao longo do tempo de utilização. Porém, fica a ideia de que a utilização destas fontes de energia para alimentação do sistema produzido garante um correcto funcionamento durante largo tempo.

4.5.2. Alimentação do Sistema através de Supercondensadores

Os supercondensadores apresentam-se como outra opção para alimentação do sistema implementado. Os condensadores convencionais apresentam grandes densidades de potência, mas pequenas densidades de energia. Isto deve-se à rápida descarga que estes apresentam, no entanto podem dar nesses curtos espaços de tempo grandes quantidades de potência. Pelo contrário, os supercondensadores são capazes de oferecer maiores quantidades de potência e densidades de energia. A capacidade de rápidas descargas de potência é mantida, tal como um rápido carregamento.

4.5.2.1. Constituição de um Supercondensador

Um supercondensador pode ser definido como duas placas não reactivas emersas num material electrolítico e com uma diferença de potencial aos seus terminais. A placa com potencial positivo atrai cargas negativas do electrolítico, e por outro lado, a placa com potencial negativo atrai cargas positivas, gerando assim um campo eléctrico. Um separador dieléctrico evita que as cargas se movam entre as duas placas, permitindo assim que a energia seja armazenada. Como os supercondensadores movem cargas eléctricas entre materiais num estado sólido, podem ser recarregáveis milhares de vezes, de modo mais rápido, e sem prejuízo do material, ao contrário das baterias que usam compostos químicos.

Os supercondensadores apresentam duas componentes importantes no processo de descarga: a capacitância e a resistividade. A componente capacitiva representa a variação de tensão devido a variações de energia no interior do supercondensador. Por outro lado, a componente resistiva representa as variações de tensão devido a resistências equivalentes em série (*ESR – Equivalent Series Resistor*) do supercondensador. A Figura 4.11¹³ apresenta a curva característica de descarga de um supercondensador. Verificam-se duas fases de variação de tensão, em que a primeira é provocada pela *ESR* e a segunda é provocada pela variação interna de energia.

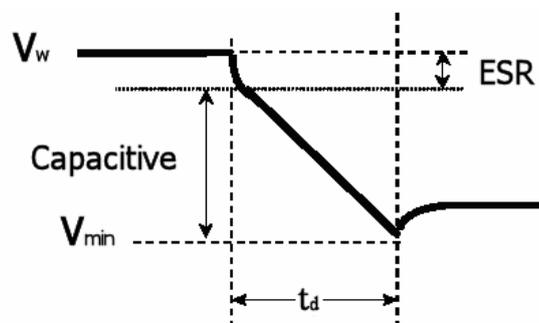


Figura 4.11 Curva característica da descarga de um condensador

¹³ http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/docs/10073627.3_how_to_determine_the_appropriate_size.pdf

Na Figura 4.11, as tensões V_W e V_{MIN} representam o intervalo de tensões aos terminais do supercondensador, durante o funcionamento de um qualquer dispositivo electrónico. A tensão V_W representa a tensão inicial de funcionamento do dispositivo, sendo a tensão V_{MIN} a tensão no final desse funcionamento. O intervalo de tempo t_d representa o tempo total de descarga da tensão. A queda de tensão produzida durante a descarga de um supercondensador pode ser definida pela equação 4.3:

$$\Delta V = i \cdot \frac{\Delta t}{C} + i \cdot R \quad (4.3)$$

Nesta equação, i representa a corrente eléctrica fornecida ao dispositivo electrónico, C o valor da capacitância do supercondensador, R o valor da resistência equivalente em série ESR , Δt o intervalo de tempo da descarga e ΔV a variação de tensão aos terminais do supercondensador. Os dois termos da expressão resultam das quedas de tensão provocadas internamente pelo supercondensador devido à descarga e devido a quedas de tensão consequentes das resistências em série.

4.5.2.2. Resultados Experimentais de Alimentação com Supercondensadores

Com base na equação 4.3, é possível estimar o valor da queda de tensão aos terminais de um supercondensador, se todos os restantes parâmetros forem previamente conhecidos. A operação inversa também é possível, ou seja, a projecção de um valor de capacitância depende do intervalo de queda de tensão pretendido, bem como da corrente fornecida ao longo do tempo de descarga.

Um supercondensador com 1F de capacidade foi testado de modo a avaliar a possibilidade de alimentar o protótipo implementado. A *datasheet* deste supercondensador não especifica a constante de tempo RC , no entanto os valores apresentados pela literatura e por *datasheets* de outros supercondensadores semelhantes variam entre 0.7 e 1 segundos. Considerando uma constante de tempo de 1 segundo, a resistência R (ESR) pode ser dada por $1/C$, e a equação 4.3 pode ser reescrita como:

$$\Delta V = \frac{i}{C} (\Delta t + R) \quad (4.4)$$

O supercondensador foi carregado até um valor de 5V, sendo depois usado como fonte de alimentação ao protótipo implementado. Nos testes realizados, o conversor $MAX232$ para transmissão de dados não foi considerado, como especificado anteriormente, sendo substituído por um módulo de transmissão de dados sem fios (*wireless*), mais económico em consumo. Pela Tabela 4.7, a corrente necessária para o correcto funcionamento do protótipo sem transmissão de dados, e com uma fonte de alimentação de 5V é de 3.75mA. Este valor de corrente é o considerado nos cálculos teóricos apresentados. A queda de tensão aos terminais do supercondensador de 1F é dada nesta situação por:

$$\Delta V = 3.75 \times 10^{-3} \times (\Delta t + 1) \quad (4.5)$$

Considerando um funcionamento em intervalos de tempo de 30 e 60 segundos, valores teóricos de 0.116V e de 0.197V são respectivamente obtidos. Testes para uma capacitância de 2F também foram realizados, sendo colocados em paralelo dois supercondensadores de 1F cada, pelo que a resistência equivalente *ESR* passou a ser dada por $R/2$. Deste modo, a queda de tensão aos terminais do supercondensador é dada por:

$$\Delta V = 1.875 \times 10^{-3} \times (\Delta t + 0.5) \quad (4.5)$$

Para os mesmos tempos de funcionamento de 30 e 60 segundos, valores teóricos de 0.057V e de 0.113V são obtidos. Na Tabela 4.13, resultados experimentais para condensadores de 1F e 2F são apresentados.

Tabela 4.13 Quedas de tensão aos terminais do supercondensador

Capacidade	Δt	Tensão inicial V1	Tensão final V2	ΔV (experimental)	ΔV (teórico)
1F	30seg	4.998V	4.883V	0.115V	0.116V
		4.876V	4.763V	0.113V	
		4.763V	4.651V	0.111V	
	60seg	4.651V	4.439V	0.212V	0.229V
		4.439V	4.232V	0.207V	
		4.232V	4.029V	0.203V	
2F	30seg	4.951V	4.882V	0.069V	0.057V
		4.882V	4.819V	0.063V	
		4.812V	4.756V	0.056V	
	60seg	4.698V	4.579V	0.119V	0.113V
		4.579V	4.467V	0.112V	
		4.467V	4.362V	0.105V	

Pela tabela, os resultados experimentais apresentam valores bastante próximos dos calculados teoricamente. Para fontes de tensão como supercondensadores, os cálculos teóricos apresentam alguma dificuldade de precisão devido à queda de tensão apresentada aos terminais. O protótipo de velocidade de onda de pulso implementado pode apresentar uma gama de tensões de alimentação entre 2.5V a 5.5V, sendo que para cada valor de tensão, a corrente consumida por cada componente varia. Para os cálculos teóricos, considerou-se que a corrente se manteve constante durante os intervalos de

funcionamento (3.75mA), sendo este o valor de corrente efectivamente consumido a uma tensão de 5V. No entanto, quando essa tensão decresce, o valor de corrente consumida também decresce (o que não foi considerado), daí os valores de queda de tensão diminuir a cada experiência efectuada. Este facto apresenta-se como uma das grandes desvantagens dos supercondensadores em relação a baterias. A queda de tensão a cada funcionamento do protótipo implementado implica um constante recarregamento até valores mais elevados que permitam um correcto funcionamento do sensor.

Uma das soluções para contornar o problema seria a aplicação de um conversor *DC-DC* que apresenta como fonte de energia um supercondensador, e fornecia uma tensão estabilizada. Teria que ser assegurado que a tensão à saída do conversor apresentasse valores mínimos de tensão, suficientes para um correcto funcionamento do sistema durante o intervalo de tempo considerado.

4.5.2.3. Supercondensadores vs. Baterias

Os supercondensadores apresentam algumas características vantajosas em relação a condensadores normais e mesmo em relação a baterias. Nas baterias, reacções químicas internas são realizadas, e deste modo os processos de carga e descarga apresentam-se mais longos em relação aos supercondensadores. Deste modo, as baterias não fornecem grandes quantidades de potência em curtos espaços de tempo, no entanto podem fornecer grandes quantidades de energia, em intervalos de tempo maior. Pelo contrário, os processos de carga e descarga dos supercondensadores não apresentam reacções químicas, sendo os tempos determinados apenas pelas suas propriedades físicas. A energia armazenada pelos supercondensadores pode ser libertada em intervalos de tempo tão curtos como microssegundos. Assim, grandes densidades de potência podem ser fornecidos, mas apenas em curtos espaços de tempo, resultando assim pequenas densidades de energia fornecidas, ao contrário das baterias. Normalmente, e tal como os condensadores convencionais, supercondensadores com maiores volumes apresentam maiores densidades de energia. Os supercondensadores podem apresentar formas idênticas às baterias, como mostra a Figura 4.12, podendo ser utilizados como fonte de energia caso as suas características estejam de acordo com as especificações técnicas do dispositivo a alimentar.

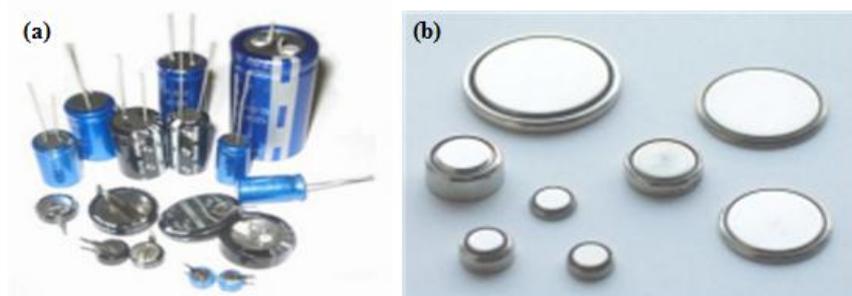


Figura 4.12 Diversos formatos de supercondensadores (a) e baterias (b)

As principais vantagens dos supercondensadores em relação às baterias podem ser apresentadas por:

- Número de cargas e descargas praticamente ilimitados, ao contrário das baterias que devido às reacções químicas internas, estragam o material;
- Carregamento completo desde segundos a minutos;
- Alta densidade de potência;
- Não liberta calor durante as descargas;
- Não há perigo de sobrecarga, mantendo uma tensão permitida;
- Descargas rápidas não afectam o material do supercondensador;
- Longos períodos de vida;
- Apresentam bom comportamento em temperaturas extremas;

Desvantagens dos supercondensadores em relação às baterias:

- Apresentam menores densidades de energia armazenada (3-5W.h/kg) em relação a baterias (250-340 W.h/kg);
- Alta descarga natural;
- Baixa tensão máxima, sendo necessário ligar vários supercondensadores em série para obter maiores valores de tensão;
- Queda de tensão acentuada durante a descarga do supercondensador. Deste modo, é necessário um controlo electrónico (que proporciona menor densidade de energia) para garantir que a variação de tensão apresentada durante a descarga seja suficiente para um correcto funcionamento do dispositivo alimentado;

Estas características tornam a utilização de supercondensadores prioritária em situações onde é necessário grandes descargas de potência em pequenos intervalos de tempo. As *UPS (Uninterruptible Power Supply)* normalmente encontradas em instalações onde o constante fornecimento de energia é estritamente necessário, como em Hospitais, Fábricas, Laboratórios, etc., recorrem a supercondensadores. Nestas situações, quando a energia falha, os supercondensadores fornecem grandes quantidades de potência em tempos muito curtos, mas suficientes para aguardar que o gerador de energia da instalação inicie o processo de fornecimento de energia alternativa. Para situações onde é necessário uma tensão de alimentação fixa durante todo o processo de funcionamento de um dispositivo electrónico, as baterias apresentam-se como melhores soluções em relação aos supercondensadores, pois não apresentam quedas acentuadas de tensão durante os processos de descarga de energia.

4.5.3. Alimentação através de Energia Recolhida pelo Corpo Humano

Tal como explicado na secção 2.2.2, existe a possibilidade de recolher energia através do corpo humano, quer através de actividades físicas diárias (energia activa), que através de comportamentos normais diários (energia passiva). Vários trabalhos têm sido apresentados nessa área, demonstrando que os montantes de energia recolhida podem ser suficientes para alimentar certos tipos de sensores, bem como sistemas *MEMS*. Deste modo, experiências foram realizadas de modo a avaliar os montantes de energia possíveis de serem recolhidos através de saltos numa laje composta por quatro fitas piezoeléctricas. Experiências com uma fita piezoeléctrica aplicada ao peito também foram efectuadas, de modo a avaliar os montantes de energia possíveis de recolher através da expansão torácica durante a respiração. Por fim, recorreu-se a um rectificador de tensão capaz de fornecer uma tensão fixa a partir dos sinais provenientes dos dois tipos de geradores mencionados.

4.5.3.1. Energia Recolhida através de Saltos

Uma laje composta por quatro fitas piezoeléctricas foi montada, de modo a gerar energia eléctrica durante os saltos efectuados por qualquer pessoa, Figura 4.13. As fitas actuam como transdutores de energia, ou seja, geram corrente eléctrica através de deformações mecânicas, segundo o modo 31 explicado na secção 2.1.1.2.3. Cada uma das 4 fitas é composta por *Macro Fibras (MFC)* que oferecem alta performance, durabilidade e flexibilidade ao transdutor. As *Macro Fibras* consistem em barras piezoeléctricas rectangulares, “encaixadas” entre camadas de resina epóxi e entre películas de poliimida constituídas por eléctrodos. Os modelos de fita são desenvolvidas pela *NASA* e comercializadas pela *SmartMaterial Co.*



Figura 4.13 Laje como gerador piezoeléctrico

Cada uma destas fitas apresenta impedâncias capacitivas de 172nF, permitindo um alongamento máximo de 820ppm (*Parts Per Million*). Quer isto dizer que para cada metro de fita, 820µm de alongamento máximo é permitido. Como cada uma destas fitas apresenta 8.5cm de comprimento, cerca de 70µm de alongamento máximo será permitido. Alongamentos superiores poderão danificar o material. Como estas fitas apresentam comportamentos capacitivos, a geração de corrente será forçosamente função da frequência de excitação do material. Para avaliar o sinal de saída da laje, saltos a uma frequência de 3Hz foram efectuados por um sujeito de 60kg, resultando nos valores de tensão apresentados na Figura 4.14. A Figura 4.14 a) apresenta a tensão obtida sem aplicação de carga. Como esperado, o sinal tem apenas componente alterna, porém não apresenta valores positivos. Este factor pode ser explicado devido a este tipo de transdutores piezoeléctricos gerarem tensões negativas de maior amplitude em relação às tensões positivas. Como os transdutores apresentam impedância capacitiva, tornam-se lentos na resposta. Deste modo, como o tempo de salto é menor do que a resposta do transdutor para sinais positivos, apenas componentes negativas são observadas. A Figura 4.14 b) mostra os sinais à saída da laje mas com rectificação. Para a rectificação dos sinais AC para DC, implementou-se uma ponte rectificadora com 4 díodos de baixa corrente de fuga. Os díodos rectificadores escolhidos apresentam correntes de fuga de 1nA. A rectificação do sinal é necessária para efeitos de alimentação do circuito implementado. Essa tensão rectificada pode servir para carregar um supercondensador, ou pilha, até valores necessários para um correcto funcionamento do circuito.

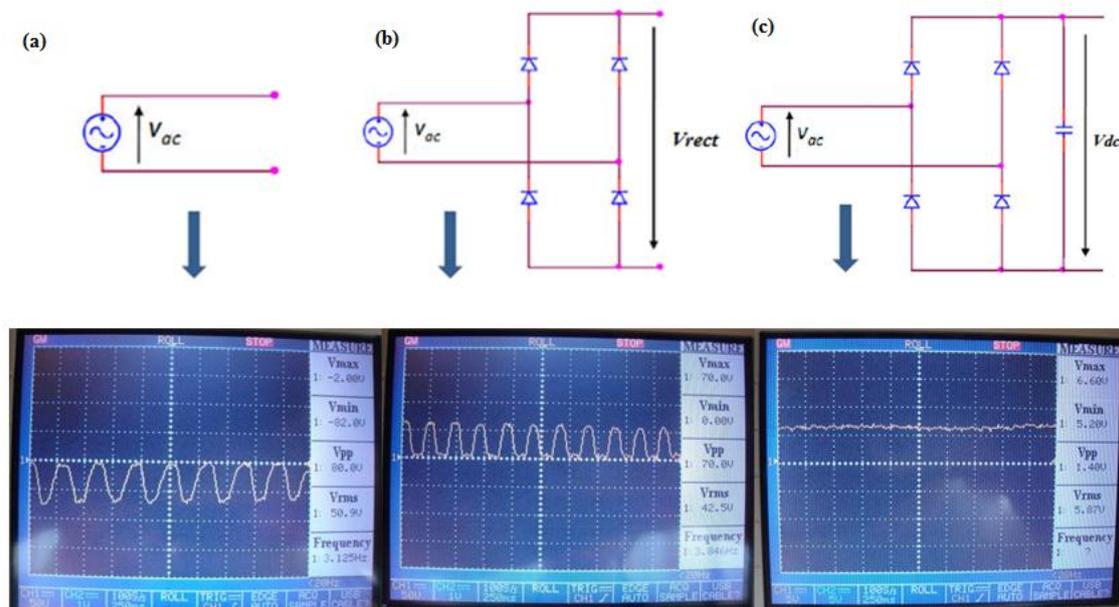


Figura 4.14 Sinal à saída do gerador, AC (a), c/ rectificação (b), DC (c)

A eficiência de conversão apresentada foi de 83.5% (tabela 4.14), ou seja, no processo de conversão AC para DC perdeu-se amplitude do sinal *Pico a Pico*, e conseqüentemente tensão *RMS* (*Root Mean Square*). A tensão *RMS* representa o valor médio do sinal em módulo, e pode ser usada

para o cálculo de eficiência de conversão, bem como para o cálculo da potência dissipada por uma determinada carga aos terminais dos transdutores depois da rectificação. De modo a obter um sinal contínuo depois da rectificação, o uso de um condensador pode ser considerado, Figura 4.14 c). Assim, a arcada crescente do sinal rectificado carrega o condensador até certo valor, sendo que na arcada decrescente o condensador descarrega. No entanto, se a frequência das arcadas for elevada, o condensador terá menos tempo para descarregar e deste modo o sinal de saída apresenta-se de certo modo rectificado. Este sinal pode ser usado para alimentar um circuito a uma tensão fixa, apresentando no entanto certas oscilações. Para o caso, foi usado um condensador de $22\mu\text{F}$, e para uma frequência de saltos de 3Hz a tensão média aos terminais do condensador fixou-se nos 5.87V. Note-se que caso a frequência de excitação fosse maior, a tensão média apresentaria valores mais elevados.

tabela 4.14 Eficiência da ponte rectificadora para laje piezoeléctrica

Tipo de Tensão	Tensão Pico a Pico (V)	Tensão RMS (V)	Eficiência de Conversão
Sem rectificação	80V	50,9V	83.5%
Com rectificação	70V	42,5V	

De modo a avaliar os valores de potência gerados pela laje piezoeléctrica, várias cargas resistivas foram testadas à saída dos transdutores em circuito aberto. Durante os saltos no gerador piezoeléctrico, os terminais da carga deverão apresentar um sinal de tensão alternado, sendo assim possível obter a corrente que passa pela carga e consequentemente o valor da potência dissipada. O valor dessa potência varia para diferentes cargas devido à impedância capacitiva apresentada pelos 4 transdutores piezoeléctricos, sendo assim necessário realizar uma adaptação de impedâncias. A Tabela 4.15 mostra os valores de potência dissipados por diversas cargas, resultando num gráfico apresentado na Figura 4.15.

Tabela 4.15 Valores de potência dissipada para diversas cargas

Carga (k Ω)	Tensão Pico a Pico (V)	Tensão RMS (V)	Potência (mW)
1	2,8	0,5	0,30
2	6,04	1,2	0,74
5	12,1	2,5	1,26
10	24,8	5,1	2,58
20	37,2	9,5	4,50
50	68,8	18,4	6,77
100	85,6	24,3	5,90

115	86,6	24,8	5,35
200	88,8	29,2	4,26
250	89,6	28,3	3,20
1000	93,6	32,6	1,06
2000	88	28,7	0,41

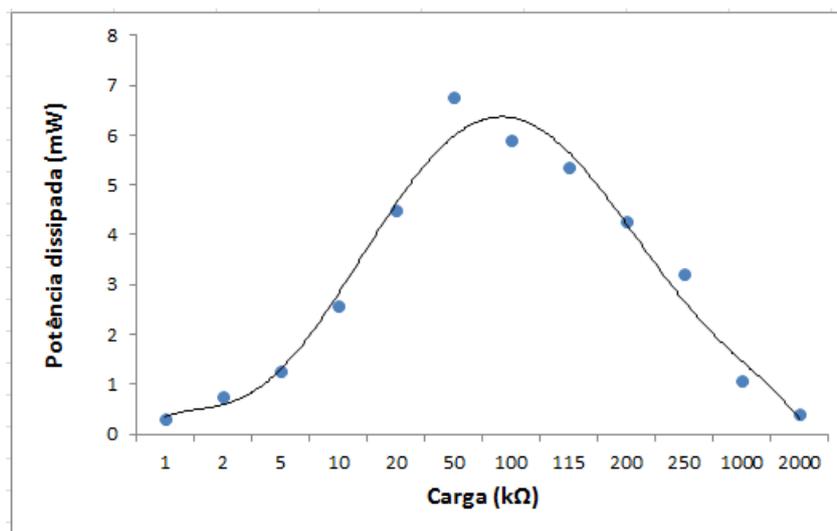


Figura 4.15 Potência dissipada para diversas cargas

Pela figura é possível verificar que cargas entre os 50kΩ e 115kΩ dissipam mais potência, com valores na ordem dos 6-7mW. Este é o valor espectável de ser gerado no caso do circuito electrónico a alimentar apresentar impedância de entrada perto das referidas. Para o trabalho em questão, estes valores de potência não são suficientes para alimentar todo o protótipo, no entanto estes valores seriam suficientes para alimentar o transmissor *wireless* com protocolo *ANT* e o microcontrolador em simultâneo.

4.5.3.2. Energia Recolhida através da Respiração

Uma nova fita piezoeléctrica foi testada para avaliar os montantes de energia possíveis de serem recolhidos durante os movimentos mecânicos realizados pela expansão torácica durante a respiração, Figura 4.16. A fita foi colada num material elástico, para posterior aplicação à volta do peito. Esta fita provém do mesmo fabricante das anteriormente testadas na laje, mas com dimensões diferentes. Esta fita apresenta comportamento capacitivo equivalente a 92nF e um alongamento máximo permitido de 670ppm.

Do mesmo modo que as experiências na laje, foram efectuadas respirações profundas pelo mesmo sujeito, e registados os sinais de saída da fita piezoeléctrica através do osciloscópio, Figura 4.17. A

Figura 4.17 a) apresenta os sinais obtidos sem aplicação de carga, sendo apenas lidos os sinais provenientes do transdutor em circuito aberto. Tal como esperado, o sinal apresenta apenas componente alterna, registando tensões de *Pico a Pico* de aproximadamente 100V. Como já antes referido, estes tipos de transdutores conseguem gerar altos níveis de tensão, mas baixos níveis de corrente. A Figura 4.17 b) mostra os sinais de saída rectificadas, usando a mesma ponte rectificadora da experiência anterior. A eficiência de conversão do ponto de vista da tensão *RMS* foi de 85%, valor apresentado na Tabela 4.16. Na Figura 4.17 c), o processo de carga de um condensador de 22 μ F é apresentado, obtendo-se deste modo um sinal contínuo de aproximadamente 3.2V. Este valor apresenta-se mais baixo do que o registado na experiência anterior, durante o processo de carga através de saltos na laje piezoeléctrica. Este facto deve-se, entre vários, à maior frequência de excitação do material por parte dos saltos, e também devido à maior potência possível de ser gerada por parte da laje, daí o processo de carga mais rápido e com maiores valores médios de tensão durante a carga do condensador.



Figura 4.16 Gerador piezoeléctrico para aplicação no peito



Figura 4.17 Sinal à saída do gerador, a) AC, b) c/ rectificação, c) Filtragem capacitiva

Tabela 4.16 Eficiência da ponte rectificadora para fita piezoeléctrica

Tipo de Tensão	Tensão Pico a Pico (V)	Tensão RMS (V)	Eficiência de Conversão
Sem rectificação	99.2V	31V	85%
Com rectificação	48.8V	26.4V	

Do mesmo modo que nas experiências realizadas na laje, várias cargas resistivas foram testadas à saída da fita transdutora em circuito aberto de modo a calcular a potência dissipada por cada carga. A Tabela 4.17 mostra os resultados obtidos, resultando num gráfico apresentado na Figura 4.18. Pela figura é possível verificar que cargas entre os 100kΩ e 200kΩ dissipam mais potência, com valores na ordem dos 500-600μW. Estes valores de potência apresentam-se uma ordem de grandeza mais baixos do que os produzidos pela laje piezoeléctrica. A potência produzida pela fita de peito não chega para alimentar o sistema implementado, pelo menos em funcionamento, mas poderá ser suficiente para alimentar qualquer outro dispositivo electrónico com consumos inferiores a 1mW.

A implementação de um sistema mecânico que permita maiores alongamentos da fita piezoeléctrica durante esforços mínimos de respiração poderia elevar os valores de potência registados. Uma outra solução seria a colagem de uma nova fita de igual comprimento, mas do lado oposto e ligadas em paralelo. Assim, a corrente produzida por uma fita no acto da exalação de ar somaria à corrente produzida pela outra no acto da inspiração. Deste modo, poderia esperar-se os mesmos valores de tensão produzidos pela fita, mas valores de corrente mais elevadas.

Tabela 4.17 Valores de potência dissipada para diversas cargas

Carga (kΩ)	Tensão Pico a Pico (V)	Tensão RMS (V)	Potência (μW)
1	0,48	0,10	10,01
2	1,04	0,22	24,42
5	3,26	0,56	61,83
10	4,92	1,05	110,25
20	10,1	2,09	218,41
50	29	4,10	336,20
100	38,4	7,76	602,18
200	71,2	11,20	627,20
400	72	12,60	396,90
500	72,3	12,90	332,82
600	64,8	9,57	152,64
1000	67,2	8,53	72,76
2000	73,6	10,20	52,02

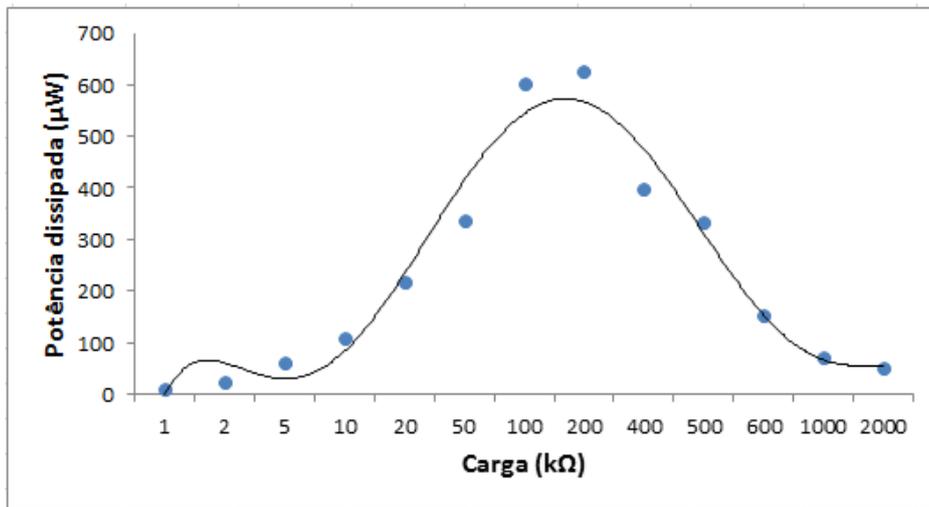


Figura 4.18 Potência dissipada para diversas cargas

4.5.3.3. Conversor Buck

Um estabilizador de tensão foi integrado com o transdutor de energia aplicado à fita de peito, e testado por forma a garantir uma tensão fixa na sua saída, que poderá ser usada para alimentar o protótipo que comporta o sensor de velocidade de onda de pulso implementado. Este circuito integra uma ponte rectificadora com baixa corrente de fuga, e um conversor *Buck* muito eficiente que garante uma tensão fixa à saída do circuito.

O funcionamento do circuito é simples, baseando-se em sucessivos “*feedbacks*” do sinal de saída, ligando e desligando o conversor *Buck* de modo a manter uma tensão fixa no condensador de saída. A entrada do circuito recebe o sinal alternado proveniente do transdutor de energia aplicado à fita de peito, que depois de rectificado é usado para carregar um condensador intermédio. O condensador à saída do circuito serve como fonte de tensão, e conforme necessite, retira energia armazenada do condensador intermédio, apresentando assim uma tensão fixa aos seus terminais. A entrega de energia do condensador intermédio para o condensador de saída é controlada pelo conversor *Buck*, que está constantemente a ler o sinal de saída garantindo assim uma tensão constante no condensador de saída.

Enquanto a saída do circuito apresentar um valor de tensão dentro dos limites aceitáveis, o conversor *Buck* entra em modo de repouso, garantindo deste modo um baixo consumo geral. Quando a tensão de saída do conversor já não estiver dentro de um intervalo aceitável, então o conversor *Buck* volta ao seu funcionamento normal. Este circuito permite escolher uma de quatro diferentes tensões à saída, entre elas 1.8V, 2.5V, 3.3V e 3.6V. As tensões de saída são escolhidas conforme a ligação de dois pinos do circuito, podendo estes estarem ligados em modo *Low* ou *High*. A Figura 4.19 apresenta um circuito simplificado deste estabilizador de tensão.

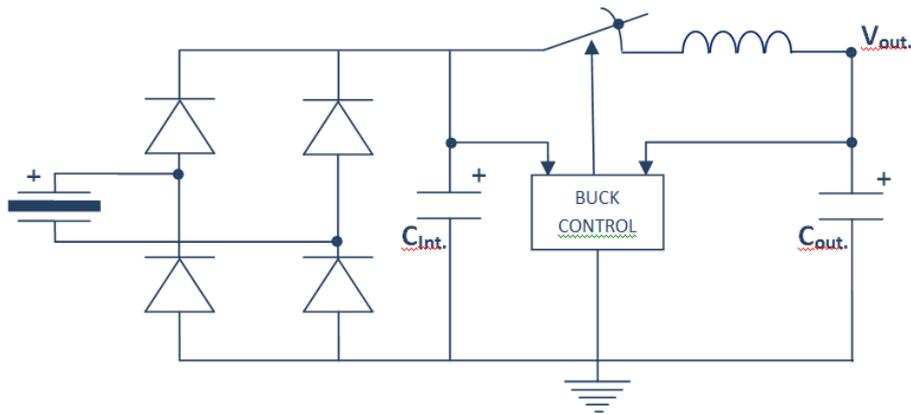


Figura 4.19 Circuito simplificado do estabilizador de tensão

4.5.3.4. Aplicação do conversor Buck DC-DC à fita de peito

Experiências foram realizadas tendo em vista a integração do estabilizador de tensão com a fita piezoelétrica aplicada ao peito. Para as experiências, respirações profundas foram produzidas pelo mesmo sujeito, tendo-se registado os tempos ao qual o conversor garantia as quatro tensões fixas aos terminais do condensador de saída, sem aplicação de carga. O condensador intermédio escolhido apresenta uma capacitância de $10\mu\text{F}$, e o condensador de saída apresenta $47\mu\text{F}$. A Figura 4.20 e a Figura 4.21 apresentam os valores de tensão mais relevantes do circuito, durante o funcionamento. Em cada figura, o sinal azul representa o processo de carga do condensador intermédio através da rectificação do sinal de tensão alternado proveniente da fita piezoelétrica durante as respirações profundas. Os sinais amarelos representam os valores de tensão aos terminais do condensador de saída do circuito.



Figura 4.20 Sinal de saída do circuito, a) 1.8V, b) 2.5V



Figura 4.21 Sinal de saída do circuito, c) 3.3V, d) 3.6V

Pelas figuras verifica-se que o processo de carga do condensador de saída torna-se mais lento, quanto maior for a tensão de saída escolhida aos seus terminais e quanto maior for o valor da capacitância escolhida. Em cada experiência, tempos de respiração profunda de 5.8 seg., 9.10 seg., 11.30 seg. e 15.50 segundos foram necessários para atingir respectivamente uma tensão aos terminais do condensador de saída de 1.80V, 2.52V, 3.32V e 3.60V. Em ambos os testes é possível observar que a dada altura, o valor de tensão rectificado (azul) estabiliza, e depois volta a aumentar. Esta etapa de estabilização corresponde ao período de funcionamento do conversor *Buck*, altura em que o sinal de saída (amarelo) aumenta até atingir o valor de saída escolhido.

As experiências realizadas demonstram que os movimentos mecânicos realizados pelo peito durante a respiração podem ser utilizados como fonte de energia. O protótipo de fita de peito com um transdutor piezoeléctrico colado apresenta-se capaz de gerar valores de potência suficientes para interagir com um conversor *Buck* muito eficiente, e capaz de providenciar tensões fixas à sua saída. Essas tensões podem alimentar dispositivos electrónicos que apresentem consumos de potência abaixo de 1mW, e impedâncias de entrada perto dos 200k Ω .

Os valores de potência obtidos pelo transdutor piezoeléctrico podem ainda ser melhorados, com uma melhor adaptação dos circuitos electrónicos usados, e com uma optimização da construção mecânica da fita aplicada ao peito. Uma melhor construção pode implicar uma máxima compressão do transdutor piezoeléctrico durante mínimos esforços de respiração, gerando assim valores mais altos de potência.

Capítulo 5

Conclusões

5.1. Conclusões Gerais

De modo geral, os objectivos da presente dissertação foram cumpridos. Os testes realizados pelo sensor fotopletismográfico implementado mostram uma curva pletismográfica idêntica à das apresentadas na literatura. A distorção dos sinais obtidos apresentaram-se como um grande obstáculo no desenvolvimento do trabalho, no entanto a projecção com especial cuidado de todos os módulos que constituem o sensor permitiu uma grande atenuação de ruído. A remoção automática da componente contínua do sinal pletismográfico através de um conversor *DAC* veio a revelar-se muito importante na visualização da componente alternada. Os componentes electrónicos de cada módulo passaram por um processo de escolha muito criterioso no sentido de todos apresentarem o mais baixo consumo possível. A excepção é feita ao módulo de transmissão dos sinais via cabo, em que o conversor *MAX232* responsável pela comunicação através do protocolo *RS232* apresenta um consumo de corrente muito elevado em relação aos outros componentes.

Testes teóricos e práticos mostraram que o protótipo implementado apresenta um consumo de potência abaixo dos 10mW em funcionamento, e um consumo de 1.2 μ W em repouso, caso não seja considerado o conversor *MAX232*. A utilização do mesmo implica um consumo global perto dos 80mW, 8 vezes maior portanto. Deste modo, estudou-se a hipótese de substituir o módulo *MAX232* por um módulo capaz de transmitir dados sem fio (*wireless*). Pesquisas revelaram que os protocolos *Bluetooth*, *UWB*, *Wi-Fi* e *Zigbee* são os mais comuns na transmissão de dados sem fio, no entanto ambos ainda apresentam elevados consumos de corrente. Um recente protocolo de transmissão de dados sem fio denominado *ANT* apresenta-se como a melhor alternativa para envio de informação. Este protocolo realiza consumos de corrente centenas de vezes inferior aos outros mencionados, mantendo a mesma performance dos restantes. Deste modo foi calculado o consumo global que o sensor implementado efectuará com este protocolo, resultando num consumo global de 15mW a uma taxa de envio de dados de 38400 bits por segundo.

Tendo conhecimento do consumo global do sensor implementado com transmissão de dados sem fios (3V, 5mA, 15mW), considerou-se a possibilidade de alimentação através de baterias. Estudos realizados revelam que o sensor poderá idealmente obter uma autonomia de vários anos, recorrendo a apenas uma pilha do tipo *CR2477*. O termo idealmente é referido pois não é tido em conta a descarga natural deste tipo de baterias ao longo da sua utilização, no entanto uma autonomia de longos períodos

de tempo são assegurados. O recurso a supercondensadores como fonte de alimentação do sensor implementado também foi considerado. Cálculos revelam que um condensador de 1F a actuar como fonte de alimentação durante 60 segundos, sofre uma queda tensão aos seus terminais de 230mV. A mesma experiência para uma capacitância de 2F foi efectuada, verificando-se uma queda de tensão de 103mV. As elevadas quedas de tensão aos terminais do supercondensador durante o funcionamento do protótipo apresentam-se como uma grande desvantagem em relação às baterias, no entanto estes supercondensadores podem fornecer grandes descargas de corrente, mas só durante curtos períodos de tempo resultando em pequenas densidades de energia. Pelo contrário, as baterias fornecem menores valores de corrente, resultando em menores valores de potência. No entanto, esses valores de corrente podem manter-se durante longos períodos de tempo resultando no armazenamento de grandes densidades de energia. Para os supercondensadores se apresentarem como uma opção viável, devem apresentar centenas de Farads de capacidade, resultando assim em menores quedas de tensão aos seus terminais durante o funcionamento do protótipo. Porém, centenas de Farads de capacidade implicam custos monetários muito elevados, além de ser necessário realizar constantemente um processo de carga do supercondensador. Estas fontes de alimentação apresentam-se como melhores opções na aplicação de *UPS* em instalações eléctricas durante a falha de energia da rede, podendo fornecer quantidades de potência.

O custo monetário efectivamente mais baixo das baterias, bem como a garantia de tempos de vida superiores devido às grandes densidades de energia que estas armazenam fazem delas a escolha normal para a alimentação de um sensor de velocidade de onda de pulso como o implementado nesta dissertação.

Experiências sobre a possibilidade de recolha de energia através do corpo humano também foram realizadas, com recurso a geradores de energia baseados no efeito piezoeléctrico. Os saltos de uma pessoa de 60kg numa laje piezoeléctrica dissipam 7mW de potência eléctrica numa carga de teste, valor suficiente para alimentar o microcontrolador usado no protótipo, bem como o módulo de transmissão de dados sem fios em simultâneo. Experiências sobre a energia possível de ser recolhida através dos movimentos mecânicos provocados pelo peito de uma pessoa durante a respiração também foram realizadas, recorrendo-se para esse fim a um transdutor piezoeléctrico colado numa fita aplicada ao longo do peito. Valores de potência eléctrica próximos de 1mW foram dissipados por uma carga de teste durante respirações profundas. Este valor não serve para alimentar o protótipo implementado, no entanto poderá ser útil na alimentação de sistemas do tipo *MEMS*. Um circuito estabilizador de tensão que integra um conversor *buck* foi ensaiado de modo a receber à sua entrada os sinais gerados pelo transdutor aplicado na fita de peito, devolvendo uma tensão fixa aos terminais de um condensador de saída. Os resultados mostram que um condensador de 47 μ F leva 9 segundos a ser carregado até uma tensão fixa de 3.3V, valor de tensão suficiente para alimentar a maior parte de sensores sem fios existentes no mercado. Este processo de carga foi efectuada durante respirações profundas.

Todo o trabalho desenvolvido nesta dissertação foi efectuado nas instalações da empresa *NMT – Tecnologia, Inovação e Consultoria, Lda.*, uma empresa *start-up* da FCT UNL, sediada no *Madan Parque*. Em algumas tarefas foram igualmente utilizados recursos do *DEE* (Departamento de Engenharia Electrotécnica) e *DEMI* (Departamento de Engenharia Mecânica e Industrial) da *Faculdade de Ciências e Tecnologia – Universidade Nova de Lisboa*.

5.2. Trabalhos Futuros

Um dos trabalhos futuros passa pela implementação do sensor pletismográfico numa placa de circuito impresso (*PCB*), recorrendo à tecnologia *SMD*, reduzindo deste modo os consumos energéticos globais do sensor, aumentando assim a sua autonomia. Com esta tecnologia, o ruído associado a todos os componentes electrónicos usados, bem como à placa de teste (*breadboard*) deverá ser atenuado, permitindo obter uma curva pletismográfica mais correcta, e deste modo proceder ao cálculo da velocidade de onda de pulso de modo mais fiável. O módulo de transmissão de dados por cabo deverá ser substituído por um módulo de transmissão de dados sem fios, recorrendo a um qualquer protocolo que apresente baixo consumo. O encapsulamento do sensor óptico (*LED+fotodíodo*) deverá ser considerado, de modo a não permitir que a luz proveniente do exterior afecte a veracidade dos sinais obtidos. Um *software* robusto deverá ser implementado de modo a proceder aos cálculos da velocidade de onda de pulso de determinado paciente. Para o efeito, a aquisição de dois sinais obtidos em duas regiões diferentes do corpo é necessária.

Melhoramentos devem ser efectuados quanto à geração de energia através da expansão torácica durante as respirações. Uma melhor construção mecânica da fita aplicada ao peito deve ser realizada, de modo a que o transdutor piezoeléctrico gere maiores quantidades de potência durante esforços mínimos de respiração. Assim, os valores resultantes serão mais aproximados aos valores de potência necessários para a alimentação do sensor fotopletismográfico implementado em tecnologia *SMD*.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Bibliografia

Livros

- * (Graeme, 1996), Graeme J.G. Photodiode Amplifiers. McGraw Hill, New York, 1996;

Teses

- * (Shen, 2009), Shen D. Piezoelectric Energy Harvesting Devices For Low Frequency Vibration Applications. (PhD). Auburn University, Alabama 2009;
- * (Roundy, 2003), Roundy S.J. Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion. (PhD). University of California, Berkeley 2003;
- * (Mitcheson, 2005), Mitcheson P. D. Analysis and Optimization of Energy-Harvesting Micro-Generator Systems (PhD). University of London, London 2005;

Artigos e Conferências

- * (Roundy et al., 2002), Roundy S. Wright P. K. and Pister K. S. 2002. Micro Electrostatic Vibration to Electricity Converters. ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, New Orleans, Louisiana, USA;
- * (Williams and Yates, 1995), Williams, C. B. and Yates R. B. 1995. Analysis of a micro-electric generator for Microsystems. Transducers 95/ Eurosensors IX, p.369 – 372;
- * (Amirtharajah and Chandrakasan, 1998), Amirtharajah R. Chandrakasan A. P. 1998. Self-Powered Signal Processing Using Vibration-Based Power Generation. IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 33, No. 5, pp. 687-695;
- * (Chapius et al., 1956), Chapius A. and Jaquet E. 1956. The History of the Self Winding Watch, 1770.1931. Geneva: Roto-Sadag S. A., 1956;
- * (El-Hami et al., 2001), El-Hami M. Glynn-Jones P. White N. M. Hill N. Beeby N. James E. Brown A. D. and Ross J. N. 2001. Design and Fabrication of a new Vibration-Based Electromechanical Power Generator. Sensors and Actuators A, Physical, vol. 92, pp. 335-342;
- * (Chandrakasan et al., 1999), Meninger S. Mur-Miranda J. O. Amirtharajah R. Chandrakasan A. and Lang J. 1999. Vibration-to-Electric Energy Conversion, in Low Power Electronics and Design. International Symposium pp. 48-53;
- * (Paradiso et al., 1998), Kymissis J. Kendall C. Paradiso J. and Gershenfeld N. 1998. Parasitic Power Harvesting in Shoes. Digest of technical papers, Wearable Computing, Second International Symposium pp. 132-139;

- * (Segal et al., 1997), Segal D. and Bransky I. 1997. Testing of a Piezoelectric Generator for In-Flight Electrical Powering of Electrical Guidance Systems. *Ferroelectrics*, vol. 202, pp. 81-85;
- * (Veefking, 2003), Veefkind M. 2003. Industrial Design and PV-power, challenges and barriers. Proceedings of the ISES Solar World Congress, Göteborg, Sweden;
- * (Benito, 2004), Benito E. 2004. Inventores espanoles desarrollan un marcapasos solar. *El Pais*, 21 September 2004;
- * (Angrist, 1991), Angrist S. W. 1971. Direct energy conversion, Allyn and Bacon, Inc. Boston;
- * (Starner and Paradiso, 2004), Starner T. and Paradiso J. 2004. Human generated power for mobile electronics, C.(ed), *Low-Power Electronics*, CRC Press, Chapter 45;
- * (Starner, 1996), Starner, T. 1996. Human Powered Wearable Computing. *IBM Systems Journal*, Vol. 35, No. 3 & 4, pp. 618-629;
- * (Fernandes et al., 2011), Fernandes F. Silva A.C. Vassilenko V. 2011. Avaliação das propriedades mecânicas dos vasos sanguíneos. 4º Congresso Nacional de Biomecânica. Coimbra, Portugal 2011;
- * (Vassilenko et al., 2008), Vassilenko V., Vale A.C., Silva A.C., Pavlov S. 2008. Improvement of PPG methodology for arterial stiffness assessment. IV International Conference on optoelectronic Information Technologies “PHOTONIC-ODS 2008”. Vinnytsia, Ukraine 2008;
- * (Vale et al., 2008), Vale A.C. Silva A.C. Ferreira J.L. Vassilenko V. 2008. Parametrização de sensores de sinal fotopletoislográfico para o estudo dos vasos sanguíneos. 16ª Conferência Nacional de Física. Lisboa, Portugal 2008.
- * (J. Solà et al., 2010), Solà J. Rimoldi S. F. and Allemann Y. 2010. Ambulatory monitoring of the cardiovascular system: The role of pulse wave velocity. *New Developments in Biomedical Engineering*. Austria: Intech, 2010;
- * (Jin-Shyan Lee et al., 2007), Lee Jin-Shyan. Su Yu-Wei. and Chung-Chou Shen. 2007. A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi. The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2007, Taipei, Taiwan;

Patentes

- * (Enger, 1979), C. C. Enger, “Implantable Biotelemetry Transmitter and Method of Using Same”, U.S. Patent 4,177,800, December, 1979;
- * (Hayakawa, 1991), M. Hayakawa, “Electric Wristwatch with Generator”, U.S. Patent 5,001,685, March, 1991;
- * (Snyder, 1983), D. S. Snyder, “Vibrating Transducer Power Supply for use in Abnormal Tire Condition Warning Systems”, U.S. Patent 4,384,382, May, 1983;