



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR  
Faculdade de Engenharia

# **Transdutores Piezoelétricos na Recolha da Energia Cinética das Vibrações**

**César Gonçalo Martinho Lima**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
**Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**  
(2º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor António Eduardo Vitória do Espírito Santo

**Covilhã, Outubro de 2018**



# Agradecimentos

A presente dissertação de mestrado marca o fim de uma longa jornada académica. A sua concretização contou com importantes apoios e incentivos aos quais gostaria de exprimir os meus sinceros agradecimentos.

Ao meu orientador, Professor Doutor António Eduardo Vitória do Espírito Santo, por toda a sua disponibilidade, dedicação, competência científica e pela amizade e apoio em todos os momentos.

A todos os elementos do laboratório, pela ajuda oferecida e pelas conversas que tornaram as horas de trabalho mais alegres.

Ao Sr. Paulo Guerra, pela colaboração e pela disponibilização do material necessário à concretização desta dissertação.

Aos meus pais e à minha irmã, por todo o apoio e motivação dada ao longo de todo o meu percurso académico.

Aos meus amigos da Covilhã, por toda a amizade e bons momentos passados ao longo destes últimos anos.

À Sofia, por todo o incentivo, ajuda e carinho dados



*“If you want to find the secrets of the Universe,  
think in terms of energy, frequency, and vibration”*

(Nicolas Tesla)



Este trabalho foi desenvolvido no âmbito do projeto *Energy and Water Systems Integration and Management (EdgeWise)*, apoiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia (FCT), com a referência ERANETMED/0004/2014, enquadrado na iniciativa ERANETMET dos Estados Membros, Países Associados e Países Parceiros Mediterrâneos (Projeto com o ID *eranetmed\_nexus-14-044*).



## Resumo

Esta dissertação tem como principal objetivo desenvolver um sistema de recolha e regulação de energia tendo por base o efeito piezoelétrico, capaz de alimentar dispositivos sensores associados à monitorização de pressão, num sistema de distribuição de água. Neste seguimento, foi projetado e desenhada uma placa de circuito impresso, baseado num conversor DC-DC, fazendo a ligação entre o transdutor à entrada da placa e o microcontrolador à saída. Através do sensoriamento da pressão interna das tubagens, numa rede distribuição de água, é possível detetar uma fuga de água e assim, evitar o desperdício. Dado que estes dispositivos poderão encontrar-se em sítios debaixo de solo, de difícil acesso, torna-se importante dimensionar um sistema energeticamente autossuficiente, com o intuito de evitar o uso de baterias nestes dispositivos. A passagem de água na tubagem produz turbulência o seu interior, dando origem à criação de vibrações mecânicas na sua superfície. Através do uso de um transdutor piezoelétrico devidamente acoplado, é possível aproveitar a energia cinética das vibrações, para gerar energia elétrica. Adicionalmente, procedeu-se à programação do microcontrolador *Giant Gecko EFM 32* de maneira a que este seja capaz de realizar tarefas de monitorização de pressão num modo de baixo consumo energético.

## Palavras-chave

Microcontrolador, Dispositivos sensores, Transdutor piezoelétrico, Sensor de pressão, conversor DC-DC, placa de circuito impresso, *Giant Gecko EFM 32*.



# Abstract

The main goal of this dissertation is the development of a piezoelectric energy harvesting system capable of power smart sensors for pressure monitoring application in a water conduction system. In this way, a print circuit board based on a DC-DC converter was designed and produced, making the connection between the transducer (input) and the microcontroller (output). By sensing the internal pressure of the pipes in a water distribution network, it is possible to detect a water leak and thus avoid waste. As these devices may be in underground places of difficult access, it is important to design a self-sufficient energy harvesting system to avoid the use of batteries. Water circulation in a pipe can produce turbulence, resulting the creation of mechanical vibrations on its surface. Through the use of a piezoelectric transducer it is possible to convert the kinetic energy produced by these vibrations into electrical energy. In addition, the *Giant Gecko EFM 32* microcontroller was programmed to be able to perform pressure sensing tasks, in a low power mode.

# Keywords

Microcontroller, Sensor devices, Piezoelectric transducer, Pressure sensor, DC-DC converter, *printed circuit board*, *Giant Gecko EFM 32*.



# Índice

Capítulo 1 .....	1
1. Motivação, enquadramento do trabalho e estrutura da tese .....	1
1.1. Contextualização .....	1
1.2. Objetivo .....	2
1.3. Organização da dissertação.....	3
Capítulo 2 .....	5
2. Transdutores piezoelétricos na recolha de energia das vibrações .....	5
2.1. Princípio de funcionamento da piezoelectricidade .....	5
2.2. Recolha de energia das vibrações utilizando dispositivos piezoelétricos.....	11
2.2.1. Análise geral de conversão de energia cinética em elétrica.....	11
2.2.2. Transdutores piezoelétricos .....	15
2.3. Sistematização de soluções desenvolvidas .....	22
Capítulo 3 .....	29
3. Validação experimental do transdutor .....	29
3.1. Características gerais do transdutor piezoelétrico .....	29
3.2. Configuração da instalação experimental.....	30
3.2.1. Instalação do transdutor piezoelétrico .....	31
3.3. Procedimento experimental .....	32
3.4. Determinação da resistência de carga ótima.....	35
Capítulo 4 .....	39
4. Conversão e regulação de energia .....	39
4.1. Esquema funcional de eletrónica de regulação .....	39
4.1.1. Análise do componente integrado LTC3588-1 .....	40
4.1.2. Introdução ao <i>Kit</i> de recolha de energia .....	41
4.2. Projeto, construção e validação do regulador .....	44
Capítulo 5 .....	49
5. Aplicação experimental .....	49
5.1. Ilustração do caso de aplicação.....	49

5.2. Sensor de pressão FSR aplicado ao MCU <i>gecko</i> .....	52
5.2.1. Avaliação do perfil energético do sistema de sensoriamento .....	56
5.3. Vibrações mecânicas induzidas numa tubagem .....	58
Capítulo 6 .....	61
6. Conclusão.....	61
6.1. Visão geral e discussão de resultados.....	61
6.2. Sugestão de trabalhos futuros .....	63
Referências Bibliográficas.....	65

## Lista de Figuras

Figura 2.1: Ilustração esquemática de dois mecanismos eletromecânicos (efeito piezoelétrico direto (a) e inverso (b) [6].	6
Figura 2.2: Disposição aleatória dos dipolos moleculares numa estrutura policristalina (a); a mesma estrutura resultante duma polarização resultante de uma forte indução elétrica - poling (b); disposição permanente dos dipolos a seguir ao processo poling (c).	7
Figura 2.3: Esquema de três estados duma estrutura molecular piezoelétrica: estrutura molecular Neutra/apolar (a); força de tração submetida na estrutura (b); força de compressão aplicada na estrutura (c).	8
Figura 2.4: Esquema funcional dos dois métodos mecânicos para extrair energia de um material piezoelétrico [7].	8
Figura 2.5: Fluxograma do processo de conversão de energia através de um transdutor piezoelétrico [7].	10
Figura 2.6: Modelo geral do mecanismo de recolha de energia através de vibrações mecânicas.	11
Figura 2.7: Ilustração esquemática de exemplos de um transdutor eletrostático (a), eletromagnético (b) e piezoelétrico (c) [2].	12
Figura 2.8: Modelo de um circuito referente a um gerador piezoelétrico.	16
Figura 2.9: Exemplo de um gerador piezoelétrico bimorph em configuração cantilever no momento em que sofre uma deflexão em resultado da força (F) [9].	18
Figura 2.10: Representação de dois modos de operação em transdutores bimorph montados numa configuração cantilever: em série (a) e paralelo (b) [16].	19
Figura 2.11: Modelo de um circuito equivalente associada a um transdutor piezoelétrico em cantilever [10].	19
Figura 2.12: Duas configurações com diferentes designs de um gerador piezoelétrico em cantilever.	23
Figura 2.13: Modelo adaptado de um elemento piezoelétrico com um conversor DC-DC adaptado.	24

Figura 2.14: Funcionamento gerado de um conversor buck nos dois estados de funcionamento: estado ON (a) e estado OFF (b). .....	25
Figura 2.15: Modelo prático de um circuito referente a um regulador de tensão Buck.....	26
Figura 2.16: Potência máxima transferida em função da capacidade de um condensador à saída dum circuito de recolha de energia piezoelétrica. ....	27
Figura 3.1: Modelo esquemático de duas configurações possíveis do respetivo transdutor piezoelétrico: (a) configuração em cantiveler e (b), em viga simples. ....	29
Figura 3.2: Morfologia do transdutor piezoelétrico, sendo a camada em tons de cinza correspondente às camadas piezoelétricas ativas. ....	29
Figura 3.3: Sistema de vibrações mecânicas induzidas por um woofer (1), ligado a um amplificador de sinal (2). ....	31
Figura 3.4: Varão oscilador (1), com o transdutor piezoelétrico (2), acoplado em <i>cantiveler</i> através do fixador desenhado no <i>Solidworks</i> (3).....	32
Figura 3.5: Modelo esquemático da banca de trabalho com a devida instrumentação para o procedimento experimental. ....	33
Figura 3.6: Ilustração da instalação experimental necessária: 1) Transdutor piezoelétrico; 2) Oscilador mecânico; 3) Osciloscópio; 4) Amplificador de sinal; 5) Gerador de sinal; 6) Amperímetro; 7) Voltímetro; 8) Potenciómetro. ....	34
Figura 3.7: Variação da frequência das vibrações produzidas por um woofer, em função da tensão elétrica gerada em circuito aberto num transdutor piezoelétrico;.....	35
Figura 3.8: Evolução da potência gerada em função do aumento da resistência de carga, para uma frequência de excitação de 15, 20 e 25Hz. ....	36
Figura 4.1: Processo geral dum sistema de recolha, regulação e armazenamento de energia piezoelétrica através dum circuito adaptado.....	39
Figura 4.2: Sistema de funcionamento interno do circuito integrado LTC3588-1.....	41
Figura 4.3: Kit de recolha de energia DC2080: (A) Componente associada à recolha de várias fontes de energia, por exemplo, piezoelétrica (1); (B) Microcontrolador EFM 32 Giant Gecko. ....	42
Figura 4.4: Módulo do circuito de recolha de energia piezoelétrico ligado ao Header do microcontrolador EFM 32 Giant Gecko, controlado pelos circuitos integrados LTC2935-2 e LTC3588-1.....	43

Figura 4.5: Esquemático do circuito de sistema proposto de recolha de energia. ....	45
Figura 4.6 Representação do Hardware das duas faces da placa de circuito impresso. ....	46
Figura 4.7: Tensão alternada gerada pelo transdutor piezoelétrico (a); Tensão retificada no condensador de entrada Crect em Vin. ....	48
Figura 4.8: Tensão no banco de condensadores em Vout (a), tensão à entrada do microcontrolador em VMCU (b). ....	48
Figura 5.1: Esquema de funcionamento de um sistema de deteção de fugas de água, a partir de um sensor resistivo. ....	51
Figura 5.2: Perfil energético de um sensor resistivo durante o período de medição e transmissão de dados. ....	51
Figura 5.3: Hardware do esquema de ligação entre o sensor e o MCU (a) e o circuito equivalente (b) ....	53
Figura 5.4: Diagrama sequencial do código implementado ....	54
Figura 5.5: Gráfico do <i>Energy Profiler</i> do código implementado referente à monitorização de pressão.....	57
Figura 5.6: Gráfico do <i>Energy Profiler</i> do MCU, em destaque duas medições <i>realizadas</i> . ....	57
Figura 5.7: Ilustração do mecanismo gerador de vibrações pelo fluxo de água: 1) Corpo oco triangular; 2) superfície flexível onde é exercido uma pressão. ....	58
Figura 5.8: Estrutura física do bloco gerador de vibrações: 1) Varão oscilador; 2) Transdutor piezoelétrico; 3) Membrana flexível; 4) Corpo oco triangular. ....	59
Figura 5.9: Montagem do bloco gerador das vibrações com as estruturas auxiliares A e B: 1) Varão oscilador; 2) Transdutor piezoelétrico; 3) Membrana flexível; 4) Corpo oco triangular inserido no interior da caixa. ....	59
Figura 6.1: Sistema de fluxo de água em circuito fechado: 1) Motor trifásico; 2) Reservatório de água; 3) Transdutor piezoelétrico; 4) Bloco gerador das oscilações.....	63



## Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Coeficientes de conversão eletromecânica de alguns materiais piezoelétricos [6].9	
Tabela 2.2: Comparação dos 3 tipos de transdutores eletromecânicos [2] [9]. .....	15
Tabela 3.1: Especificações técnicas do transdutor piezoelétrico utilizado nesta dissertação.	30
Tabela 3.2: Modelo exemplar de um ensaio experimental, para um determinado valor de frequência, com o fim de obter a resistência de carga ótima. ....	34
Tabela 3.3: Valores obtidos da resistência de carga ótima e a respetiva potência gerada, para vários valores de frequência. ....	37
Tabela 4.1: Opção de seleção de valores dos limiaries de tensão e da tensão de saída nos componentes LTC2935-2 e LTC3588-1, respetivamente. ....	46
Tabela 5.1: Exemplo da variação aproximada da tensão gerada em função do aumento de pressão num sensor resistivo, alimentado por uma fonte de 3.3 V. ....	53
Tabela 6.1: Conjunto de valores referentes ao desempenho do transdutor, para 25 Hz. ....	61
Tabela 6.2: Conjunto de valores referentes ao consumo médio energético no sensor de pressão. ....	62



# Nomenclatura

D	Campo de deslocamento elétrico [ $C/m^2$ ];
d	Constante piezoelétrica [ $C/N$ ];
$\sigma$	Tensão mecânica por unidade de área [ $N/m$ ];
$\epsilon$	Permissividade elétrica do material [ $F/m$ ];
E	Campo vetorial elétrico [ $N/C$ ];
$\delta$	Vetor de deformação mecânica [ $m^2/N$ ];
Y	Módulo de Young [Pa];
$E_{m,t,s,e,p}$	Estádios da conversão energética mecânica-elétrica [J];
$\eta_{me}$	Rendimento na conversão energética mecânica-elétrica;
$\eta_m$	Rendimento na conversão de energia cinética a partir de uma excitação;
M	Massa de um corpo inserido no sistema massa mola amortecedor [Kg];
K	Constante de elasticidade de uma mola [ $N/m$ ];
$C_m$	Constante de amortecimento mecânico;
$y(t)$	Excitação sinusoidal [m];
$z(t)$	Posição relativa do movimento [m];
$\dot{z}$	Primeira derivada da posição Z, velocidade [m/s];
$\ddot{z}$	Segunda derivada da posição Z, aceleração [ $m^2/s$ ];
U	Densidade energética máxima [ $J/m^3$ ];
$\epsilon_0$	Permissividade elétrica no vácuo;
B	Intensidade do campo magnético [T];
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do vázio [H/m];
$R_s$	Resistência interna do transdutor piezoelétrico [ $\Omega$ ];
$C_p$	Capacidade dos elétrodos do transdutor piezoelétrico [F];
$R_{carga}$	Resistência de carga [ $\Omega$ ];
P	Potência gerada [W];
$V_{carga}$	Tensão dissipada nos terminais da resistência de carga [V];
$V_{OC}$	Tensão alternada gerada no transdutor piezoelétrico [V];
F	Força mecânica exercida no sistema mecânico [N];
P	Vetor de polarização dos dipolos na estrutura cristalina piezoelétrica;
m	Massa de um corpo inserido na extremidade da viga piezoelétrica [Kg];

$L_m$	Bobina associada à massa do elemento $m$ [H];
$R_b$	Resistência associada ao amortecimento mecânico no sistema [ $\Omega$ ];
$C_K$	Condensador associado ao módulo de <i>Young</i> no sistema eletromecânico [F];
$n^*$	Número de espiras do transformador;
$t_c$	Espessura de uma única camada ativa do material piezoelétrico [mm];
$\zeta_m$	Fator de amortecimento mecânico;
$\zeta_e$	Fator de amortecimento elétrico;
$w$	Frequência das vibrações no sistema [HZ];
$C_{rect}$	<i>Capacidade do</i> condensador à entrada do circuito regulador [F];
$C_{carga}$	Capacidade do banco de condensadores no circuito regulador, à saída do conversor DC-DC [F].

## Lista de Acrónimos

ADC	<i>Analogic to discret converter</i>
AC	<i>Alternating current;</i>
DC	<i>Direct current;</i>
FSR	<i>Force sensitive resistor;</i>
GPR	<i>Ground-penetrating radar;</i>
LED	<i>Light emitting diode;</i>
MEMS	<i>Micro Electro Mechanical System;</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board;</i>
PH	Potencial hidrogeniônico.
PGOOD	<i>Power Good Comparator;</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation;</i>
PVC	<i>Polyvinyl chloride;</i>
PZT	Titanato zirconato de chumbo;
RSSF	Redes de sensores sem fios;
UVLO	<i>Undervoltage-lockout;</i>



# Capítulo 1

## 1. Motivação, enquadramento do trabalho e estrutura da tese

### 1.1. Contextualização

O primeiro dispositivo elétrico relacionado com o conceito de *Energy Harvest* foi inventado em 1831 por Michael Faraday e era capaz de realizar a conversão da energia cinética em energia elétrica. O termo *Energy Harvest* diz respeito ao processo através do qual se recolhe a energia disponível no meio ambiente que, de outra maneira, não iria ser aproveitada. A energia pode manifestar-se, por exemplo, na forma de calor, luz, som ou movimento. A conversão em energia elétrica tem por base um processo físico, químico ou biológico. Dentro das várias fontes energéticas disponíveis, destaca-se a recolha de energia elétrica através da conversão fotónica, térmica, eletromagnética (radiofrequência) e mecânica (vibrações) [1].

A energia solar é convertida em energia elétrica por intermédio de células fotovoltaicas capazes de absorver fótons provenientes da luz incidente e, conseqüentemente, libertar eletrões. É possível também extrair energia através da emissão de ondas eletromagnéticas transmitidas por estações de rede telefónica, transmissores Wi-Fi e estações televisivas. Quanto mais perto de zonas metropolitanas, maior será a força do sinal e, conseqüentemente, maior será a energia transferida. Outra possibilidade de gerar energia elétrica é a partir do efeito termoelétrico, que consiste na conversão energética através do gradiente de temperatura entre dois pontos. Por fim, a energia associada à energia mecânica consiste na utilização de um transdutor adequado que seja capaz de converter a energia cinética, associada às vibrações mecânicas induzidas num certo material, em energia elétrica [2] [3].

A energia extraída pode ser utilizada numa grande variedade de dispositivos eletrónicos, de baixo consumo energético e que, em muitos casos, precisam de ser autónomos do ponto de vista energético. São disso exemplo, as redes de sensores sem fio (RSSF) e os sistemas microeletromecânicos (MEMS - *Micro-Eleto-Mechanical Systems*). Recentes desenvolvimentos, no que diz respeito a estes dispositivos, têm levado a que este conceito seja cada vez mais introduzido em diversas aplicações, que na maioria das vezes estão relacionadas com as RSSF. Estas aplicações podem integrar diversas áreas, como por exemplo: na medicina, para aquisição de parâmetros biomédicos; no setor militar, na deteção de materiais perigosos; ou na indústria, para monitorizar certos parâmetros em equipamentos [1]. A monitorização de parâmetros

físicos num sistema de distribuição de água é um exemplo concreto de uma das possíveis aplicações nesta área, a qual será destacada no trabalho aqui presente.

Apesar das RSSF serem uma ótima solução para estes fins, existem algumas barreiras no seu uso relativamente ao consumo energético dos nodos sensores. Atualmente, uma grande percentagem destes dispositivos eletrónicos recebe a energia de que precisa de baterias, contudo, estas apresentam produção finita de energia, levando à sua manutenção e substituição periódica. Outro fator mais amplo é que, com o passar dos anos, tem-se vindo a observar um decréscimo nas dimensões destes equipamentos e, paralelamente, também uma diminuição do seu consumo energético. Desta forma, com a evolução tecnológica, seria expectável que as baterias também vissem as suas dimensões serem diminuídas com um incremento na densidade energética, mas infelizmente isso não está a acontecer devido a vários problemas tecnológicos. As baterias de base eletroquímica possuem na sua composição um eletrólito que necessita obrigatoriamente dum solvente, logo torna-se difícil a redução do seu tamanho [4].

É no sentido de solucionar esta série de problemas que emerge o conceito de *Energy Harvest*, que propõe o uso de energias alternativas para alimentar dispositivos de baixo consumo energético.

Esta dissertação foca-se, essencialmente, na recolha de energia cinética através das vibrações, por meio de um sistema transdutor piezoelétrico, com a finalidade de alimentar dispositivos sensores de baixo consumo energético. A área de monitorização de distribuição de água, na deteção de fugas de água, terá principal destaque para a aplicação final do sistema de recolha de energia dimensionado neste trabalho.

## 1.2. Objetivo

Nesta dissertação é proposto o dimensionamento de um sistema regulador de recolha de energia cinética das vibrações utilizando o efeito piezoelétrico para a converter em energia elétrica. A energia resultante deve ser capaz de alimentar nodos sensores sem fios, tornando-os energeticamente autossuficientes e substituindo a necessidade de utilizar baterias. Um sensor capaz de detetar fugas de água em sistemas de condução de água foi devidamente idealizado e programado, de modo a que este seja capaz de realizar medições a baixa potência.

Relativamente à aplicabilidade, foi projetado um mecanismo num sistema de condução de água de modo a que, através da turbulência criada com o fluxo, sejam criadas vibrações mecânicas, tornando possível a conversão da energia cinética em elétrica, através de um transdutor piezoelétrico.

### 1.3. Organização da dissertação

Esta dissertação é dividida em 6 capítulos, sendo que o primeiro se refere à introdução e ao enquadramento do trabalho, permitindo ter uma noção geral do tema envolvente e dos principais objetivos deste trabalho.

O capítulo 2 diz respeito ao estado da arte, onde é realizada uma análise teórica da recolha de energia através da conversão de energia cinética em elétrica, com especial foco na energia piezoelétrica. Este capítulo permite-nos entender melhor o conceito de piezoelectricidade, sendo enumeradas várias soluções por vários autores, relativamente à componente mecânica e à componente elétrica do sistema de recolha de energia.

No capítulo 3 é realizado o estudo e validação experimental do transdutor piezoelétrico usado nesta dissertação, no qual foram realizados testes experimentais relativamente ao seu comportamento energético à saída. Uma resistência de carga é inserida à saída do transdutor, a fim de avaliar o comportamento da potência gerada. Outro ponto fundamental é a análise da relação entre a frequência de excitação mecânica submetida no transdutor e a tensão elétrica produzida.

O capítulo 4 destina-se ao dimensionamento e construção do sistema regulador de energia, no qual toda a eletrónica de regulação é analisada e validada experimentalmente.

No capítulo 5 são enunciados vários problemas a nível global relativamente à gestão de distribuição de água, dando como possível solução a aplicabilidade do sistema aqui desenvolvido. Um sensor de pressão resistivo foi dimensionado, a fim de monitorizar a pressão interna num sistema de tubagens de distribuição de água, onde foi avaliado o seu consumo energético. A partir do fluxo de água num conduto de água, idealizou-se um mecanismo capaz de gerar vibrações mecânicas, assim como o devido acoplamento de um transdutor piezoelétrico nesta estrutura.

Por fim, o capítulo 6 refere-se à conclusão, onde é sumariado a discussão de resultados obtidos, a visão geral da dissertação e apresentada uma sugestão para trabalhos futuros, no seguimento do trabalho realizado.



# Capítulo 2

## 2. Transdutores piezoelétricos na recolha de energia das vibrações

### 2.1. Princípio de funcionamento da piezoelectricidade

O termo piezoelectricidade corresponde à capacidade que alguns materiais possuem de efetuar a conversão da energia cinética em energia elétrica, ou seja, através da deformação mecânica de um material com características piezoelétricas, será originada uma diferença de potencial elétrico. Esta deformação pode ocorrer através de pressão, torção ou distensão mecânica do material [5]. O fenómeno em questão foi descoberto em 1880 pelos irmãos Jaques e Pierre Curie, no qual foi verificado que materiais naturais com estrutura cristalina, como o quartzo, topázio, turmalina, tartarato de sódio e potássio, ao sofrerem uma deformação física, dão origem a uma polarização da estrutura, fazendo com que haja uma relação direta entre a energia cinética e a corrente elétrica originada no próprio material [3].

Este mecanismo divide-se em dois domínios: efeito piezoelétrico direto, no qual ao ser realizada uma deformação no material, a energia acumulada, resultante dessa deformação, é convertida em eletricidade através de um transdutor; e efeito inverso, que consiste na deformação da estrutura cristalina do material piezoelétrico que ocorre aquando da aplicação de uma diferença de potencial elétrico [6]. Na figura 2.1(a) é observável a geração de uma diferença de potencial na superfície do material, a partir da aplicação de uma força mecânica, correspondente ao efeito piezoelétrico direto, enquanto que na figura 2.2(b), o material é deformado quando é aplicada uma tensão elétrica (efeito inverso).

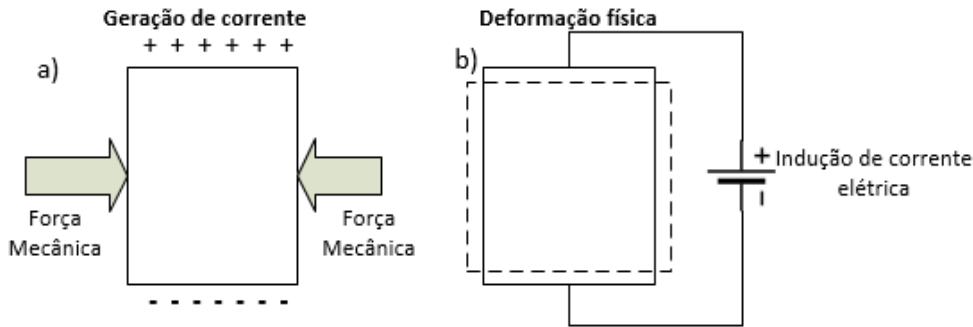


Figura 2.1: Ilustração esquemática de dois mecanismos eletromecânicos (efeito piezoelétrico direto (a) e inverso (b) [6].

Em resultado, surgem duas fórmulas matemáticas associadas a cada um destes processos eletromecânicos. O efeito direto (1) e inverso (2) podem, assim, ser descritos matematicamente através das seguintes equações:

$$\text{Efeito piezoelétrico direto: } D = d \cdot \sigma + \varepsilon \cdot E, \quad (1)$$

$$\text{Efeito piezoelétrico inverso: } \delta = \frac{\sigma}{Y} + d \cdot E, \quad (2)$$

onde  $D$  ( $C/m^2$ ) representa o campo de deslocamento elétrico,  $d$  ( $C/N$ ) é uma constante piezoelétrica que consiste na quantidade de corrente elétrica gerada por cada Newton exercido sobre o material (varia consoante o material),  $\sigma$  ( $N/m^2$ ), representa a tensão mecânica por unidade de área,  $\varepsilon$  ( $F/m$ ), uma constante que diz respeito à permissividade elétrica do material,  $E$  ( $N/C$ ) é o campo vetorial elétrico (força elétrica entre as cargas),  $\delta$  o vetor de deformação mecânica ( $m^2/N$ ) e  $Y$  ( $Pa$ ) é um parâmetro mecânico, chamado de módulo de *Young*/elasticidade que diz respeito à rigidez do material piezoelétrico (razão entre a tensão mecânica aplicada e a deformação consequente) [7].

Para melhor entendermos o fenómeno do efeito piezoelétrico, teremos que começar por analisar algumas das propriedades estruturais deste tipo de material.

Este pertence à classe dos materiais ferroelétricos e uma das suas principais características é que a sua estrutura molecular está orientada de tal maneira que os dipolos elétricos moleculares estão aleatoriamente dispostos entre si (figura 2.2(a)), levando a que a carga elétrica molecular dos dipolos seja anulada pela carga vizinha (polaridade neutra). Quando é exercida uma força mecânica sobre o material, os dipolos moleculares reorientam-se ligeiramente na mesma direção, gerando uma polarização relativamente fraca na sua estrutura e consequentemente, dá-se o efeito piezoelétrico.

De maneira a tornar os materiais desta natureza mais sensíveis a estímulos externos, e a exibir um efeito piezoelétrico mais eficiente, estes são primeiramente submetidos a uma polarização na sua estrutura, de modo a que os dipolos moleculares tenham a mesma direção da força mecânica aplicada (figura 2.2(b)). A este processo chamamos de *poling* e é executado a partir da indução de um campo elétrico no material, suficientemente forte para manter os dipolos permanentemente na orientação desejada [6] [8]. A seguir ao *poling*, os dipolos mantêm a mesma direção (figura 2.2(c)), resultando num material muito mais eficiente, com propriedades piezoelétricas melhoradas. A permanência da orientação dos dipolos quando o material é submetido a uma forte tensão elétrica é uma propriedade exclusiva de materiais ferroelétricos [9].

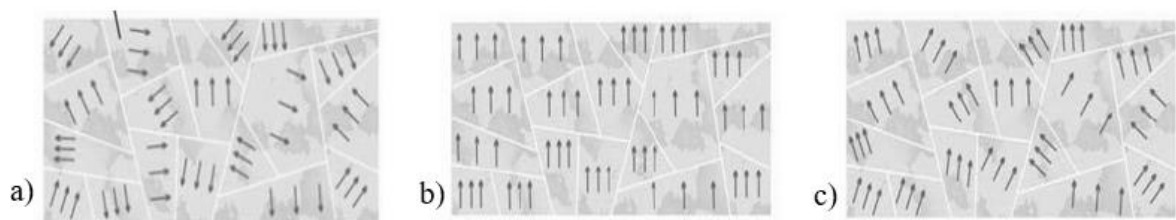


Figura 2.2: Disposição aleatória dos dipolos moleculares numa estrutura policristalina (a); a mesma estrutura resultante dum polarização resultante de uma forte indução elétrica - *poling* (b); disposição permanente dos dipolos a seguir ao processo *poling* (c).

Como podemos observar na figura 2.2(c), é gerada uma polarização no material através do processo *poling*, onde é atribuído um vetor imaginário, com uma determinada direção, no próprio material, que podemos denominar de  $P$  (orientação dos dipolos).

O modo como é aplicada uma força mecânica no material piezoelétrico (tração ou compressão), irá influenciar a direção da carga elétrica gerada em relação ao vetor de polarização ( $P$ ). Caso a força induzida seja compressiva, o campo elétrico gerado será oposto ao vetor de polarização dos dipolos no material (figura 2.3(c)). Por outro lado, se for submetida uma força de tração, a diferença de potencial gerada na superfície será oposta ao vetor  $P$  (figura 2.3(b)). Na figura 2.3 está representado o fenómeno acima descrito com a respetiva direção dos dipolos no material [8].

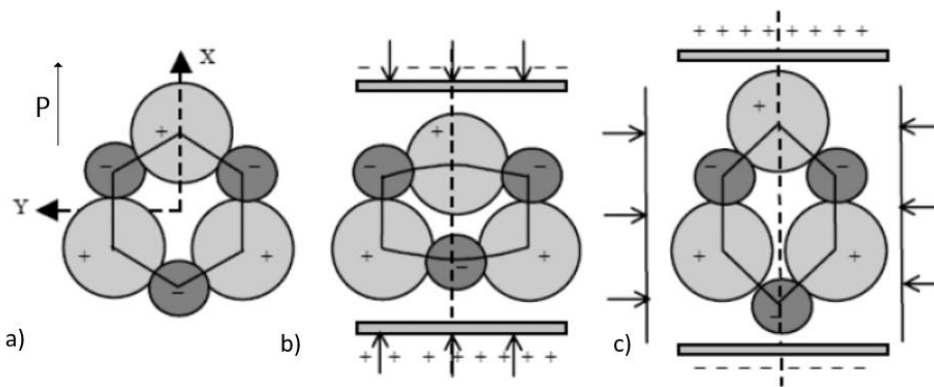


Figura 2.3: Esquema de três estados de uma estrutura molecular piezoelétrica: estrutura molecular Neutra/apolar (a); força de tração submetida na estrutura (b); força de compressão aplicada na estrutura (c).

Neste seguimento, sabemos que, quando é exercida uma força sobre o material piezoelétrico, cria-se uma tensão elétrica na sua superfície que pode ser extraída, através de eletrodos. Na figura 2.4 podemos observar dois modos distintos de extração de energia do material através de um transdutor, modo 33 e modo 31. Assumindo que a direção de polarização do material é no sentido do vetor “3”, no modo 33, o campo elétrico gerado é direcionado também no sentido “3”, sendo que a corrente é extraída quando ocorre uma força compressiva, paralela a este vetor. Já na segunda situação, modo 31, o material é submetido a forças de tração na direção vetorial “1”, perpendiculares à direção de polarização e à direção do campo elétrico gerado “3” [7].

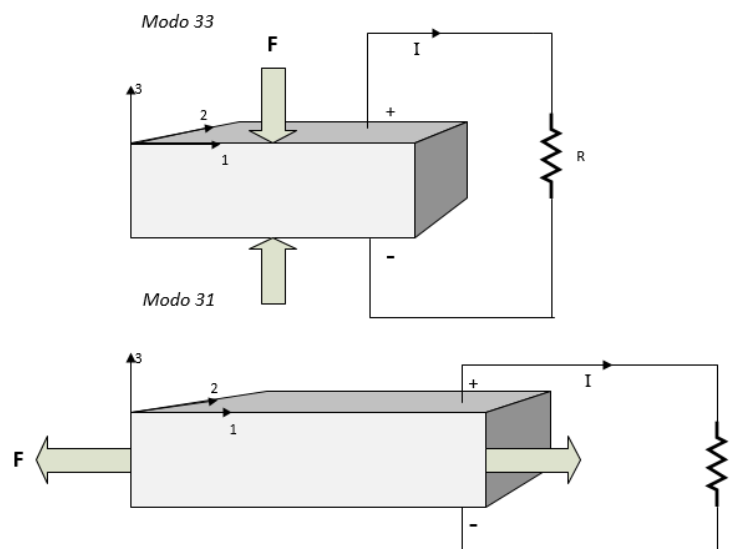


Figura 2.4: Esquema funcional dos dois métodos mecânicos para extrair energia de um material piezoelétrico [7].

Estes dois métodos eletromecânicos possuem diferentes particularidades na eficiência energética. O modo 33 é o modo mais empregado e o que proporciona um valor de tensão de saída mais elevado, apresentando um fator de conversão energética mecânica/elétrica maior

do que o modo 31. O modo 31 requer o uso de um material piezoelétrico relativamente fino, de modo a ceder melhor a distensão provocada por uma excitação mecânica [10]. Em 2001, uma análise comparativa feita por Michael J. Ramsay e William W. Clark [11], mostrou que o modo 31 pode torna-se mais eficiente quando a força mecânica submetida no material é relativamente baixa, mas, por sua vez, o modo 33 torna-se vantajoso aquando usado um material piezoelétrico com um volume elevado.

Apesar de encontrarmos diversos materiais na natureza capazes de produzir eletricidade, como o quartzo, existem atualmente materiais piezoelétricos artificiais que apresentam maior eficiência de conversão energética, tais como o material PZT (titanato-zirconato de chumbo). Este é um material cerâmico policristalino que, apesar de apresentar um coeficiente piezoelétrico elevado, o qual consiste na quantidade de corrente elétrica gerada por cada Newton exercido no material (C/N), é um material bastante frágil. Na tabela 2.1 estão listados alguns materiais que possuem características piezoelétricas, com os seus respetivos coeficientes de conversão eletromecânica ( $d_{33}$ ) [6]. Estes valores foram obtidos na prática a partir de uma força compressiva aplicada ao material (modo 33).

Tabela 2.1: Coeficientes de conversão eletromecânica de alguns materiais piezoelétricos [6].

	<b>Materiais</b>	<b><math>d_{33}</math> (<math>10^{-12}</math> C/N)</b>
<b>Origem natural</b>	Quartzo	2.3
<b>Origem sintética</b>	PbTiO <sub>3</sub> (titanato de bário)	120
	PZT (titanato-zirconato de chumbo)	560

Pode-se concluir que existe uma discrepância bastante alta entre os materiais sintéticos e os naturais, sendo que o PZT, por exemplo, produz  $560 \times 10^{-12}$  C/N, enquanto que o quartzo gera apenas  $2.3 \times 10^{-12}$  C por cada Newton exercido sobre ele. Mais à frente, vamos ver que existem outros parâmetros físicos importantes do material, relativamente à sua eficácia na conversão energética.

Antes de entrarmos no próximo capítulo, convém mencionar que existem alguns processos que podem influenciar de certa maneira o rendimento energético no processo de conversão de energia mecânica-elétrica, visto que a recolha de energia através das vibrações é condicionada por várias perdas ao longo de todo o processo eletromecânico. No gráfico de fluxo da figura 2.5 estão esquematizadas sucintamente duas fases desse processo, onde primeiro ocorre uma excitação num certo meio  $E_s$ , que irá posteriormente ser transformada em energia mecânica ( $E_m$ ), havendo perdas energéticas ( $E_t$ ). Seguidamente, situa-se o transdutor, onde a energia cinética acumulada no material ( $E_m$ ) será convertida em energia elétrica ( $E_e$ ), ocorrendo também algumas perdas ( $E_p$ ) nesta conversão [7].

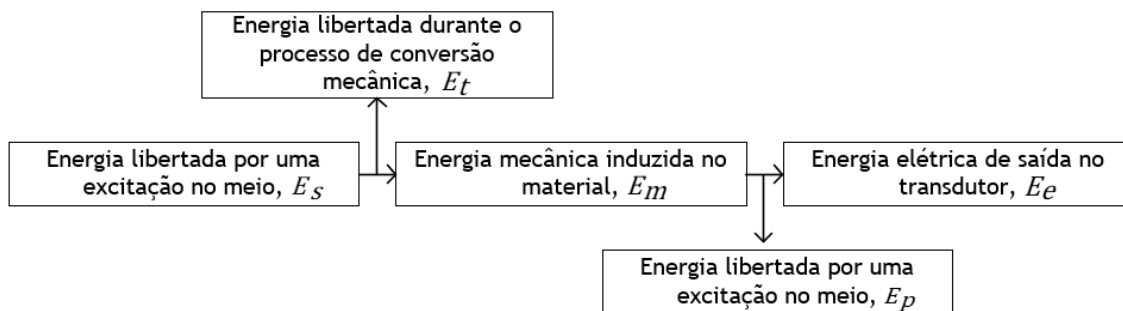


Figura 2.5: Fluxograma do processo de conversão de energia através de um transdutor piezoelétrico [7].

Posto isto, facilmente concluímos que a energia de saída pode-se traduzir através da seguinte equação:

$$E_e = E_m - E_p = E_m \cdot \eta_{me} , \quad (3)$$

sendo que o rendimento da conversão de energia através do elemento piezoelétrico ( $\eta_{me}$ ) e da transformação de energia cinética a partir de uma excitação ( $\eta_m$ ) é dado, respetivamente, pelas equações (4) e (5).

$$\eta_{me} = \frac{E_e}{E_m} \quad (4)$$

$$\eta_m = \frac{E_m}{E_s} \quad (5)$$

## 2.2. Recolha de energia das vibrações utilizando dispositivos piezoelétricos

### 2.2.1. Análise geral de conversão de energia cinética em elétrica

O primeiro modelo genérico que descreve o comportamento da recolha de energia elétrica associada às vibrações mecânicas foi proposto por Williams e Yates e consiste num sistema massa-mola-amortecedor (figura 2.6) [12]. Este sistema é composto por um elemento de massa  $m$  fixo a uma mola de constante de elasticidade  $k$  e a um amortecedor mecânico com constante de amortecimento  $C_m$ , que representa as perdas energéticas mecânicas. Quando o sistema é sujeito a uma excitação sinusoidal  $y(t)$ , o elemento de massa  $m$  vai oscilar em resultado do movimento da mola, fazendo com que seja induzido um deslocamento  $z(t)$  em relação à base.

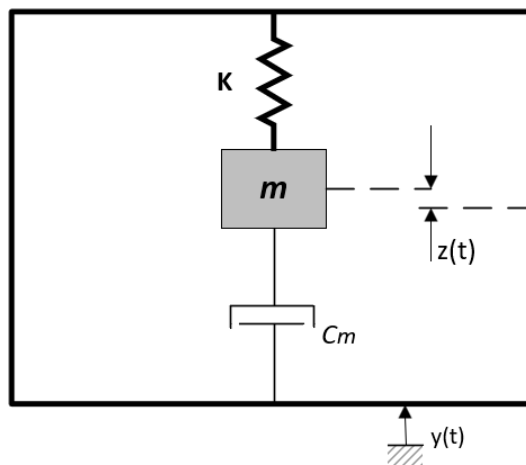


Figura 2.6: Modelo geral do mecanismo de recolha de energia através de vibrações mecânicas.

Embora o transdutor não esteja representado neste modelo, podemos associá-lo ao parâmetro  $C_m$  (coeficiente de amortecimento), visto que a conversão de energia cinética em elétrica é realizada através do amortecimento provocado pela massa. Quanto menor for o fator de amortecimento do transdutor, maiores serão os picos de potência gerada no transdutor. Através da inserção apropriada de um transdutor eletromecânico neste sistema, seria possível gerar energia elétrica, onde a potência gerada pelo transdutor estaria em função da frequência e amplitude das vibrações induzidas, frequência de ressonância do sistema e com o seu coeficiente de amortecimento. Mais à frente, será analisado em detalhe a componente elétrica de um sistema semelhante, relativamente à conversão energética através de transdutores piezoelétricos.

Por aplicação da segunda lei de Newton, é possível representar a equação diferencial que descreve o movimento da massa descrito,

$$m\ddot{z}(t) + C_m\dot{z}(t) + kz(t) = -m\ddot{y}(t), \quad (6)$$

onde  $\ddot{y}(t)$  representa a aceleração das vibrações mecânicas aplicadas ao sistema,  $z(t)$  o deslocamento do elemento de massa  $m$  em relação à base e  $C_m$  o coeficiente de amortecimento mecânico.

É possível relacionar este modelo geral com três diferentes mecanismos de conversão eletromecânica: piezoelétrica, eletromagnética e electrostática. No caso da conversão de energia utilizando o efeito piezoelétrico, pode ser empregue um material piezoelétrico no sistema de mola, ocorrendo conversão de energia cinética em elétrica, por intermédio da pressão exercida pela massa no material, através das vibrações induzidas no sistema. O mecanismo eletromagnético é o que se associa melhor com este sistema: um íman agregado ao elemento  $m$  iria induzir uma tensão nas bobinas à medida que este variava a posição junto delas. Por último, para realizar o processo de conversão electrostática, poderia ser introduzido no elemento  $m$  uma carga permanente e um condensador ao seu redor. Ao ocorrer o deslocamento da massa  $m$ , produzir-se-ia uma tensão elétrica nas placas do condensador [12].

Na figura 2.7 podemos observar três configurações comuns dos transdutores responsáveis pelos diferentes tipos de conversão de energia descritos acima [3].

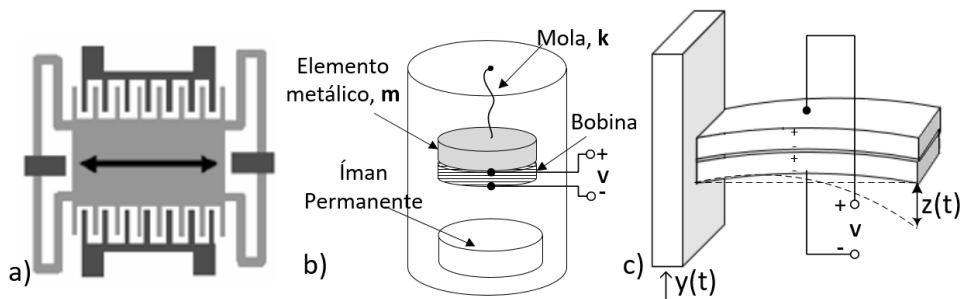


Figura 2.7: Ilustração esquemática de exemplos de um transdutor eletrostático (a), eletromagnético (b) e piezoelétrico (c) [2].

O transdutor eletrostático, como se representa na figura 2.7(a), é formado por duas placas paralelas, sendo que existe um elemento movível no seu centro que se vai deslocar contra o campo elétrico. Sempre que esse elemento se move através de alguma força exercida sobre ele, haverá produção de energia. A utilização deste tipo de tecnologia é bastante frequente em microfones [13]. A quantidade de energia máxima produzida por  $cm^3$  para este tipo de transdutor é dada pela expressão

$$U = \frac{\epsilon_0 E^2}{2} \quad (7)$$

onde  $U$  é a densidade energética máxima ( $J/cm^3$ ),  $E$  representa o campo vetorial elétrico gerado e  $\epsilon_0$  a permissividade elétrica no vácuo.

A configuração da figura 2.7(b) baseia-se no princípio da conversão eletromagnética/indutiva, havendo geração de energia a partir do movimento relativo entre o elemento metálico e o campo magnético. Este modelo é constituído por um íman permanente, responsável por gerar o campo magnético e o elemento metálico com uma bobina acoplada. Ao ser induzida uma força mecânica no transdutor, o elemento vai movimentar-se perto do íman e irá fazer com que seja induzida uma tensão na bobina, gerando corrente elétrica [5]. A expressão da densidade energética correspondente a um transdutor eletromagnético, descrita através da equação

$$U = \frac{B^2}{2\mu_0} \quad (8)$$

sendo  $B$  o campo magnético e  $\mu_0$  a permeabilidade magnética do vácuo (H/m).

O exemplo da configuração de um transdutor piezoelétrico, esquematizado na figura 2.7(c), é descrito por uma viga metálica retangular, ou *cantilever*, fixa numa extremidade. Ao ser exercida uma força mecânica vibratória sinusoidal  $y(t)$  na extremidade fixa do *cantilever*, irá ser observada um deslocamento  $z(t)$  na estrutura da viga piezoelétrica. Através da deformação mecânica exercida na viga é gerada uma diferença de potencial na superfície das duas camadas ativas sobrepostas. Esta configuração é bastante empregada em transdutores piezoelétricos e, por isso, será falada novamente com mais detalhe nos próximos capítulos. É possível deduzir a expressão da densidade máxima energética de um gerador piezoelétrico a partir da equação (1) correspondente ao efeito piezoelétrico direto.

Esta dependerá de  $\sigma_y$ , que representa a tensão mecânica de limite elástico, da constante piezoelétrica  $d$ , e da permissividade elétrica  $\epsilon$  do material,

$$E_{m\acute{a}x} = \frac{\sigma_y^2 d^2}{2\epsilon}. \quad (9)$$

A constante piezoelétrica  $d$  dum material pode ser representada pela equação (10), que está em função do coeficiente de acoplamento eletromecânico  $k$ ,

$$d = k \sqrt{\frac{\epsilon}{Y}}. \quad (10)$$

Através desta equação é possível representar a fórmula da densidade energética dum transdutor piezoelétrico doutra forma, substituindo a expressão (10) na equação (9), obtendo a expressão (11). Para além de  $\sigma_y$ , esta nova fórmula irá agora depender do fator de acoplamento eletromecânico  $k$  e de  $Y$  (módulo de *Young*).

$$U = \frac{\sigma_y^2 k^2}{2Y}. \quad (11)$$

Comparativamente a (9), a equação resultante pode ser mais útil relativamente à avaliação da eficiência energética do material piezoelétrico, isto porque é mais vantajoso e conclusivo avaliá-lo a partir destes novos parâmetros. Caso  $k$  seja igual a um, teremos um acoplamento eletromecânico máximo.

A recolha de energia através de transdutores piezoelétricos é considerada o mecanismo mais proeminente, comparativamente aos outros dois sistemas, devido a várias vantagens, como a sua simples configuração, a alta eficiência na conversão de energia e a produção de uma tensão de saída relativamente elevada [14].

Na tabela 2.2 podemos verificar, de maneira sucinta, as principais vantagens e desvantagens de cada um dos transdutores eletromecânicos e os valores práticos da densidade de energia máxima produzida, resultante das equações (7), (8) e (11), respetivamente, assumindo que os transdutores possuem um tamanho de  $1 \text{ cm}^3$  [10].

Tabela 2.2: Comparação dos 3 tipos de transdutores eletromecânicos [2] [9].

Transdutor	Vantagens	Desvantagens	Densidade máxima energética ( $\text{mJ}/\text{cm}^3$ )
<b>Electroestático</b>	Facilmente integrado em dispositivos eletrônicos; Construção de baixo custo;	Requer uma fonte de alimentação externa; Requer um valor de frequência de excitação elevado;	4
<b>Eletromagnético</b>	Boa eficiência em frequências baixas;	Tensões de saída relativamente baixas; Difícil inserção em alguns dispositivos eletrônicos;	25
<b>Piezoelétrico</b>	Não requer uma fonte de tensão externa; Tensões de saída relativamente elevadas; É o mecanismo capaz de gerar maior densidade energética;	Material dispendioso e geralmente frágil;	35

### 2.2.2 Transdutores piezoelétricos

Para termos uma ideia geral do esquema equivalente de um gerador piezoelétrico e do seu comportamento, encontra-se ilustrado um exemplo simples na figura 2.8, onde  $R_S$  e  $C_P$

representam a resistência interna e a capacitância dos elétrodos inerentes ao transdutor piezoelétrico, respetivamente.

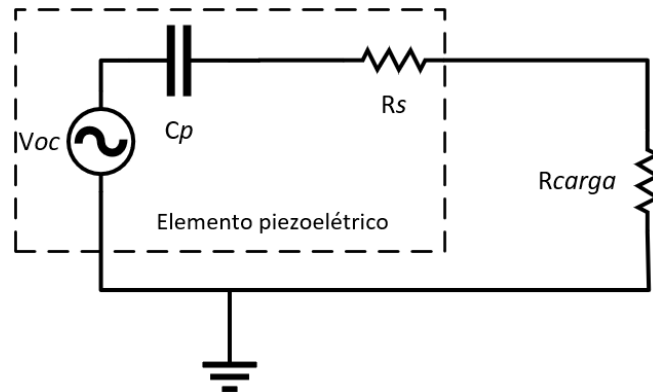


Figura 2.8: Modelo de um circuito referente a um gerador piezoelétrico.

Analisando um caso em que este sistema é submetido a vibrações mecânicas externas, será gerada uma tensão alternada  $V_{oc}$  no circuito. No caso de haver uma resistência de carga  $R_{carga}$  à saída, conseguiremos ter uma ideia do valor da potência de saída dissipada. Aos terminais de  $R_{carga}$ , a potência gerada pode ser simplesmente calculada por

$$P = \frac{V_{carga}^2}{2R_{carga}}. \quad (12)$$

Através da implementação de uma resistência de carga, facilmente se calcula a potência de saída. No entanto é necessário retificar a tensão alternada de saída e, até, ampliar ou reduzir o seu valor, dependendo da aplicação [10]. Mais à frente, serão analisadas outras soluções implementáveis no circuito de um transdutor piezoelétrico que não passam pela simples inserção de uma resistência de carga no circuito.

De modo a analisar mais detalhadamente o comportamento de um transdutor piezoelétrico, será abordada a situação de um transdutor numa configuração em *cantilever*, visto que é a configuração mais usada pelas vantagens que oferece. O modo mecânico que opera sobre o material piezoelétrico neste tipo de sistema é o modo 31, que apesar de possuir um acoplamento eletromecânico inferior ao modo 33, é mais compatível neste tipo de configuração, devido à capacidade de produzir maiores deformações mecânicas a partir de uma força mecânica aplicada relativamente fraca. Outra vantagem é que esta configuração possui uma construção simples e uma estrutura onde a sua frequência de ressonância é relativamente baixa. A frequência de ressonância ou natural de um sistema diz respeito ao valor, ou intervalo de valores, no qual este oscila com amplitude máxima. Posto isto, no caso de um transdutor piezoelétrico ser submetido à sua frequência natural por uma excitação externa, ocorrerá o

pico de flexão máximo e, conseqüentemente, o valor da energia gerada será também máximo [10].

Como já foi referido sucintamente no Capítulo 2.1, esta configuração é composta por uma viga onde uma das suas extremidades se encontra fixa a uma fonte vibratória  $y(t)$ , enquanto que a outra extremidade permanece livre. Na figura 2.9 encontra-se ilustrado a configuração descrita, no momento onde é exercida uma força ( $F$ ), dando origem a deformações ( $\delta$ ) na viga e, conseqüentemente, tensão elétrica ( $E$ ) é gerada. A direção da polaridade dos dipolos ( $P$ ) de cada camada ativa também se encontra representada na figura. Ao ser exercida uma força  $F$  descendente no transdutor, a camada piezoelétrica do topo sofre uma deformação distensiva ( $\delta_1$ ), enquanto que a placa de baixo contrai ( $\delta_2$ ). Sabemos que, quando um material piezoelétrico contrai, a diferença de potencial gerada na superfície é oposta ao vetor da polarização dos dipolos ( $P$ ) e quando distende, a tensão gerada terá a mesma polaridade que o vetor dos dipolos moleculares do material ( $P$ ). Posto isto, quando a viga sofre uma deflexão como na figura, o campo elétrico gerado ( $E$ ) terá a direção indicada. Por sua vez, quando a força mecânica é exercida de baixo para cima através da aceleração vibratória  $y(t)$ , ocorre o mesmo fenómeno, mas de maneira inversa. Este fenómeno explica o facto de, à saída, obtermos tensão alternada aquando o transdutor é submetido a uma excitação sinusoidal  $y(t)$  [8].

Neste caso particular, encontra-se inserido um elemento de massa  $m$  na extremidade, que tem como objetivo reduzir a frequência de ressonância do sistema e aumentar a deformação mecânica no sistema. Quanto mais próximo estiver o valor da frequência de excitação do valor da frequência de ressonância do sistema mecânico, maior será a deformação criada na viga piezoelétrica. Por conseguinte, a frequência de excitação deve estar na ordem dos valores da frequência de ressonância de modo a gerar o ponto máximo de potência. Dado isto, é observável que, aumentando a frequência de excitação num sistema de recolha de energia através das vibrações, verifica-se um pico de potência máxima que coincide com a frequência de ressonância do próprio sistema mecânico. Contudo, na maioria dos casos reais, a frequência de excitação não é regulável e encontra-se muito acima do valor de ressonância do sistema transdutor, levando à necessidade de ajustar a sua frequência de ressonância, acoplando um corpo de massa  $m$  na sua extremidade [15]. Em 2003, foi provado pelos autores Roundy *et. al* [10], que a potência de saída num gerador piezoelétrico nesta configuração, é diretamente proporcional ao valor da massa do elemento inserido na extremidade livre do cantilever. Posto isto, a massa deste elemento deve ser maximizada tendo em consideração as condições do gerador piezoelétrico, como a sua frequência natural e a sua resistência mecânica [15].

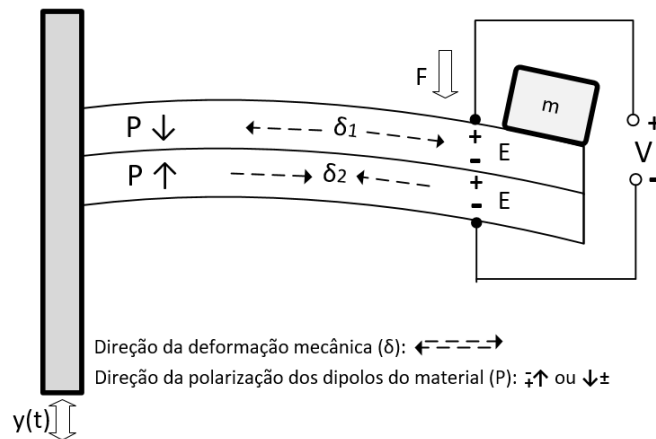


Figura 2.9: Exemplo de um gerador piezoelétrico *bimorph* em configuração *cantilever* no momento em que sofre uma deflexão em resultado da força (F) [9].

Neste tipo de configuração, o transdutor pode ser composto apenas por uma camada piezoelétrica (*unimorph transducer*), ou, como representado na Figura 2.10, por duas camadas (*bimorph transducer*). A estrutura *bimorph* é a mais empregue visto que duplica a energia de saída sem a necessidade de aumentar significativamente o volume do transdutor. A inserção de uma camada no centro das camadas ativas do transdutor (geralmente metálica para servir de condutor) é uma solução muito comum no *design* de um transdutor piezoelétrico. Apesar de reduzir a sua capacidade de deformação e, conseqüentemente, a potência de saída, aumentará significativamente a sua resistência e a sua rigidez mecânica, levando a que certos materiais frágeis como é o caso do PZT, tornem-se mais duráveis e resistentes às forças mecânicas induzidas.

Existem dois modos operacionais distintos para transdutores *bimorph* em *cantilever*, diferindo apenas a orientação da polarização (P) de cada camada piezoelétrica. Na figura 2.10(a), as duas camadas ativas encontram-se com a polarização oposta (operação em série), gerando campos elétricos (E) na mesma direção. Neste modo operacional, são usados dois elétrodos na superfície de cada camada e, comparativamente aos transdutores *unimorph*, a tensão de saída duplica, a capacitância interna baixa para metade e a corrente permanece igual. Já na figura 2.10(b), está representado o modo operacional em paralelo, onde são usados três elétrodos: dois em cada superfície de cada camada e outro introduzido na subcamada não ativa, inserida no centro. Neste modo, as camadas são dispostas para que a sua polarização (P) seja paralela entre si, gerando um campo elétrico (E) com direções opostas nas duas camadas ativas. Em comparação aos transdutores de uma só camada, a corrente de saída e a capacitância duplicam, enquanto que a tensão de saída permanece igual. Por estas razões, a construção em paralelo é muitas vezes preferida ao modo em série. No entanto, o modo de disposição das camadas ativas e a orientação da polarização P em transdutores *bimorph*, apenas afetam o rácio da tensão e corrente no gerador e não o valor da potência de saída [16].

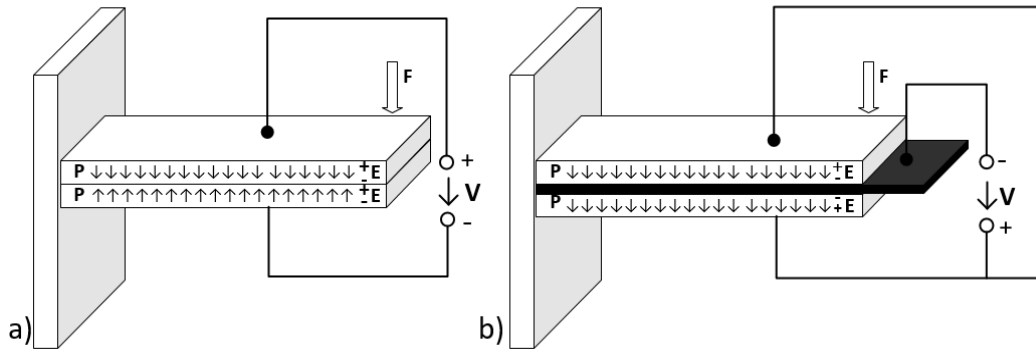


Figura 2.10: Representação de dois modos de operação em transdutores *bimorph* montados numa configuração *cantilever*: em série (a) e paralelo (b) [16].

A partir da análise desta configuração e através das equações (1) e (2), é possível fazer a analogia com o circuito equivalente do sistema piezoelétrico em *cantilever*. Este é composto pelo acoplamento entre a parte mecânica e elétrica, através dos quais irá ocorrer o processo de transferência de energia (figura 2.11). Na componente mecânica temos as variáveis pressão/tensão mecânica ( $\sigma$ ) e deformação mecânica ( $\delta$ ), enquanto que na componente elétrica os parâmetros variáveis são a tensão ( $V$ ) e a corrente ( $I$ ). Podemos associar analogamente cada parâmetro do transdutor aos componentes do circuito representado. A bobina  $L_m$  está associada à massa do elemento  $m$ , o amortecimento consequente da tensão mecânica representa-se pela resistência  $R_b$  (perdas mecânicas), a relação entre a tensão mecânica e a deformação (módulo de *young* -  $Y$ ), relaciona-se com o condensador  $C_k$  e, para finalizar o sistema equivalente mecânico do circuito,  $\sigma_{in}$  está associado à tensão mecânica originada pela aceleração da vibrações induzidas no material [11]. Na componente elétrica do sistema, temos o condensador interno  $C_p$ , que diz respeito aos eléctrodos das camadas ativas e uma carga resistiva onde a energia é dissipada.

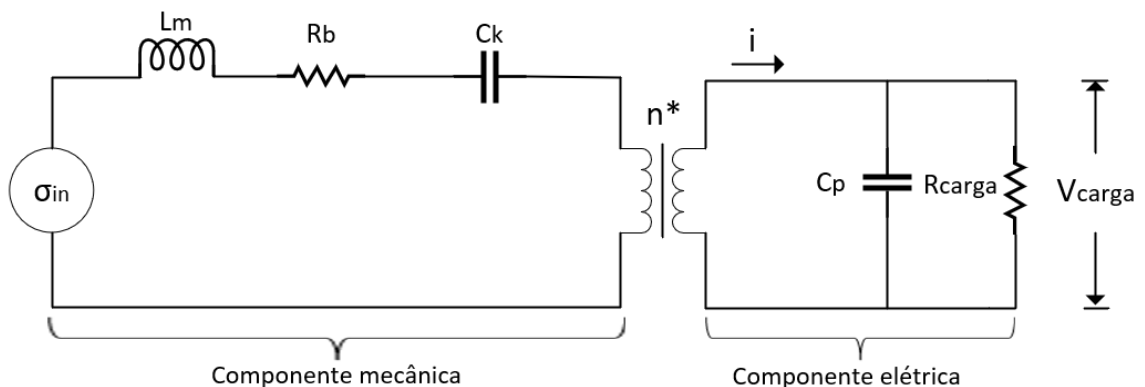


Figura 2.11: Modelo de um circuito equivalente associada a um transdutor piezoelétrico em cantilever [10].

O transformador do circuito relaciona-se com as equações (1) e (2) anteriormente mencionadas, que descrevem, respetivamente, o efeito piezoelétrico direto e inverso. Através deste, irá ocorrer o acoplamento entre a componente mecânica e elétrica. O transformador relaciona a tensão mecânica exercida ( $\sigma$ ) com o campo elétrico vetorial elétrico gerado (E), para um valor de deformação ( $\delta$ ) nulo, expresso na equação (13) (efeito direto) e o campo de deslocamento elétrico (D) com a deformação ( $\delta$ ), para um valor do campo elétrico (E) nulo, representado na equação (14) (efeito inverso). O número de espiras do transformador ( $n^*$ ) é analogamente expresso pelo termo  $-dY$ .

$$\sigma = -dYE \quad (13)$$

$$D = -dY\delta \quad (14)$$

Tendo em conta as leis de *Kirchoff* do circuito equivalente e relacionando os parâmetros físicos da viga piezoelétrica com os parâmetros no circuito, é possível chegar às equações do sistema relativamente à componente mecânica e elétrica, respetivamente:

$$\ddot{\delta} = \frac{-k_{sp}}{m} \delta - \frac{C_m b^{**}}{m} \dot{\delta} + \frac{k_{sp} d}{m t_c} V + b^* \ddot{y} \quad (15)$$

$$\dot{V} = \frac{-Y d t_c}{\varepsilon} \dot{\delta} - \frac{1}{R_{carga} C_p} V, \quad (16)$$

onde  $k_{sp}$  expressa a relação entre a força vertical aplicada na viga com a deflexão gerada,  $t_c$  a espessura de uma única camada ativa do material piezoelétrico,  $\delta$  consiste na deformação da viga piezoelétrica (análogo ao deslocamento  $z$ ),  $b^*$  e  $b^{**}$  são termos relacionados com as dimensões físicas da viga em função da força aplicada,  $V$  a tensão nos terminais e  $m$  a massa do corpo na extremidade da viga [10].

Podemos observar que a equação (15) assume a mesma forma básica da equação (6) que também descreve a conversão de energia mecânica em elétrica, através do sistema massa-mola-amortecedor. A equação (16) por sua vez, é deduzida tendo em conta parâmetros elétricos, como a equação da capacidade do transdutor, transformador e resistência de carga.

Anteriormente, foi aqui apresentado o conceito de amortecimento mecânico, no entanto é necessário também introduzir o conceito de amortecimento associado à componente elétrica do sistema. Estes dois fatores são análogos um ao outro e representam a resistência que ocorre num sistema onde ocorra conversão de energia mecânica-elétrica. O fator de amortecimento

mecânico ( $\zeta_m$ ), está relacionado com a resistência mecânica que se opõe ao movimento, enquanto que o fator de amortecimento elétrico ( $\zeta_e$ ), está geralmente associado a parâmetros do circuito, como a resistência de carga ( $R_{carga}$ ). As equações (17) e (18) expressam os dois fatores de amortecimento associados às duas componentes:

$$\zeta_m = \frac{C_m}{2\sqrt{k \cdot m}}, \quad (17)$$

$$\zeta_e = \frac{\omega k^2}{2\sqrt{\omega^2 + \frac{1}{R_{carga} C_p^2}}}. \quad (18)$$

Tendo em conta vários métodos já realizados, sabe-se que a conversão de energia mecânica-elétrica é maximizada quando o fator de amortecimento elétrico iguala o amortecimento mecânico ( $\zeta_m = \zeta_e$ ). Assim, através da escolha apropriada do valor de  $R_{carga}$ , será possível igualar o valor do fator de amortecimento elétrico com o mecânico, para que, de tal maneira, obtenha-se o pico máximo de potência gerada [17].

Analicamente, é possível chegar à expressão da resistência de carga ótima, resolvendo a equação (18) em ordem a  $R_{carga}$  e assumindo que  $\zeta_m = \zeta_e$  :

$$R_{opt} = \frac{1}{\omega C_p} \cdot \frac{2\zeta}{\sqrt{4\zeta^2 + k^4}} \quad (19)$$

A potência dissipada pela carga resistiva pode ser expressa simplesmente por  $V^2/2R$ , contudo é possível obter uma expressão analítica da tensão elétrica nos terminais da carga em função de alguns parâmetros mecânicos do sistema. Aplicando a transformada de Laplace nas equações (15) e (16) para a conversão no domínio da frequência, conjugando-as e resolvendo em ordem a  $V$ , chega-se à expressão analítica da tensão elétrica dissipada  $V_{carga}$ ,

$$V_{carga} = \frac{-j \frac{Y dt_c b^*}{\varepsilon}}{2\zeta\omega^2 + j \left[ \omega^2 k^2 + \frac{2\zeta\omega}{RC_p} \right]} A_{in} \quad (20)$$

onde  $A_{in}$  é a transformada de Laplace da aceleração das vibrações mecânicas ( $\ddot{y}$ ) e  $j\omega$  o termo substituído da variável de Laplace  $s$ , sendo que  $\omega$  diz respeito ao valor da frequência das vibrações induzidas.

## 2.3 Sistematização de soluções desenvolvidas

No geral, uma das dificuldades que se observa nos processos de recolha de energia é a eficiência energética do processo de conversão e muitas das vezes, a sua imprevisibilidade. No entanto, atualmente já existem vários estudos que apresentam soluções para muitos casos de aplicação. Uma das aplicações principais deste conceito são as redes de sensores sem fio que necessitam de energia para inúmeras funções, tais como a transmissão de dados, processamento de informação e deteção de estímulos exteriores. Geralmente, este tipo de dispositivos apenas tem de atuar em curtos períodos de tempo para executar a sua função onde irão ser precisas grandes quantidades de energia, durante o qual muitas das vezes o transdutor não consegue fornecer. Posteriormente, o sensor entrará num modo de baixo consumo (modo *sleep*) onde a energia dissipada será extremamente baixa. Posto isto, o controlo e regulação da energia gerada torna-se fundamental. Com o devido circuito, o armazenamento da energia recolhida poderá ser feito através da interposição de um banco de condensadores entre a fonte e o sensor, onde as suas carga e descarga serão devidamente controladas, isto é, o carregamento seria realizado no período *sleep* e a descarga no período de funcionamento do dispositivo externo. Dois mecanismos possíveis de armazenamento têm sido estudados e otimizados, podendo ser realizado de modo direto (energia recolhida é diretamente armazenada no banco de condensadores/baterias), ou através de um conversor DC-DC (a energia é previamente regulada e armazenada antes de alimentar o dispositivo sensor) [18].

A potência de saída está relacionada com a frequência e a amplitude mecânica do material provocada por uma perturbação externa periódica que, muitas das vezes, é bastante variável. Dado que as variáveis das fontes de vibrações podem ser aleatórias, torna-se fundamental estabilizar uma tensão de saída fixa para alimentar dispositivos eletrónicos de baixo consumo [7]. Neste sentido, surgem várias soluções que visam tornar o sistema de recolha de energia mais eficiente energeticamente, podendo estas estar ligadas à componente mecânica do transdutor ou à sua componente elétrica [19].

Relativamente à otimização mecânica de um gerador piezoelétrico, estão associados alguns parâmetros variáveis em que o seu valor ótimo dependerá da aplicação final do dispositivo, no entanto o foco principal das várias soluções existentes é maximizar a potência gerada. Considerando um sistema de recolha de energia em configuração *cantiveler*, as respetivas variáveis são a dimensão da massa  $m$  inserida na extremidade da viga (altura  $a$ , largura  $l$ , e comprimento  $c$ ), altura e comprimento da viga, comprimento do elétrodo, espessura do material piezoelétrico e, caso exista um substrato no interior do material piezoelétrico, a espessura deste também será um parâmetro a ter em consideração. De maneira a avaliar a influência destes parâmetros na potência gerada, os autores C. Wei *et.al* [7], realizaram em 2018 vários testes experimentais a partir da variação destes parâmetros físicos, sendo que, num deles, foi possível concluir uma influência significativa no valor da potência de saída.

Foram efetuados dois ensaios com diferentes *designs*, onde foi escolhido o material piezoelétrico PZT. A carga utilizada à saída do circuito foi um condensador de  $1 \mu\text{F}$  em ambos os ensaios e os parâmetros variáveis foram as dimensões da massa  $m$ , a espessura do material piezoelétrico e o comprimento total da viga. É de referir que, embora haja alteração nas dimensões do elemento  $m$ , a sua densidade é igual nos dois casos ( $17 \text{ g/cm}^3$ ). Na seguinte figura são apresentadas as duas ilustrações referentes aos dois *designs*.

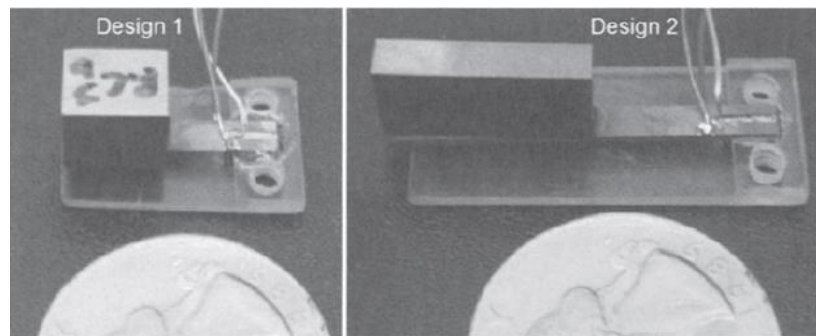


Figura 2.12: Duas configurações com diferentes *designs* de um gerador piezoelétrico em *cantiveler*.

No primeiro *design*, a espessura do PZT era de  $0.139 \text{ mm}$ , e o comprimento total do corpo  $m$  mais a viga não excedia o valor de  $1.5 \text{ cm}$ . Todas as outras variáveis não tinham limites de valores, logo foram feitos vários ensaios sem restrições, até achar um valor ótimo. No final dos testes, já encontrados os valores ideais para o maior valor de potência de saída, conseguiu-se obter  $215 \mu\text{W}$  à saída. Já no segundo *design*, o valor da espessura do material piezoelétrico era ligeiramente maior ( $0.278 \text{ mm}$ ) e aumentou-se o comprimento da (viga + elemento  $m$ ), de  $1.5 \text{ cm}$  para  $3 \text{ cm}$ . Dado isto, conseguiu-se obter um valor de potência significativamente maior ( $380 \mu\text{W}$ ). Como seria de esperar, se aumentarmos o comprimento do elemento  $m$  e da viga, a capacidade do transdutor será maior, assim como a deformação gerada no material, criando uma diferença de potencial mais elevada. A espessura das camadas piezoelétricas ativas  $t_c$ , também possui uma influência significativa na tensão elétrica gerada, tal como se pode observar na equação (20).

Os autores Michael J. Ramsay *et. al* afirmam que, relativamente à eficiência energética, a variação dos parâmetros da estrutura física do elemento piezoelétrico é condicionada pelo modo mecânico aplicado sobre o material. Recapitulando a figura 2.4, no Capítulo 2, caso estejamos perante uma situação correspondente ao modo 33, o aumento do número de camadas que compõem o material piezoelétrico poderá ser uma solução viável para aumentar a potência de saída, mas por outro lado, se estivermos perante a situação correspondente ao modo 31, a recolha de energia seria facilitada se conseguíssemos, de alguma forma, aumentar a capacidade do elemento se distender, tal poderia ser feito através da implementação de uma estrutura altamente dobrável no interior do material [7] [20].

Outras variáveis significativas na otimização destes dispositivos são fatores externos, como a frequência e a amplitude das vibrações mecânicas exercidas no material. No entanto, na maioria dos casos aplicativos, estes fatores não conseguem ser controlados. O desenvolvimento da componente elétrica do dispositivo piezoelétrico possui um papel fundamental na regulação e otimização de um valor de tensão de saída fixo. Vários estudos propõem soluções relativamente à regulação energética, nomeadamente a inserção de um conversor AC-DC-DC, de modo a retificar e regular a tensão alternada gerada no transdutor piezoelétrico.

Em 2002, G. K. Ottman *et. al* [21], realizaram um conjunto de experiências práticas em que foi avaliada a potência de saída em dispositivos piezoelétricos numa situação em que a energia gerada era retificada de alternada para contínua e diretamente armazenada na bateria. Noutra situação, implementou-se um conversor *DC-DC* no circuito onde se achou o *duty-cycle* ótimo tendo em conta as condições do sistema, de maneira a gerar o máximo de potência de saída. A regulação do sinal PWM do conversor foi ajustada tendo em conta a fase onde ocorre o pico máximo de corrente gerada, ou seja, no momento onde a excitação mecânica é mais elevada. Os resultados mostraram que, comparando a saída dos dois tipos de circuito, o circuito com um conversor DC-DC implementado, teria um aumento energético significativo, por volta dos 400%.

Na figura 2.13 está representado o circuito do sistema de recolha de energia proposto. Foi utilizado um conversor *switch DC-DC Buck* de maneira a reduzir a tensão de saída para um valor fixo e, ao mesmo tempo, elevar a corrente. Apesar deste tipo de conversor ser usado idealmente apenas para regular a tensão de saída, neste caso irá ter principal finalidade de aumentar a corrente de saída no circuito, ao mesmo tempo que a tensão é regulada. De um modo geral, os transdutores piezoelétricos, devido à sua elevada impedância mecânica, apresentam à saída elevados valores de tensão elétrica e baixos valores de corrente e, por isso, este tipo de conversor é escolhido pela maioria dos autores em aplicações de recolha de energia piezoelétrica. À saída do transdutor, a corrente alternada é submetida à retificação AC-DC, composta por uma ponte de díodos. O condensador  $C_{rect}$  acumula energia para acionar o conversor DC-DC, ao mesmo tempo que funciona como filtro no retificador.

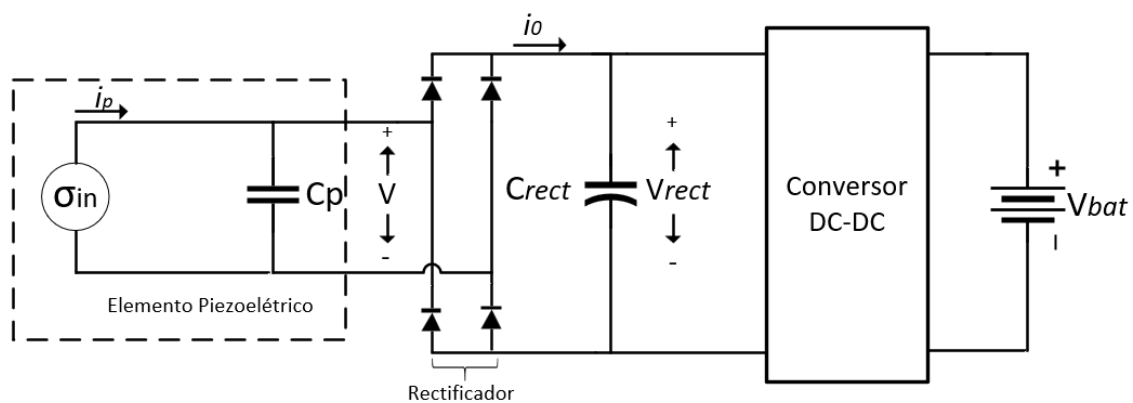


Figura 2.13: Modelo adaptado de um elemento piezoelétrico com um conversor DC-DC adaptado.

O funcionamento do conversor *buck* baseia-se na alternância de um interruptor interno (aberto/fechado), geralmente um transistor MOSFET, no qual ocorre o sucessivamente o armazenamento e descarga de uma bobina. Na figura 2.14 está representado o esquema de funcionamento geral deste tipo de conversor. Imaginando um caso em que o transistor do conversor comece ligado/fechado, a corrente no circuito começa a acumular-se gradualmente no condensador e na carga à saída, ao mesmo tempo que a bobina armazena energia através do campo eletromagnético gerado (figura 2.14(a)). Quando o interruptor abre, a energia armazenada na bobina é libertada e a tensão nos seus terminais muda de polaridade resultante da mudança do valor da corrente que flui no circuito (figura 2.14(b)). A corrente no condensador irá ser descarregada com auxílio da libertação energética na bobina e posteriormente, a carga à saída é carregada. Concluindo, ao comutarmos o interruptor, teremos no circuito um valor de tensão regulado e inferior à tensão de entrada, simultaneamente com um valor de corrente de saída superior. Isto é conseguido através da realimentação do sinal de saída que irá regular o duty-cycle do sinal PWM no conversor, isto é, caso haja um aumento do consumo na carga, o sinal *feedback* vai aumentar a largura de pulso de modo a garantir mais tempo no estado fechado (transistor *ON*). No caso inverso, a lógica é a mesma, mas o *feedback* irá aumentar o tempo no estado *OFF*. Na prática, a comutação de estado *ON* e *OFF* em circuitos *Buck* é conseguida através da inserção de dois MOSFET que vão alternando entre si, a partir do controlo do sinal PWM no conversor (figura 2.15). Enquanto o transistor Q1 permanece fechado, Q2 encontra-se aberto, e vice-versa.

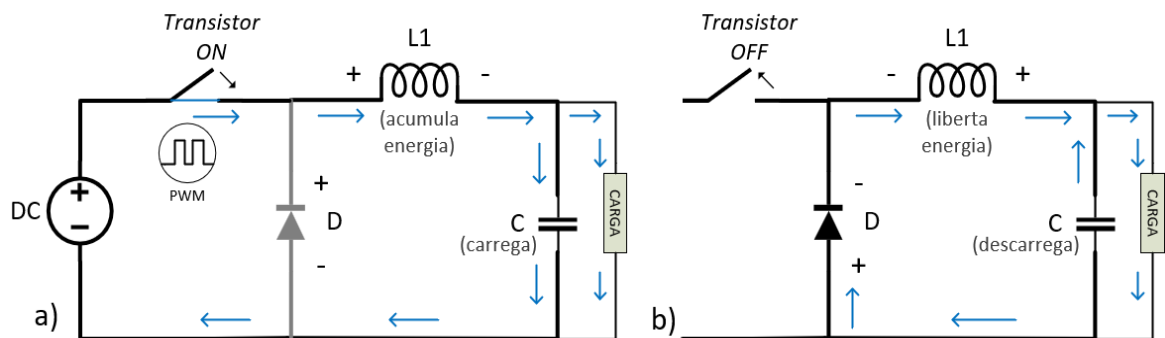


Figura 2.14: Funcionamento gerado de um conversor buck nos dois estados de funcionamento: estado ON (a) e estado OFF (b).

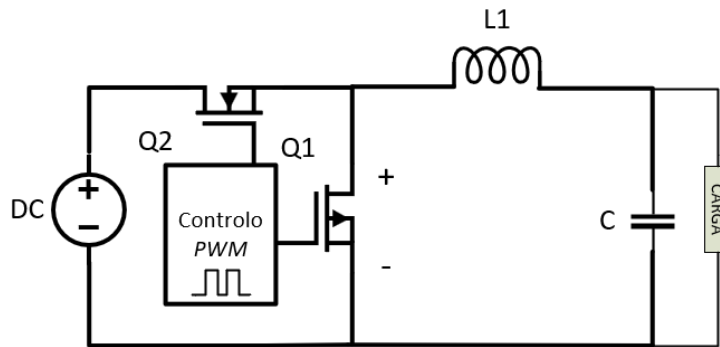


Figura 2.15: Modelo prático de um circuito referente a um regulador de tensão *Buck*.

Apesar de se conseguir uma eficiência energética bastante superior com a implementação de um conversor DC-DC, este componente irá dissipar alguma energia no circuito. De maneira a contrariar esta ocorrência, neste mesmo estudo, foram implementados no circuito ambos os métodos de armazenamento de energia referidos anteriormente: método direto e método comutado. Tendo um circuito com dois métodos de conversão distintos implementados, consegue-se obter uma eficiência energética ainda mais desejável, isto é, quando a potência gerada é demasiado baixa para ligar o conversor DC-DC, esta irá carregar diretamente a bateria não havendo gasto desnecessário de energia no conversor, enquanto que, se obtivermos uma potência relativamente elevada (suficiente para acionar o conversor), a bateria será carregada através do conversor [18].

Relativamente ao armazenamento de energia, sabemos que uma simples resistência de carga à saída, embora seja útil para validar o sistema, não sugere nenhum caso aplicativo realista. No geral, sistemas de recolha de energia possuem à saída um ou vários condensadores, de maneira a armazenar e acumular a energia recolhida, antes de esta ser descarregada. Desta maneira, torna-se possível substituir o uso de baterias recarregáveis por uma solução mais vantajosa em alguns aspetos. Os condensadores podem ser carregados por qualquer método, enquanto que, no caso das baterias recarregáveis, o seu carregamento tem de responder a certos critérios, dependendo do seu perfil. Dando um exemplo particular, o carregamento de baterias de íões de lítio possui um desempenho melhor quando estas são carregadas com um valor de corrente constante. Esta particularidade não é factível caso estejamos a usar, por exemplo, um transdutor piezoelétrico na recolha de energia onde geralmente ocorrem variações de corrente. Outra razão é que as baterias recarregáveis possuem um tempo de vida muito curto (1 a 2 anos até terem de ser substituídas), enquanto que no caso dos condensadores, pode-se considerar o seu tempo de vida infinito.

Posto isto, torna-se importante ter em conta algumas considerações na escolha do valor da capacidade dos condensadores à saída do transdutor. Em 2003, foram realizados vários testes pelos autores Roundy, S. Wright *et. al* [10], consistindo na variação da capacidade do condensador à entrada de um circuito de recolha de energia piezoelétrica ( $C_{rect}$ ), avaliando

posteriormente o pico máximo de potência na energia transferida. No gráfico da figura 2.16 observa-se que a potência máxima transferida para a carga, aumenta com o aumento da capacidade do condensador, mas apenas até um certo valor. O parâmetro  $C_p$  diz respeito ao valor da capacidade dos eletrodos do transdutor usado nestes ensaios. Conclui-se que,  $C_{rect}$  deve ter o máximo valor possível, tendo em conta as limitações do volume sistema, custo e demanda energética da aplicação final. No entanto, através da análise do gráfico verifica-se que a potência máxima gerada estabiliza a partir de certo valor, valor este que é aproximadamente cem vezes superior ao valor de  $C_p$ . Logo, de maneira a maximizar a potência, basta que no circuito dimensionado, a capacidade de  $C_{rect}$ , que se encontra à saída do transdutor, seja pelo menos cem vezes superior a  $C_p$ .

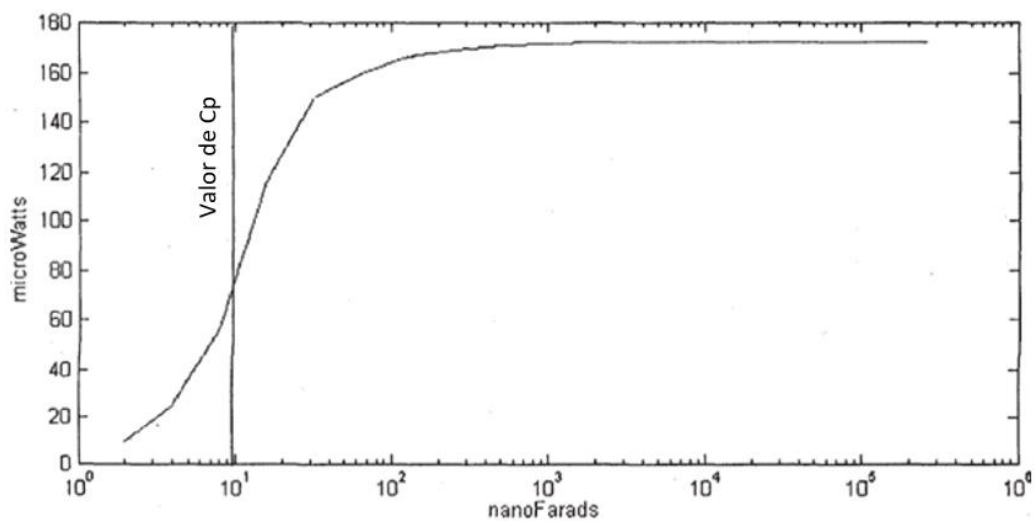


Figura 2.16: Potência máxima transferida em função da capacidade de um condensador à saída dum circuito de recolha de energia piezoelétrica.



# Capítulo 3

## 3. Validação experimental do transdutor

### 3.1. Características gerais do transdutor piezoelétrico

O transdutor que irá ser utilizado neste projeto possui algumas propriedades tabeladas que devem ser tomadas em consideração de modo a facilitar o seu uso. Este é composto por duas camadas ativas (transdutor *bimorph*) de material cerâmico PZT com um modo operacional em paralelo e idealmente projetado para ser mais sensível a forças mecânicas de flexão. Posto isto, na folha de características do transdutor, são sugeridas duas configurações mecânicas possíveis representadas na figura 3.1. Uma delas, já analisada anteriormente, é a configuração *cantilever*, no outro caso, designada por configuração viga simples, consiste na fixação parcial das duas extremidades, sendo que a força mecânica é exercida no centro das placas piezoelétricas, criando também uma deformação. De modo a facilitar a sua instalação em sistemas mecânicos osciladores, este modelo possui nas suas extremidades dois fixadores em cada lado, contendo cada um dois furos. Na figura 3.2 está ilustrado a morfologia do respetivo transdutor piezoelétrico, com as respetivas medidas [22].

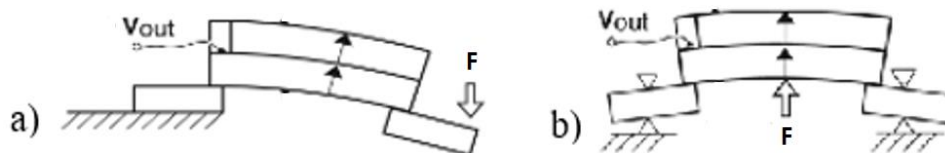


Figura 3.1: Modelo esquemático de duas configurações possíveis do respetivo transdutor piezoelétrico: (a) configuração em *cantilever* e (b), em *viga simples*.

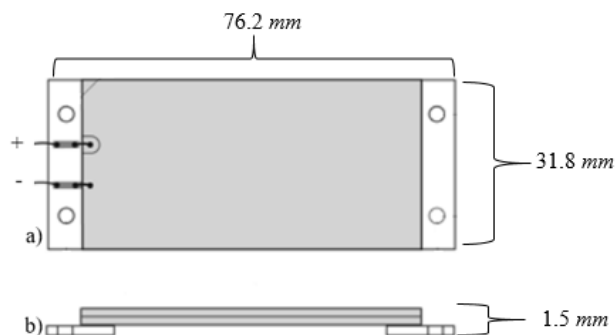


Figura 3.2: Morfologia do transdutor piezoelétrico, sendo a camada em tons de cinza correspondente às camadas piezoelétricas ativas.

Na tabela 3.1 estão listados alguns parâmetros do transdutor relativamente a uma configuração *cantilever*, que será a configuração escolhida para a validação experimental desta dissertação. As constantes piezoelétricas  $d_{31}$  e de acoplamento eletromecânico  $k_{31}$ , associadas ao *modo 31* são parâmetros importantes no que toca à eficiência do material piezoelétrico e, por isso, também se encontram tabeladas. A rigidez é uma propriedade do próprio material e está diretamente relacionada com o Módulo de *Young*, mas ao contrário deste, depende das suas dimensões físicas. É sabido que, quanto maior forem as suas constantes  $d$  e  $k$ , maior será a eficiência entre a conversão de energia mecânica em elétrica do material.

Por norma, materiais piezoelétricos possuem uma impedância muito alta, resultando em valores de tensão elevados e de corrente muito baixos. A constante dielétrica do material  $\epsilon$ , embora não esteja tabelada, também possui um papel importante na eficiência energética do gerador, visto que quanto maior o seu valor, menor será a impedância, sendo por isso preferível valores elevados deste parâmetro. Geralmente, a família de materiais cerâmicos PZT apresentam valores de  $\epsilon$  bastante satisfatórios.

Tabela 3.1: Especificações técnicas do transdutor piezoelétrico utilizado nesta dissertação.

Material Piezoelétrico	PZT-5A
Peso (g)	10.4
Rigidez (N/m)	$1.9 \times 10^2$
Constante piezoelétrica $d_{31}$ ( $\times 10^{-12} C/N$ )	-171
Constante de acoplamento eletromecânico $k_{31}$	0.40
Frequência de ressonância (Hz) *	52
Capacitância interna (nF)	232
Pico máximo de flexão ( $mm_{peak}$ ) *	$\pm 2.6$
Tensão de saída em circuito aberto no pico de flexão máxima ( $V_{peak}$ ) *	$\pm 20.9$
Potência máxima gerada no pico de flexão máxima (mW) *	7

\*Transdutor em configuração *cantilever* num modo operacional em paralelo

## 3.2. Configuração da instalação experimental

A configuração da instalação experimental que permite explorar a aplicação do transdutor piezoelétrico ao conceito da recolha de energia é uma componente fundamental do processo de validação tecnológico. Para a parte prática desenvolvida nesta dissertação optou-se por um sistema eletromecânico, composto por um *woofer* fechado numa caixa de madeira. As vibrações

criadas são transferidas ao exterior por intermédio de uma vara metálica que possui apenas vibração sinusoidal. Este sistema já se encontrava previamente idealizado e parcialmente construído, tendo sido já utilizado em trabalhos anteriores [23]. Desta maneira, apenas foi necessário idealizar uma estrutura que permitisse acoplar o transdutor piezoelétrico à fonte de excitação mecânica.

Um amplificador exterior juntamente com um gerador de sinal, permitem regular a frequência e amplitude do sinal da entrada no *woofer* do oscilador mecânico (figura 3.3). Um varão metálico é inserido no centro do *woofer* com o auxílio de uma tampa inserida na sua superfície de maneira a que possa suportar o transdutor no varão. Desta maneira, conseguiremos recolher energia através das vibrações do varão, que serão induzidas no transdutor.

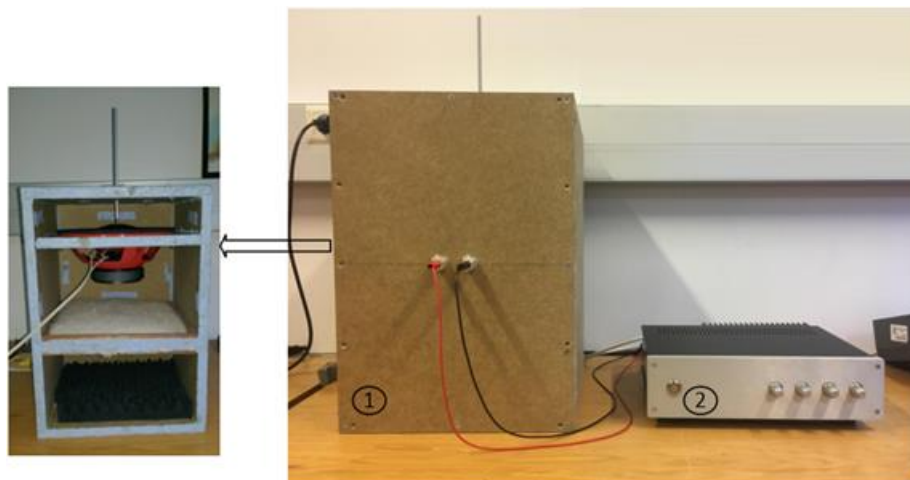


Figura 3.3: Sistema de vibrações mecânicas induzidas por um *woofer* (1), ligado a um amplificador de sinal (2).

### 3.2.1. Instalação do transdutor piezoelétrico

Sabendo o modo como irão ser geradas as vibrações mecânicas no sistema oscilador, torna-se fundamental analisar e explicar a configuração de acoplamento do transdutor piezoelétrico.

Como já foi dito, a configuração em *cantilever* apresenta várias vantagens e adequa-se à morfologia do transdutor e por isso, será usada na validação experimental. De maneira a conseguir segurar o transdutor no oscilador, que neste caso é um varão metálico preso ao *woofer*, foi desenhado e impresso um modelo 3D, com o objetivo de fixar uma das extremidades do transdutor ao varão (figura 3.4). As plataformas usadas para a criação deste objeto foram o *software SolidWorks* e a impressora 3D *BQ Prusa i3 Hephestos*. Uma massa poderia ser acoplada na extremidade da viga piezoelétrica de maneira a ajustar a frequência de ressonância do sistema, no entanto não será necessário visto que a frequência de excitação mecânica é regulável, havendo a possibilidade de submeter o transdutor à sua frequência natural.

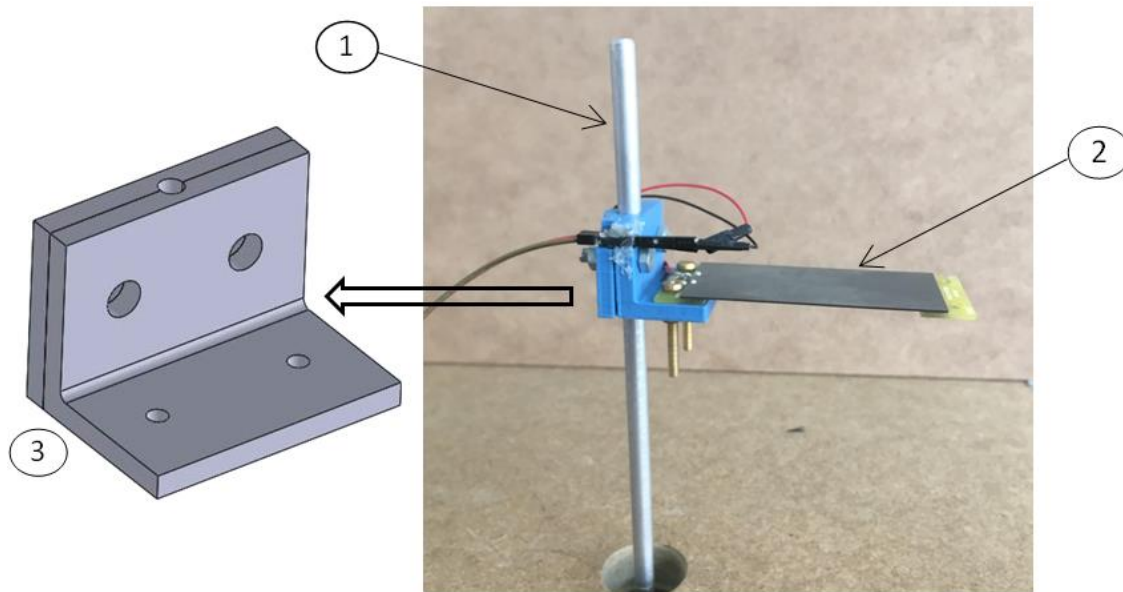


Figura 3.4: Varão oscilador (1), com o transdutor piezoelétrico (2), acoplado em *cantiveler* através do fixador desenhado no *Solidworks* (3).

### 3.3. Procedimento experimental

Nesta parte do capítulo serão explicadas todas as metodologias necessárias à realização dos ensaios experimentais. O objetivo fundamental nesta parte experimental da dissertação será fazer vários ensaios com o transdutor piezoelétrico no *woofer* de maneira a avaliar o seu comportamento relativamente à potência elétrica gerada e, desta maneira, validar experimentalmente o sistema. Para tal, usou-se um potenciômetro à saída do circuito onde será analisada a potência dissipada nos seus terminais, variando alguns parâmetros. A análise da frequência de ressonância do sistema mecânico será outro objetivo deste capítulo.

Na figura 3.5 encontra-se ilustrado o esquema da instalação experimental, com a respetiva instrumentação necessária. Para além do *woofer* e do amplificador, foi utilizado um osciloscópio e um gerador de sinal. O gerador de sinal encontra-se ligado à entrada do amplificador de maneira a selecionar a frequência de excitação e a amplitude no *woofer*. Um osciloscópio com o canal 1 (linha verde) tem como função monitorizar o sinal de entrada no *woofer* e o canal 2 (linha vermelha), monitorizar o sinal de saída nos terminais do transdutor piezoelétrico. Adicionalmente, um voltímetro e um amperímetro são empregues à saída do sistema de modo a que se consiga calcular a potência dissipada no potenciômetro  $R_{carga}$ . O valor da amplitude do sinal de entrada possui um valor fixo de 10 V.

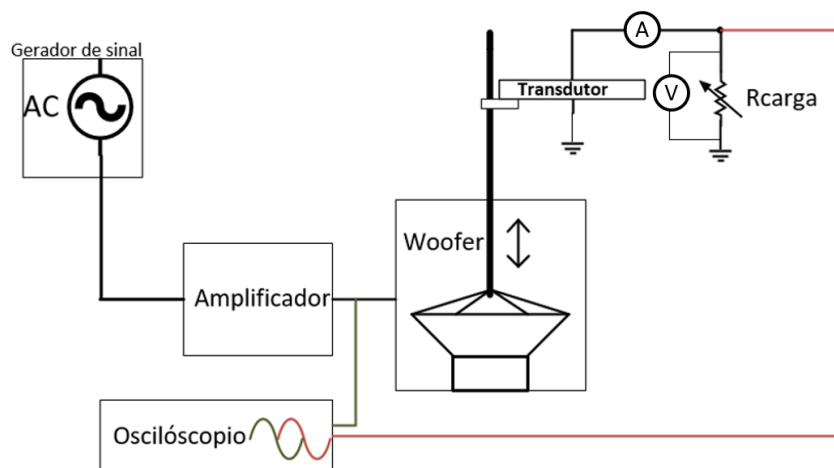


Figura 3.5: Modelo esquemático da banca de trabalho com a devida instrumentação para o procedimento experimental.

Tendo em conta que o material cerâmico PZT é bastante frágil, ao chegar ao pico de deflexão máximo, à frequência de ressonância, é provável que quebre. O valor máximo da tensão de saída em circuito aberto, no ponto de deflexão máximo, é 20.4 V. Para saber a frequência natural do sistema transdutor em *cantiveler*, variou-se a frequência de excitação no sistema, monitorização da tensão nos terminais do transdutor, em circuito aberto. De maneira a evitar danos na estrutura no transdutor, apenas testou-se o sistema para valores em torno dos 20 V.

Depois de saber a frequência de ressonância do sistema, foram feitos vários ensaios experimentais em que, para um determinado valor de frequência de excitação imposto através do gerador de sinal, variou-se o valor da resistência de carga com o objetivo de obter a tensão e a corrente de saída no transdutor piezoelétrico e assim, poder determinar o valor de potência máxima.

Na tabela 3.2 está exemplificado o esquema de um dos vários ensaios que realizados para um determinado valor de frequência de excitação. Começa-se por um valor de resistência mínimo e, aumentando o seu valor progressivamente, obtém-se o valor da tensão e da corrente de saída até achar o valor de potência máximo. A referência relativa ao aumento do valor da resistência, já que não se sabe o valor desta, será o valor da tensão. Para tal, decidiu-se que, a cada variação de tensão de mais ou menos 100 mV, irá corresponder a um teste de medida.

Tabela 3.2: Modelo exemplar de um ensaio experimental, para um determinado valor de frequência, com o fim de obter a resistência de carga ótima.

	Reóstato	Corrente	Tensão	Potência
Frequência 1	$R_{mínimo}$	$I_{máximo}$	$V_{mínimo}$	$P_n$
	$R_1 = \frac{V_1}{I_1}$	$I_1$	$V_1 = V_{mínimo} + 100mV$	$P_1 = I_1 \times V_1$
	$R_2 = \frac{V_2}{I_2}$	$I_2$	$V_2 = V_1 + 100mV$	$P_2 = I_2 \times V_2$
	...	...	...	...
	$R_{ótimo}$	$I_x$	$V_x$	$P_{ótimo} = I_x \times V_x$

Com isto, conseguiu-se achar a resistência de carga ótima e relacionar a frequência de excitação com a potência de saída. A figura seguinte diz respeito à instalação experimental associada ao modelo da figura 3.6, com todos os componentes necessários à prática experimental.

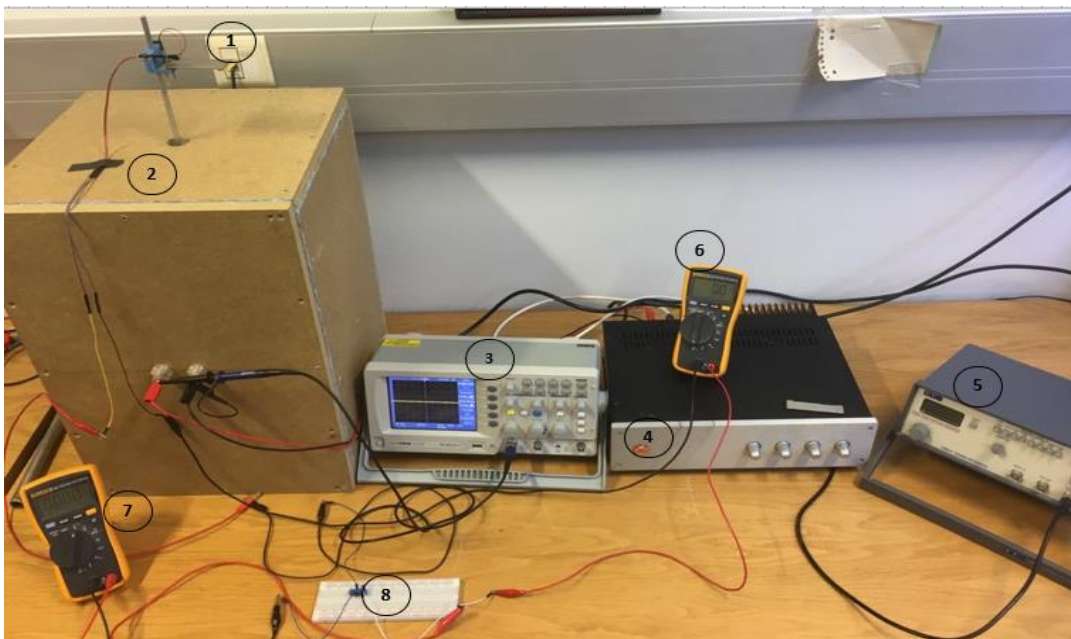


Figura 3.6: Ilustração da instalação experimental necessária: 1) Transdutor piezoelétrico; 2) Oscilador mecânico; 3) Osciloscópio; 4) Amplificador de sinal; 5) Gerador de sinal; 6) Amperímetro; 7) Voltímetro; 8) Potenciômetro.

### 3.4. Determinação da resistência de carga ótima

De modo a conhecer o valor da frequência natural do sistema nesta configuração, avaliou-se a tensão de saída em circuito aberto, para valores de tensão de saída superiores e inferiores a 20 V. Para um valor de amplitude fixo à entrada no sistema, elevou-se a frequência de excitação a partir de 0 Hz até obter o valor tensão de 15 Volts à saída e, posteriormente, desceu-se progressivamente a frequência a partir de 100 Hz, até chegar ao mesmo valor de tensão à saída. Observando o gráfico da figura 3.7, verificou-se que, a tensão de saída sobe até os 15 V, no momento em que a frequência de excitação atinge o valor de 35 Hz e, desce a partir de 60 Hz. Desta maneira, concluímos que, apesar de não testarmos o sistema à frequência de ressonância por razões de segurança, a frequência natural deste sistema encontra-se dentro do intervalo de valores esperado (35 a 65 Hz), coincidindo com o valor da frequência natural do transdutor tabelado, 52 Hz.

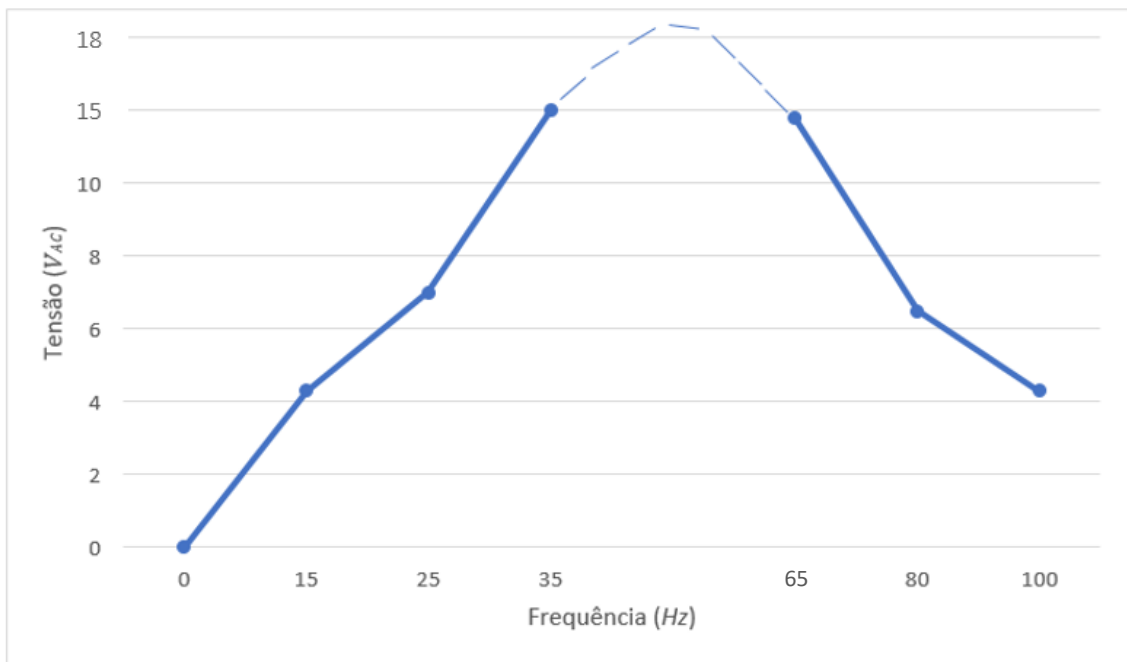


Figura 3.7: Variação da frequência das vibrações produzidas por um woofer, em função da tensão elétrica gerada em circuito aberto num transdutor piezoelétrico;

Como já foi dito, para determinar a carga ótima, variou-se o valor resistivo num potenciômetro a partir de zero ohms até ao seu valor máximo, de modo a observar o pico de potência máxima gerada. Nos cinco ensaios realizados, para valores de frequência de excitação de 10, 12, 15, 20 e 25 Hz, foi usado um potenciômetro de 500 KΩ. Para conseguir analisar devidamente a evolução da potência de saída em função do aumento gradual da resistência de carga, foi criado um gráfico da tensão em função da corrente e potência, a partir dos dados obtidos. Nas duas figuras abaixo, estão representados três dos ensaios realizados, para uma frequência de excitação de 15, 20 e 25 Hz.

Como seria de esperar, a potência de saída aumenta significativamente com o aumento da frequência de excitação, para valores inferiores ao valor da frequência natural do transdutor. Na figura 3.8, podemos verificar que, para 25 Hz, a potência máxima de saída alcançada é de cerca de 1,14 mW, com o valor ótimo da resistência de carga igual a, aproximadamente 19 K $\Omega$ . Enquanto que, para uma frequência de excitação com o valor de 15 Hz,  $P_{m\acute{a}x} = 0,075 \text{ mW}$  e  $R_{\acute{o}timo} = 39 \text{ K}\Omega$ , aproximadamente.

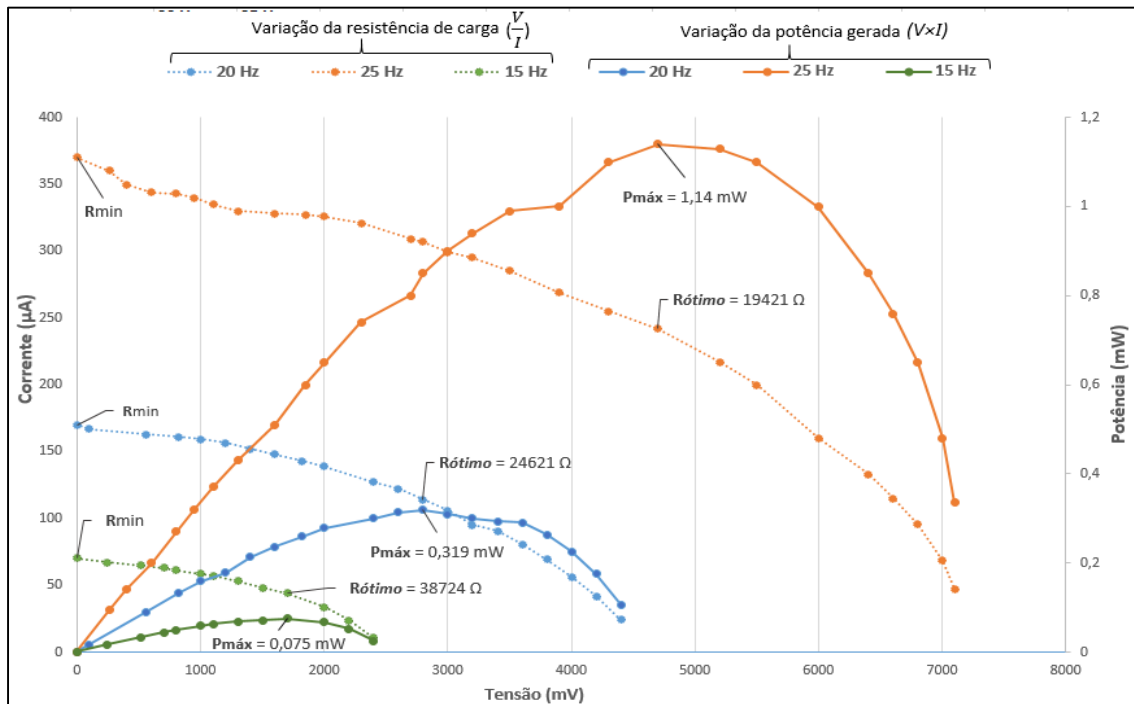


Figura 3.8: Evolução da potência gerada em função do aumento da resistência de carga, para uma frequência de excitação de 15, 20 e 25Hz.

Relativamente à resistência de carga, concluímos que, aumentando a frequência de excitação, o valor da resistência de carga ótima diminui progressivamente. Através da equação (19) da resistência de carga ótima, confirma-se esta evolução, visto que o seu valor é inversamente proporcional ao valor da frequência de excitação. A potência máxima gerada aumentou significativamente com o aumento do valor de frequência de excitação, visto que este valor foi-se aproximando cada vez mais da frequência de ressonância do sistema mecânico.

Na tabela 3.3 podemos verificar mais em pormenor a evolução desses parâmetros para todos os ensaios de frequência realizados.

Tabela 3.3: Valores obtidos da resistência de carga ótima e a respectiva potência gerada, para vários valores de frequência.

Frequência de excitação (Hz)	Resistência de carga ótima ( $\Omega$ )	Potência máxima (mW)
10	48000	0,008
12	43650	0,029
15	38720	0,075
18	27500	0,176
20	24620	0,375
25	19420	1,141



# Capítulo 4

## 4. Conversão e regulação de energia

### 4.1. Esquema funcional de eletrónica de regulação

A otimização do circuito eletrónico dum sistema de recolha de energia é fundamental no que toca à sua eficiência energética. O foco principal nesta fase experimental da dissertação será idealizar, construir e validar um circuito eletrónico capaz de regular de maneira eficiente a energia de saída no transdutor, para alimentar dispositivos eletrónicos de baixo consumo energético.

Geralmente, a interface do circuito associado a um gerador piezoelétrico é constituído por um retificador AC-DC, um regulador de tensão DC-DC e um sistema de armazenamento de energia. O esquema geral idealizado encontra-se ilustrado na figura 4.1. À saída do transdutor, a tensão alternada AC será retificada para contínua DC e seguidamente, embora não esteja representado, a energia é acumulada num condensador de entrada, funcionando como *buffer* para acionar o conversor DC-DC buck (*step-down*), o qual irá regular a tensão para um valor fixo. Já vimos que geralmente, os transdutores piezoelétricos possuem elevados valores de tensão à saída e baixos valores de corrente, devido à sua elevada impedância. Posto isto, será mais benéfico baixarmos a tensão, aumentando a corrente [21]. A seguir à regulação de tensão, a energia poderá ser acumulada num banco de condensadores ou num supercondensador, para que de tal maneira, o fornecimento de energia a um dispositivo eletrónico seja mais eficiente. Quanto maior o valor da capacidade destes condensadores, maior será o *burst* energético fornecido ao dispositivo, visto que o período de descarga será maior. Por outro lado, o período de carregamento será consequentemente maior.

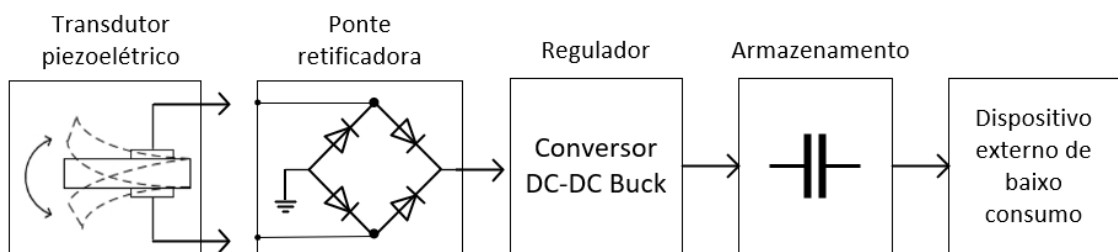


Figura 4.1: Processo geral dum sistema de recolha, regulação e armazenamento de energia piezoelétrica através dum circuito adaptado.

### 4.1.1. Análise do componente integrado LTC3588-1

O circuito integrado LTC3588-1, distribuído pela empresa *Linear Technology* irá ser usado no dimensionamento do circuito de recolha de energia, visto que integra um retificador de onda completa de quatro díodos e um conversor DC-DC *buck*. Este conversor usa um algoritmo baseado num circuito comparador (disparador *Schmitt*), de maneira a controlar a tensão de saída. Na figura 4.2 está ilustrado o circuito interno deste componente. Os pins de entrada *PZ1* e *PZ2* fazem a ligação direta entre a saída AC do transdutor piezoelétrico e a ponte retificadora. Seguidamente à retificação AC-DC, a energia de saída será acumulada num condensador de entrada ( $C_{Rect}$ ) ligado ao pin  $V_{IN}$ , com a finalidade de acionar o conversor buck. Quando a tensão no pin  $V_{IN}$  ultrapassa um valor de limiar definido, o conversor liga e começa a transferir a carga do condensador  $C_{Rect}$  em  $V_{IN}$  para o condensador à saída, passando pelo regulador de tensão *buck*. A seleção do valor de tensão de saída é definido através dos pins *D0* e *D1*, conectando-os a *ground* (valor lógico 0) ou a  $V_{IN2}$  (valor lógico 1). Os pins internos *CAP* e  $V_{IN2}$  são conectados a dois condensadores externos de maneira a acumular energia e alimentar o sistema interno do conversor *buck*, energia esta que advém de  $V_{IN}$ . O pin  $V_{OUT}$  será responsável pela monitorização do valor de tensão de saída, fazendo a regulação deste valor através do *feedback* interno. À saída do conversor *buck*, o pin *SW* irá carregar o condensador de saída através de uma bobina, com um valor de corrente superior ao de entrada. Isto deve-se ao facto do conversor ser capaz de subir o valor de corrente na bobina até 260 mA, descendo de seguida para 0 mA, através da alternância entre os dois transístores MOSFET. O valor de tensão monitorizado pelo pin  $V_{OUT}$  irá ser constantemente comparado ao pin *PGOOD*, sendo que este assume o valor lógico alto quando  $V_{OUT}$  ultrapassa 92 % do valor de tensão de saída selecionado e o valor lógico baixo quando a tensão desce abaixo desta percentagem. Este pin (*PGOOD*) irá ser diretamente ligado ao dispositivo eletrónico externo, de maneira a avisá-lo que a tensão de saída decaiu relativamente ao valor selecionado. Este mecanismo pode ser vantajoso para que sistema consiga gravar informação importante, antes que ocorra uma falha de energia. De maneira a entender melhor o funcionamento do componente, será feita uma análise ao *kit* de recolha de energia fornecido pela *Linear Technology*, composto pelo respetivo circuito integrado.

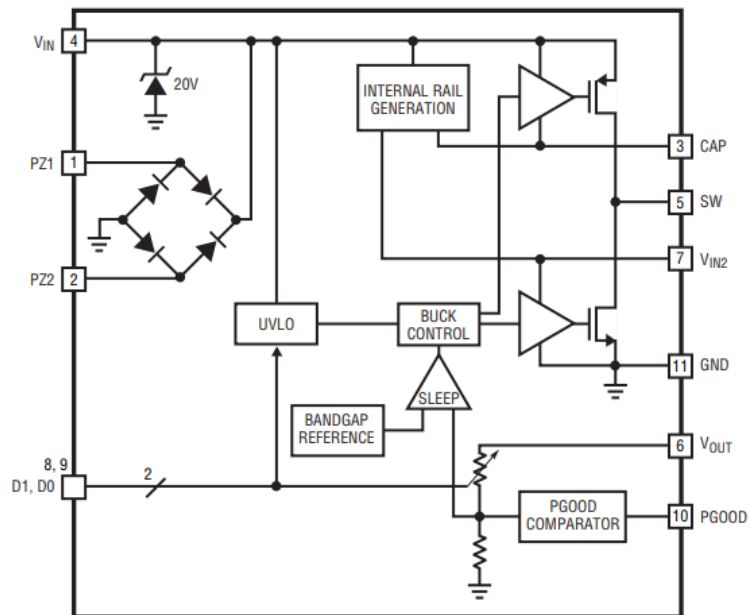


Figura 4.2: Sistema de funcionamento interno do circuito integrado LTC3588-1

#### 4.1.2. Introdução ao *Kit* de recolha de energia

Na figura 4.3 encontra-se ilustrado o respetivo *kit*, que engloba duas componentes: um sistema de recolha de energia *Demo circuit 2080A* (Figura 4.3(A)) e o microcontrolador *EFM 32 Giant Gecko 32-bit* que pode ser alimentado por este sistema (Figura 4.3(B)). Dentro do circuito de recolha de energia, existem vários módulos intrínsecos que se diferenciam pelo tipo de fonte energética de entrada que o utilizador tenciona usar, como por exemplo a termoelétrica, a solar e a piezoelétrica/eletromagnética. Para além disto, este circuito possui disponível um painel fotovoltaico e um gerador termoelétrico (TEG), capazes de converter energia solar e térmica, respetivamente, em elétrica. A parcela do circuito correspondente ao módulo 1, assinalado na figura, foi concebido para trabalhar com transdutores piezoelétricos e eletromagnéticos, logo o foco irá ser apenas nesta compartição.

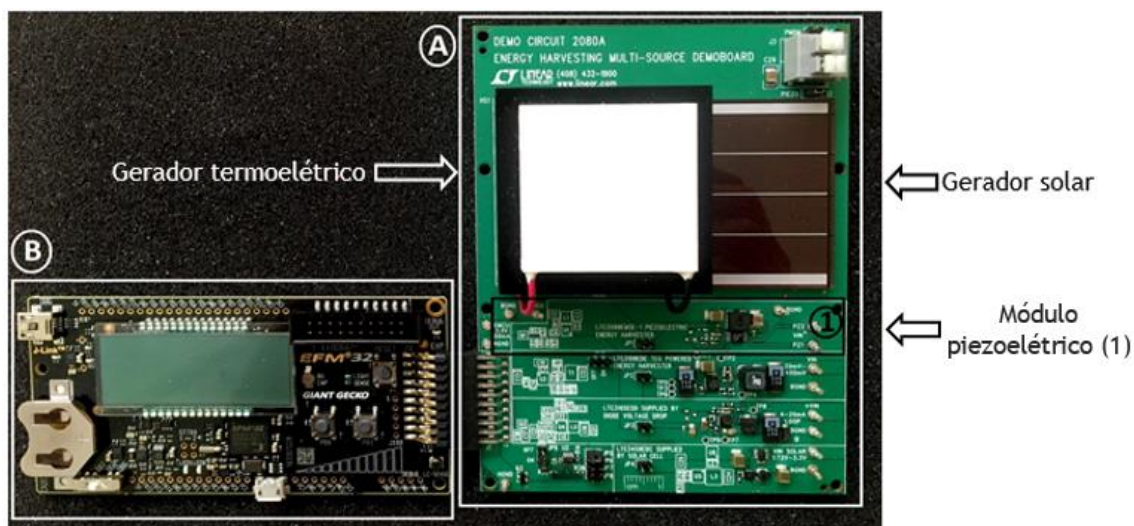


Figura 4.3: Kit de recolha de energia DC2080: (A) Componente associada à recolha de várias fontes de energia, por exemplo, piezolétrica (1); (B) Microcontrolador EFM 32 Giant Gecko.

O microcontrolador EFM 32, fornecido pela *Silicon Labs*, possui funções de sensoriamento, controlo e comunicação, e opera numa gama de tensões entre 1.9 a 3.8 V, com um consumo médio de corrente de funcionamento de 150  $\mu\text{A}$  ou, em modo de repouso, de 0.9  $\mu\text{A}$ . Através do *software Simplicity Lab* associado a este dispositivo, é possível observar o seu consumo energético ao longo do tempo, o que será uma ferramenta útil nesta dissertação, para fins de validação do sistema de recolha de energia.

Tendo em conta alguns aspetos do circuito relativamente ao módulo piezoelétrico no *kit*, foi idealizado o circuito ilustrado na figura 4.4, onde o seu funcionamento vai ao encontro do mecanismo do componente LTC3588-1, explicado anteriormente. Contudo, outros aspetos do circuito requerem alguma atenção, relativamente à eficiência energética.

No momento em que a tensão no banco de condensadores sobe acima de 0 V, um microcontrolador irá de imediato consumir corrente, impossibilitando o sistema de acumular energia. De maneira a contrariar este aspeto, foi projetado no circuito, o integrado LTC2935-2, inserido entre o módulo piezoelétrico e o dispositivo externo, com o objetivo de controlar a energia armazenada através da monitorização do valor de tensão  $V_{OUT}$ . Este controlador funciona como interruptor *ON/OFF* do dispositivo externo, através da interposição de um MOSFET (Q1) entre o *ground* do *header* e a fonte. Isto fará com que o condensador de armazenamento  $C_2$ , de grande capacidade, tenha tempo de carregar até um certo valor de tensão definido por este controlador, antes de este descarregar e alimentar o microcontrolador. Graças a este mecanismo, o sistema irá garantir que haja energia suficiente acumulada. No período de carregamento, o MOSFET encontra-se aberto e, conseqüentemente, o condensador de saída  $C_2$  vai armazenar energia até atingir um determinado limiar de tensão (*Power fail-threshold*), sendo que neste período não ocorre passagem de corrente para a carga. Quando

$V_{OUT}$  atinge este limiar, o MOSFET aciona/fecha e o dispositivo é alimentado (condensadores descarregam) até  $V_{OUT}$  baixar para outro limiar de tensão definido (*Reset threshold*). O mecanismo volta a repetir-se sucessivamente num ciclo. Este sistema vai permitir que não hajam fugas de corrente no período de carregamento, garantindo energia suficiente para alimentar o microcontrolador de maneira controlado, aumentando assim a eficiência energética no sistema de recolha energética.

Para uma tensão selecionada à saída com o valor de 3.3 V, podemos resumir o funcionamento da figura em cinco fases: (1) Retificação AC-DC à saída do transdutor nos pins *PZ1* e *PZ2*, (2) acumulação de energia no condensador de carga  $C_{Rect}$  em  $V_{IN}$ , até chegar ao limiar de tensão mínimo que permite acionar o conversor (*threshold rising* - 5.05 V), (3) quando  $C_{Rect}$  chega a este limiar, o conversor *buck* liga e o condensador  $C_{Rect}$  começa a descarregar paralelamente ao carregamento do condensador de saída  $C_2$  em *SW* (já com a tensão regulada), (4) quando o valor da tensão em  $C_{Rect}$  baixa até ao limiar *threshold falling* (3.65 V), o conversor para de converter e desliga até este ser carregado novamente até ao *threshold rising*, (5)  $C_2$  é carregado sempre que o conversor *buck* aciona através de *SW*, no período em que o MOSFET *Q1* encontra-se aberto, (6) o condensador descarrega para o dispositivo externo em resultado do acionamento do MOSFET, até ser atingido o limiar *Reset threshold* definido por LTC2935-2.

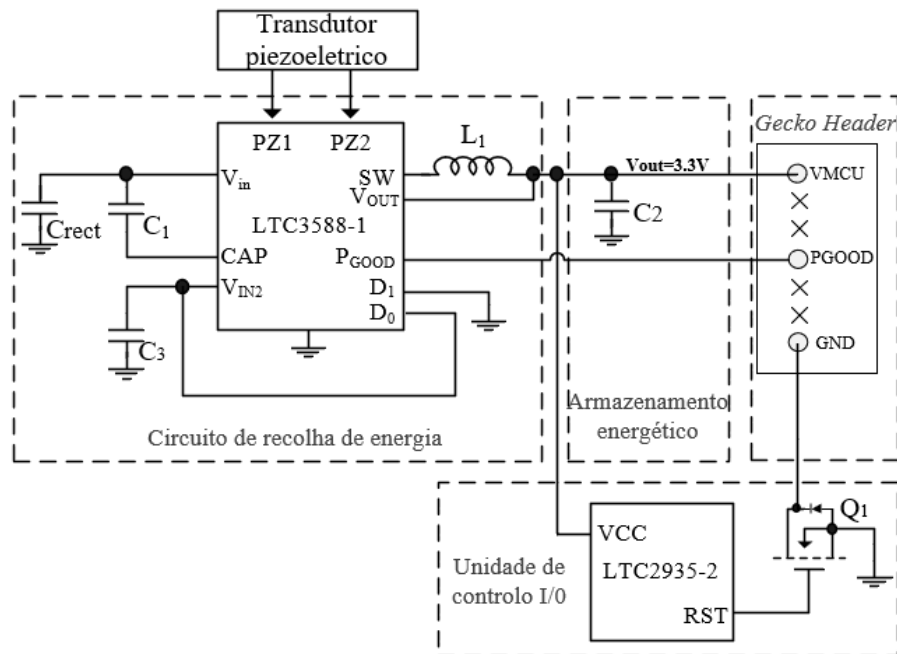


Figura 4.4: Módulo do circuito de recolha de energia piezoelétrico ligado ao *Header* do microcontrolador *EFM 32 Giant Gecko*, controlado pelos circuitos integrados LTC2935-2 e LTC3588-1.

## 4.2. Projeto, construção e validação do regulador

Sabendo o funcionamento geral do sistema regulador de energia, procedeu-se para a conceção e construção da placa do circuito impresso (PCB - *Printed Circuit Board*). A primeira etapa nesta fase da dissertação foi idealizar os componentes ideais e periféricos que a placa irá conter.

Ao longo do circuito teremos vários pontos de medida para avaliar o comportamento energético das várias fases do sistema, nomeadamente em  $PZ1/PZ2$ ,  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}/SW$  e  $VMCU$ . No circuito integrado LTC3588-1 foi selecionada o output 3.3 V através dos *pins*  $D0$  e  $D1$ , enquanto que em LTC2935-2, os *pins* correspondentes à seleção dos limiares de tensão que fazem acionar o MOSFET ( $S0$ ,  $S1$  e  $S2$ ), foram ligados a um *jumper* de maneira a que o utilizador consiga manualmente decidir o seu valor lógico. Estes limiares de tensão ditarão o tempo de carga e descarga do banco de condensadores à saída e por isso poderá ser útil a sua configuração manual.

A escolha do valor ótimo dos componentes poderá ser variável tendo em conta a aplicação final, no entanto, como o foco são sistemas de baixo consumo energético, é possível projetar um sistema versátil. O valor destes componentes foi escolhido tendo como base a análise do circuito do *kit* de recolha de energia, *Demo circuit 2080*.

O condensador  $C_{Rect}$ , encontra-se à entrada do circuito e à saída do transdutor, auxiliando o acionamento do conversor DC-DC. Como já foi visto no “Capítulo 2.3 - Sistematização de soluções desenvolvidas”, a sua capacidade deverá ser pelo menos cem vezes superior à capacidade dos elétrodos do transdutor piezoelétrico, de maneira a maximizar a sua potência gerada e, por isso, foi dimensionado nesse sentido.

Relativamente ao armazenamento de energia, os condensadores de carga devem ser maximizados tendo em conta as restrições físicas da placa e a demanda energética na carga. Um banco de condensadores, localizado à saída, composto por 15 condensadores de 100  $\mu\text{F}$  (1500  $\mu\text{F}$ ) será suficiente para alimentar a maioria dos dispositivos externos de baixo consumo, nomeadamente o microcontrolador *EFM 32 Giant Gecko*. O conversor *buck* está otimizado para trabalhar com uma bobina entre 10  $\mu\text{H}$  e 22  $\mu\text{H}$ . No entanto, dependendo da aplicação, este valor pode mudar. Uma bobina com um valor superior seria preferível caso, pretendêssemos valores de tensão mais elevados, pois iria aumentar o período *ON* na comutação do conversor.

A figura 4.5 representa o esquemático da PCB, desenhado no *software DesignSpark*, com todos os componentes necessários, assim como alguns dos respetivos valores. Esta placa terá duas camadas, sendo que uma delas é composta apenas pelo banco de condensadores, de maneira a economizar espaço. Este sistema regulador, baseado no circuito da figura 4.4, terá a capacidade de alimentar dois periféricos: um *header* que ligará ao microcontrolador *EFM 32 Giant Gecko*, e outro para conectar um relógio de desenvolvimento *eZ430-Chronos*, da *Texas*

*Instruments*, com várias funcionalidades de sensoriamento e comunicação *wireless*, contendo um acelerómetro, sensor de temperatura e um sensor de tensão nos terminais da bateria.

É de salientar que o pino *S2* encontra-se ligado diretamente ao MOSFET, sendo que o seu valor lógico irá variar entre *alto* e *baixo*, conforme o transistor abre e fecha. Mais concretamente, quando este se encontra aberto, *S2* assume o valor lógico 0, e quando aciona assume o valor lógico 1. Este mecanismo permite ao integrado LTC2935-2 intercalar dois estados, alternando os limiares de tensão, para assim, haver um período de descarregamento maior. Na tabela 4.1 temos alguns dos valores de tensão selecionáveis nos dois integrados a partir do valor lógico de cada pin, sendo que a negrito encontra-se a opção selecionada para a parte experimental deste trabalho. Observando os valores a negrito na tabela, verifica-se que através variação do valor lógico em *S2*, o MOSFET irá fechar quando o valor de *Power-fail threshold* sobe até 3.15 V e abrir no momento que *Reset Threshold* desce até o limiar 2.25 V (*condensadores descarregam*).

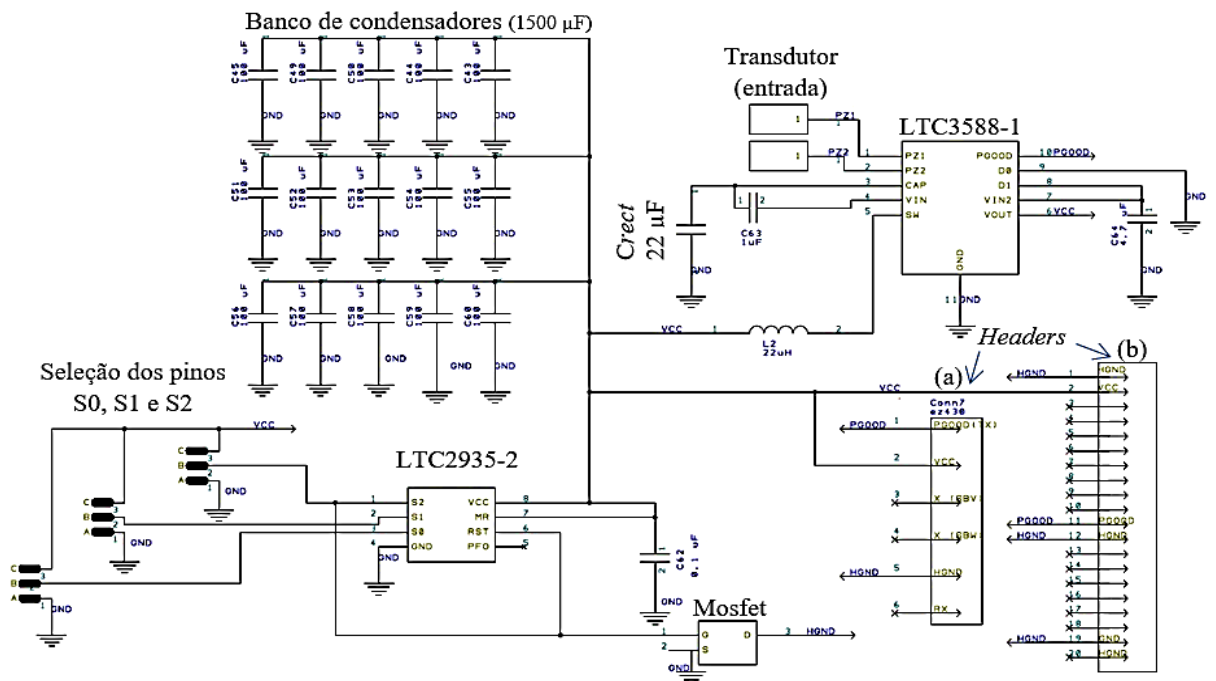


Figura 4.5: Esquemático do circuito de sistema proposto de recolha de energia.

Tabela 4.1: Opção de seleção de valores dos limiares de tensão e da tensão de saída nos componentes LTC2935-2 e LTC3588-1, respetivamente.

LTC2935-2	S2	S1	S0	Reset Threshold	Power-fail threshold
	0	1	1	3.00 V	<b>3.15 V</b>
	1	1	1	<b>2.25 V</b>	2.40 V
	0	1	0	2.85 V	3.00 V

LTC3588-1	D1		D0		VOUT
	0	0	0	0	1.8 V
	0	0	1	1	2.5 V
	1	1	0	0	<b>3.3 V</b>

Por fim, procedeu-se à construção do *footprint* do esquemático e a impressão da placa de circuito. Na figura 4.6 está demonstrada as duas faces da placa com os componentes devidamente soldados.

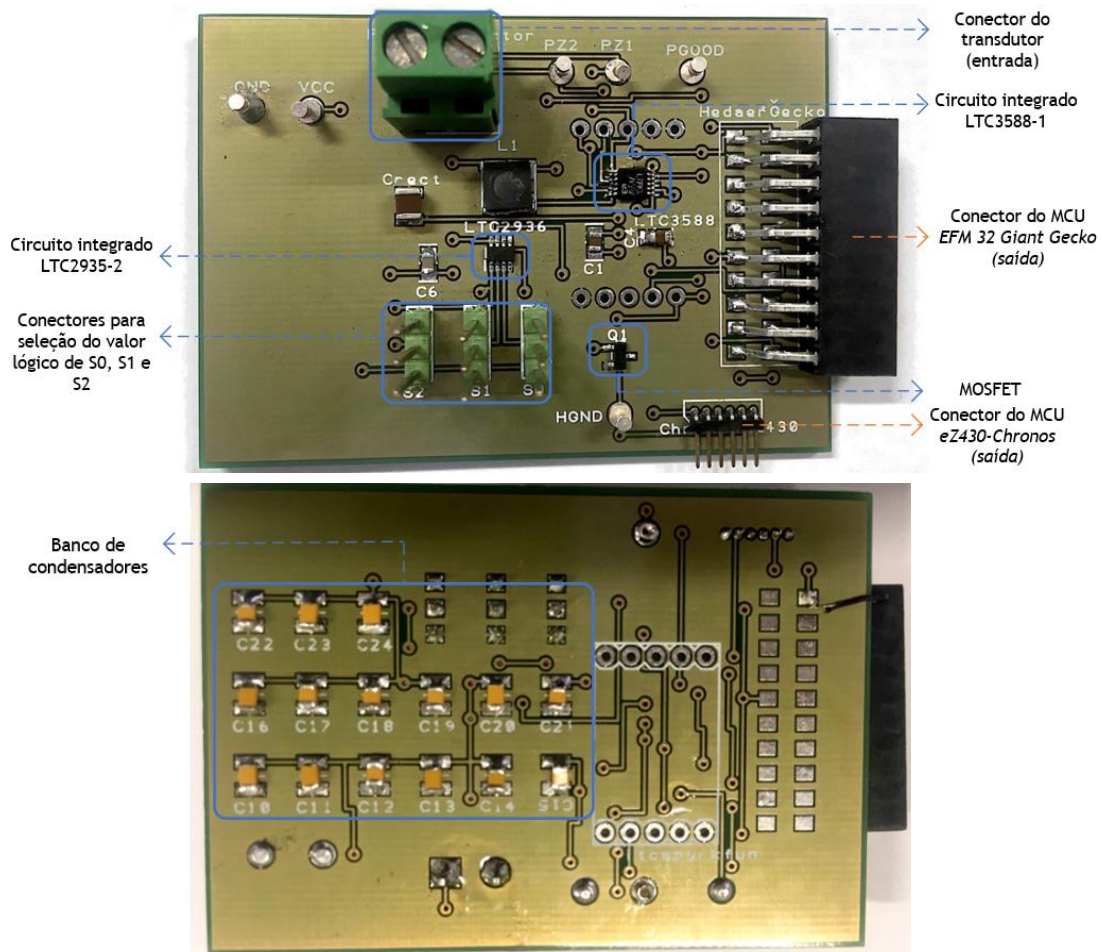


Figura 4.6 Representação do *Hardware* das duas faces da placa de circuito impresso.

A fim de se conseguir validar o funcionamento do circuito, foi realizada uma simulação experimental, para que se consiga observar o comportamento nos vários pontos de medida ao longo do circuito. Nesta dissertação, o microcontrolador *EFM 32 Giant Gecko* irá ser usado como dispositivo externo para testar e validar o sistema regulador de energia, no qual encontrava-se programado para medir e mostrar a temperatura interna do microprocessador do circuito, fazendo medições de temperatura num intervalo de dois em dois segundos, mostrando continuamente o valor lido no LCD, em *Celsius* e *Fahrenheit*. Esta experiência foi realizada na instalação experimental do *woofer*, onde submeteu-se o transdutor a uma frequência de excitação em torno dos 20 Hz, de maneira a que, para a saída selecionada  $V_{OUT} = 3.3$  V, fosse possível obter o valor mínimo de tensão necessário para acionar o conversor DC-DC (aproximadamente 5 V).

Através de um osciloscópio observou-se a onda de sinal à saída do transdutor piezoelétrico, no condensador de entrada  $C_{Rect}$ , no banco de condensadores previamente selecionado ( $V_{OUT}$ ), e por fim, a tensão à entrada do microcontrolador ( $V_{MCU}$ ). Como já foi referido, no integrado LTC2935-2 selecionou-se manualmente os valores lógicos de  $S0$  e  $S1$  para selecionar os limiares de tensão, 3.15 V e 2.25 V, permitindo que haja um *burst* energético mais elevado.

Na figura 4.7 estão representadas a tensão alternada à saída do transdutor (a) e a tensão já retificada no condensador  $C_{Rect}$  (b), respetivamente. Observando a figura 4.7(b), verifica-se que o condensador carrega e descarrega até atingir os limiares de tensão já mencionados, 5.05 V e 3.67 V, respetivamente.

A tensão no banco de condensadores ( $V_{OUT}$ ) relaciona-se com a tensão à entrada do microcontrolador ( $V_{MCU}$ ), ilustrado na figura 4.8 (a) e (b), respetivamente. Na figura 4.8 (a), os condensadores à saída vão carregar até atingir o limiar de tensão definido pelo integrado LTC2935-2 (*Power-fail threshold* = 3.15 V), sendo este o momento que o MOSFET fecha e o microcontrolador liga. Os condensadores começa a descarregar até ao valor do limiar de tensão de descida (*Reset Threshold* = 2.25 V), sendo o momento em que o MOSFET abre e o microcontrolador desliga, para que o período de armazenamento recomece.

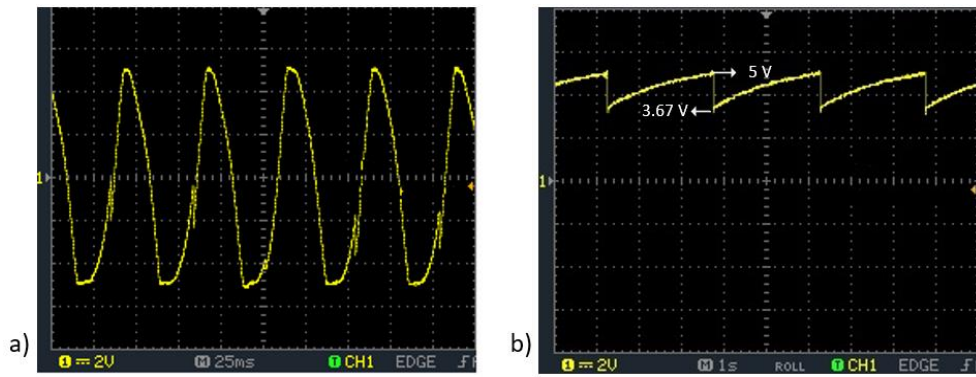


Figura 4.7: Tensão alternada gerada pelo transdutor piezoelétrico (a); Tensão retificada no condensador de entrada *Crect* em *Vin*.

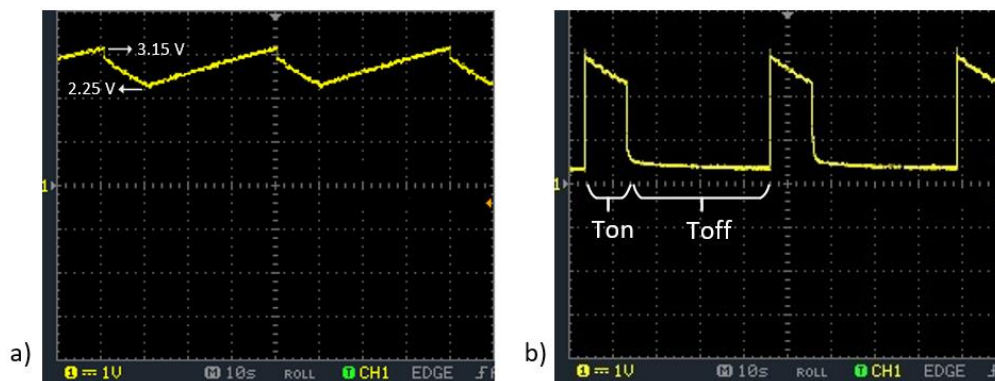


Figura 4.8: Tensão no banco de condensadores em  $V_{out}$  (a), tensão à entrada do microcontrolador em VMCU (b).

Observando o comportamento da tensão da figura 4.8(b), verifica-se o tempo ativo e inativo do microcontrolador, sendo que este permanece ligado 10 segundos (TON) e 30 segundos desligado (TOFF), coincidindo com o período de carga e descarga no banco de condensadores. É de notar que seria possível obter um período TON diferente, dependendo da aplicação final. Através da variação de alguns parâmetros no sistema, como por exemplo, a capacidade dos condensadores de saída ou a frequência de excitação mecânica de entrada. Por exemplo, caso se conseguisse gerar no mínimo  $7 V_{AC}$  pelo transdutor, a energia produzida iria exceder a demanda energética na carga, fazendo com que o banco de condensadores ( $V_{OUT}$ ) permanecesse continuamente a 3.3 V e consequentemente, o dispositivo externo continuamente ligado. Isto aconteceria devido à taxa de produção energética ser superior à taxa de consumo.

# Capítulo 5

## 5. Aplicação experimental

### 5.1. Ilustração do caso de aplicação

Nos últimos anos, a aplicabilidade das RSSF tem vindo a aumentar significativamente, sobretudo devido aos recentes avanços tecnológicos nos MEMS que, por sua vez, simplificaram o desenvolvimento dos sensores inteligentes. Estes dispositivos são capazes de detetar, medir e recolher sinais físicos do meio envolvente em tempo real para posteriormente transmitir os dados para o usuário. Geralmente são compostos por quatro unidades: recolha e processamento de dados (1), transmissor (2), sensores (3) e unidade de gerenciador de energia (4) [24]. Uma das aplicações que tem ganho grande notoriedade ao longo dos anos, relativamente às redes de sensor sem fios, diz respeito à monitorização e gestão de sistemas de distribuição de águas.

Os sistemas de distribuição de água são a rede com um dos maiores graus de complexidade no mundo em que a maior parte desta encontra-se no subsolo, dificultando a deteção de alguma falha. A sua monitorização através de nodos sensores depara-se também com vários obstáculos, como a inacessibilidade de grande parte da rede e a dificuldade que existe na propagação de ondas rádio neste ambiente. A manutenção destes dispositivos, como a substituição de baterias, apenas seria possível com uma escavação até às tubagens, sendo uma tarefa inconveniente e dispendiosa, especialmente se nos referirmos a redes com centenas de sensores emparelhados. Por isso, a necessidade de tornar estes dispositivos energeticamente autónomos e livres de manutenção é uma das prioridades no seu desenvolvimento tecnológico [25].

Nestas infraestruturas, a medição de parâmetros físicos, como o PH, condutividade, potencial de oxidação redução e temperatura, são fatores que podem ser usados, por exemplo, para deteção de contaminações num sistema dentro deste sector. Outro exemplo neste âmbito seria o uso destes dispositivos para a deteção de fugas de água [26].

As fugas de água nestas infraestruturas muitas vezes estão relacionadas com a deterioração das condutas, devido ao seu desgaste continuado. Sendo já um problema atual, este evento tende a agravar-se mais nos próximos anos, devido ao aumento progressivo no uso de água, levando cada vez mais, à necessidade do seu controlo e monitorização [27]. De acordo com o *World Bank Report*, aproximadamente 48.6 mil milhões de metros cúbicos de água são derramados em todo o mundo devido a este problema, levando a uma perda monetária de cerca de 12.5 mil milhões €. Estima-se que só na Europa, 25 % da água é desperdiçada através de fugas nestes

sistemas de distribuição [28]. A perda de água representa um sério problema em todo o mundo, não só num ponto de vista económico, mas também por ser um recurso cada vez mais precioso, sobretudo em certos países, como por exemplo Arábia Saudita e África do sul, onde a água é um recurso escasso. No caso da Arábia Saudita, líder mundial em dessalinização, depende fortemente do bom funcionamento de 4000 km de tubagens dispersas pelo estado que fazem a ligação entre as várias estações de tratamento [29].

Na literatura encontramos vários métodos na deteção e localização de fugas de água nestas infraestruturas. A maioria destes métodos baseiam-se na deteção de ondas acústicas propagadas ao longo do tubo. Quando ocorre uma fuga, é criado um sinal acústico pela passagem de água no furo, onde a sua frequência e amplitude dependem da pressão da água junto ao tubo, do diâmetro do furo e do tipo de fluido. Este sinal é detetado através de um sensor acústico inserido no tubo, sendo capaz de localizar a fuga através de diferentes métodos de relação cruzada. Apesar de ser um método eficiente, esta técnica é dispendiosa e requer quantidades relativamente elevadas de energia na medição de sinais acústicos devido à sua elevada complexidade. Outro método baseia-se na tecnologia de fibra ótica, em que consiste na instalação de um cabo de fibra ótica ao longo do sistema de tubagens, com o objetivo de medir a temperatura, visto que, geralmente, as fugas de água criam anomalias na temperatura do solo junto ao tubo. Através deste sistema será possível detetar e localizar este evento pela medição da temperatura ao longo de toda a infraestrutura. Este método é capaz de detetar e localizar o evento com alta precisão. No entanto, os sistemas de fibra ótica são difíceis de instalar e, geralmente, é obrigatório que a sua instalação seja na altura da construção da infraestrutura de água. A técnica de radar de penetração de solo (GPR - *Ground Penetration Radar*) é outra solução capaz de detetar estes eventos. Através da técnica de reflexão, este sistema emite ondas eletromagnéticas para conseguir mensurar as propriedades elétricas e magnéticas do solo ao redor do sistema de distribuição de água. Desta maneira, seria possível detetar diferenças da densidade e da humidade junto às tubagens, para assim identificar fugas de água. A maneira mais comum de praticar este método é por meio de uma aeronave, sobrevoando toda a infraestrutura. Tal como seria de esperar, este método é dispendioso e, além do mais, é uma tecnologia complexa relativamente à interpretação dos dados recolhidos [27].

Um método promissor é o uso de sensores de pressão baseados num sensor de força resistivo (FSR - *Force Sense Resistive*), através da instalação numa rede subterrânea de sensores sem fios. Este método de sensoriamento consiste na medição da pressão interna do tubo, de modo a que seja possível detetar uma fuga de água pela eventual variação deste parâmetro. A técnica tem as vantagens de ser não invasiva na estrutura do tubo, relativamente barata e apresenta um raio de sensoriamento elevado. Na figura 5.1 está representado o esquema de funcionamento e o sensor que poderá ser acoplado firmemente em redor do tubo através de uma braçadeira ou um *Jubilee clip*, de maneira a assegurar melhor contacto entre a superfície exterior do tubo e o sensor. O sistema presente foi comparado com sensores de pressão

comerciais na medição da pressão em tubos PVC e os resultados mostraram que o método baseado em FSR é capaz de mensurar variações de pressão com precisão idêntica a outros sensores de pressão [30] [31].

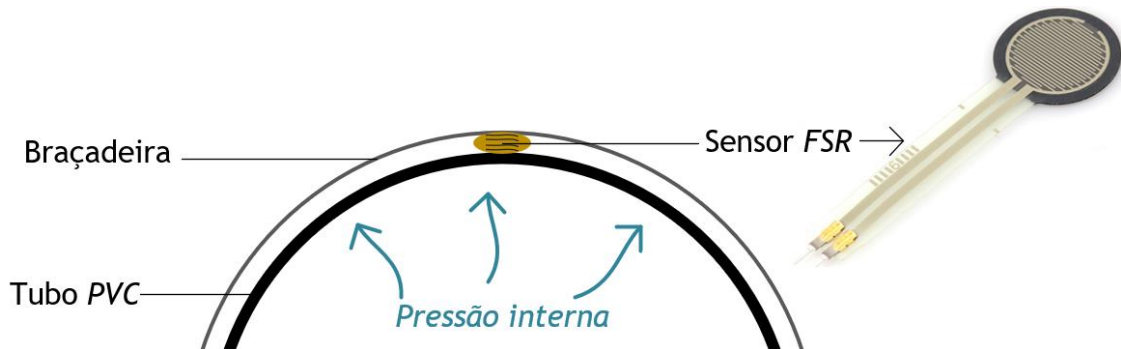


Figura 5.1: Esquema de funcionamento de um sistema de detecção de fugas de água, a partir de um sensor resistivo.

Em 2015, foram realizados testes por A. M. Sadeghioon *et. al* [31], usando sensores baseados no mecanismo FSR para detetar fugas de água num sistema de condução de água. Os autores avaliaram o consumo energético baseado numa medição de 6 em 6 horas, sendo que o resto do tempo o sensor permaneceu em modo *sleep*. Na figura 5.2 observa-se o consumo de corrente do sensor à tensão de 2.5 V, resultando num consumo energético de 3.6 mJ, durante o período de funcionamento. Durante este período, aproximadamente 100 ms, concluímos que a maioria do consumo advém da transmissão de dados e não da medição de pressão. Relativamente ao *Hardware*, os autores optaram por um transmissor RF *eRA400TRS* (433 MHz), juntamente com o microcontrolador *PIC16LF1827*. No entanto, estes sugerem o uso de baterias recarregáveis.

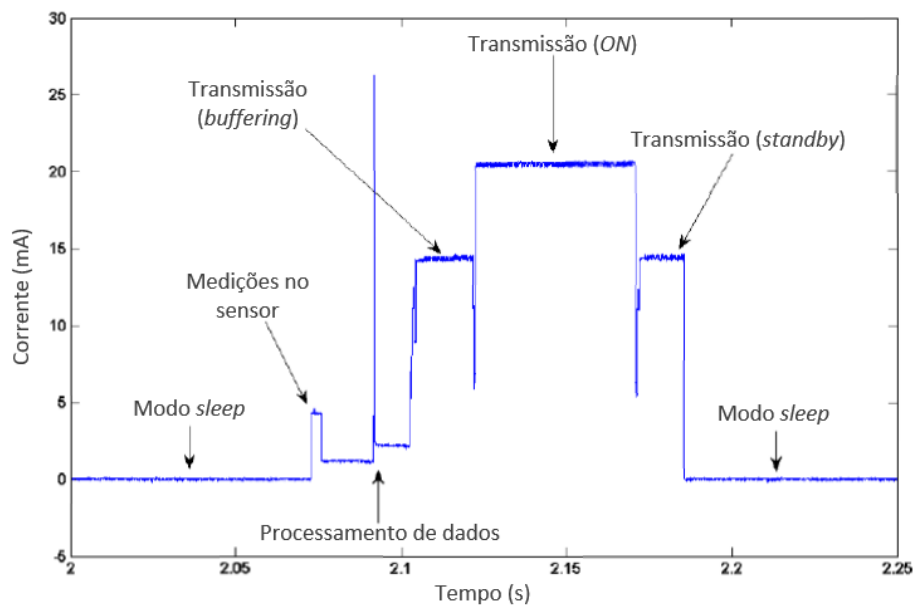


Figura 5.2: Perfil energético de um sensor resistivo durante o período de medição e transmissão de dados.

Teoricamente, o sistema de recolha de energia criado nesta dissertação seria capaz de alimentar o nodo sensor com as características energéticas da figura 5.2. Calculando a energia armazenada no banco de condensadores da PCB através da equação,

$$U = \frac{1}{2} C.V, \quad (21)$$

onde V representa a tensão nos condensadores (3.3 V) e C a capacidade total dos condensadores (1500  $\mu$ F), consegue-se obter o valor da energia armazenada,  $U = 8.3$  mJ. Este valor permite confirmar que, em teoria, o sistema seria capaz de alimentar o sensor com as especificações energéticas indicadas, visto que no período ativo do dispositivo aplicado à deteção de fugas de água é consumido um valor inferior, 3.6 mJ.

Um transdutor piezoelétrico na recolha da energia cinética das vibrações produzidas pelo fluxo de água seria uma de várias maneiras de alimentar estes sensores, para assim substituir as baterias. Outras fontes energéticas poderiam ser usadas, como a energia solar ou a energia termoelétrica, contudo, existem contras no seu uso neste caso aplicativo. Um painel fotovoltaico, para além de estar dependente das condições meteorológicas, teria de ser introduzido na superfície e conectado ao nodo sensor no subsolo, verificando-se uma solução pouco prática. Um transdutor termoelétrico seria uma boa hipótese, recolhendo energia através do gradiente de temperatura entre o interior do tubo de água (dissipador de calor) e o exterior no subsolo, contudo a sua eficácia estaria dependente dos valores de temperatura que, por sua vez, dependeriam do local e da fase do ano.

## 5.2. Sensor de pressão FSR aplicado ao MCU *gecko*

Os sensores de força resistiva são um material semiconductor cuja resistência interna varia quando este é submetido a uma força, pressão ou tensão mecânica. Quando não existe qualquer pressão mecânica aplicada, a resistência do sensor pode-se considerar infinita, mas à medida que o sensor sofre uma pressão mecânica crescente, a sua resistência diminui gradualmente.

De modo a exemplificar um modelo prático concreto, programou-se o MCU *EFM 32 Gecko* para mostrar os valores de pressão através de um sensor FSR acoplado aos seus terminais, para posteriormente avaliar o seu consumo energético. Uma das vantagens no uso deste dispositivo para esta aplicação, é que este possui vários modos de consumo energético ultrabaixo e um tempo de *acordar* rápido (2  $\mu$ s). Através de uma programação energeticamente eficiente, será possível criar uma aplicação de monitorização de baixa potência no microcontrolador.

Um método simples para realizar medições de pressão mecânica através dum sensor resistivo, consiste na ligação de um dos seus terminais à fonte de alimentação e outro terminal a uma resistência *pull-down*, conectado a *ground*. O ponto de ligação entre a resistência *pull-down* e o sensor resistivo é conectado a uma entrada analógica de um microcontrolador, que neste caso

será o *Gecko*. A tensão medida pela entrada analógica no MCU irá variar entre 0 V (*ground*) até 3.3 V (fonte de alimentação). Na figura 5.3 está representado o esquema de ligação entre o sensor e o MCU, e a resistência *pull-down*.

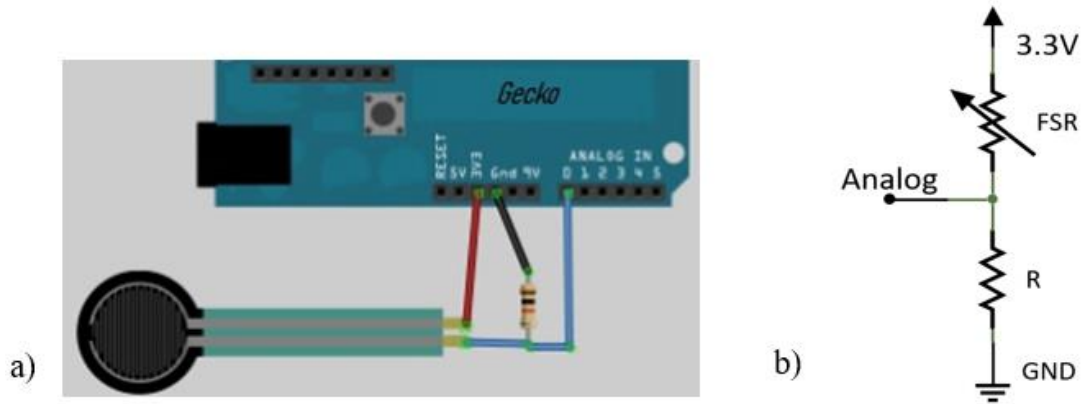


Figura 5.3: *Hardware* do esquema de ligação entre o sensor e o MCU (a) e o circuito equivalente (b)

À medida que se exerce uma força sobre o sensor, a sua resistência irá progressivamente diminuir, fazendo com que o valor total resistivo das duas resistências ( $FSR + R$ ) desça de um valor que se considera muito elevado, até o valor de  $R$ . Esta resistência tem como principal função não deixar que a fonte de alimentação fique diretamente conectada a *ground*, limitado deste modo a corrente, no momento em que a resistividade do sensor  $FSR$  tende para  $0 \Omega$ , pois levaria a um curto-circuito. Deste modo, a tensão nos terminais de  $R$  irá aumentar com o aumento da pressão mecânica exercida, sendo este valor lido pela entrada analógico no MCU. A seguinte tabela exemplifica um caso aproximado do caso descrito, sendo  $R = 10 \text{ K}\Omega$ .

Tabela 5.1: Exemplo da variação aproximada da tensão gerada em função do aumento de pressão num sensor resistivo, alimentado por uma fonte de 3.3 V.

Força (N)	Resistência FSR	Resistência (FSR+R)	Tensão elétrica em R
0 N	Infinita	Infinita	0 V
1 N	6 K $\Omega$	16 K $\Omega$	1.6 V
10 N	1 K $\Omega$	12 K $\Omega$	2.6 V
100 N	250 $\Omega$	10.250 K $\Omega$	3.2 V

Nesta aplicação, o MCU permanecerá num modo energético de baixo consumo, acordando para realizar medições num intervalo de 3 em 3 segundos. No período de funcionamento, o MCU sai do modo *sleep* e, através do conversor ADC, pela entrada analógica, os dados são lidos e mostrados no LCD.

Resumidamente, a primeira tarefa foi programar o microcontrolador *EFM 32* para entrar e sair do modo *sleep* através de interrupções geradas no código e reconhecer o sensor resistivo.

As interrupções são geradas a partir do relógio RTC - *Real Time Clock* no microprocessador. O dispositivo permanece em modo *sleep* enquanto o relógio RTC faz a contagem definida pelo utilizador. Ao fim de  $n$  contagens, inicia-se a sequência de medida, colocando o pin que alimenta o sensor a alto. Neste momento é iniciada a medida da tensão aos terminais da resistência pelo conversor ADC e começa a conversão dos dados analógicos para digital. O MCU retorna ao modo de adormecimento aguardando o final da conversão. Em resposta ao final de conversão do ADC, o valor medido é mostrado no LCD e o programa regressa ao modo *sleep* aguardando nova interrupção no RTC.

Na figura 5.4 podemos verificar em pormenor o funcionamento descrito, através do diagrama sequencial do código implementado.

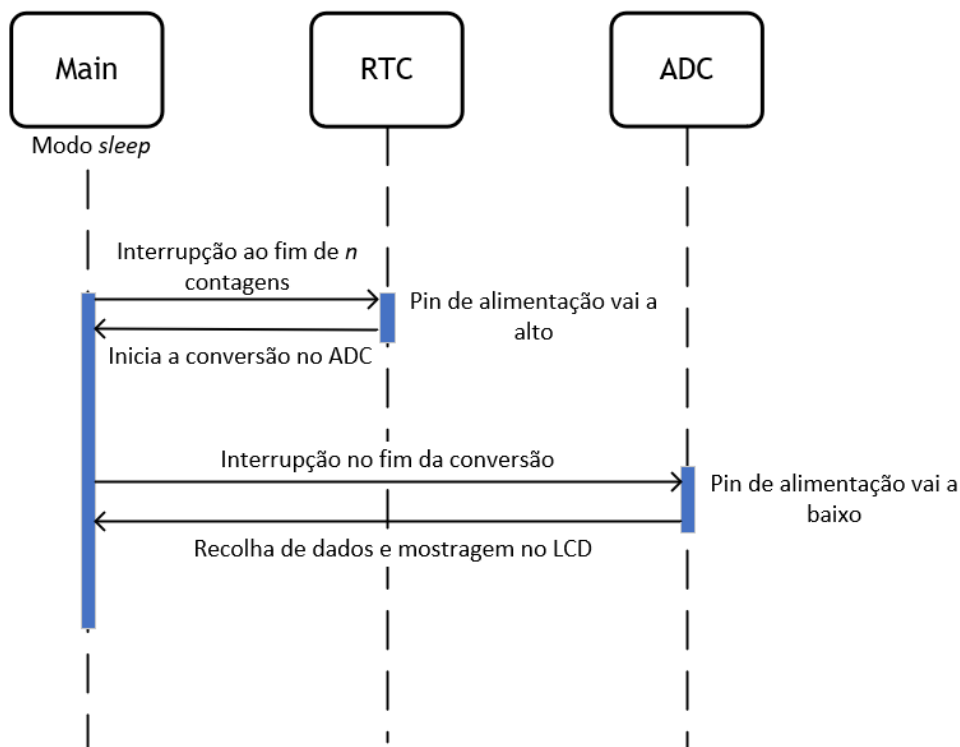


Figura 5.4: Diagrama sequencial do código implementado

Relativamente ao código implementado, podemos verificar as principais linhas de comandos. Primeiramente, são iniciadas as bibliotecas, os pins e algumas funções:

```

#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>

#include "em_device.h"
#include "em_adc.h"
#include "em_chip.h"
#include "em_cmu.h"
#include "em_emu.h"
#include "em_gpio.h"
#include "em_rtc.h"

#include "display.h"
#include "retargettextdisplay.h"
#include "bspconfig.h"

/****Define o pin da fonte de Alimentação****/
#define CHARGER_PORT gpioPortA           // PORT A
#define CHARGER_PIN 0                     // PA0

static void      GpioSetup(void);
static volatile uint32_t rtcTick;        // RTC clock

/****conversor ADC****/
static void      AdcSetup(void);
static uint32_t  AdcRead(void);

```

Na função *main* estão inseridas todas as linhas de comando onde o código estará continuamente a correr em modo de baixo consumo (*EM2 - Energy Mode 2*), ocorrendo interrupções à medida que o relógio RTC faz as contagens. Aqui as variáveis são inicializadas, assim como todos os comandos relativos às interrupções:

```

int main(void)
{
    int pressure;
    /* Chip */
    CHIP_Init();

    /* Inicialização do LCD. */
    DISPLAY_Init();
    RETARGET_TextDisplayInit();
    /* Inicialização da porta. */
    GpioSetup();
    /* Inicialização do ADC. */
    AdcSetup();
    /* Habilita as interrupções no RTC */
    NVIC_EnableIRQ(RTC_IRQn);
    RTC_IntEnable(RTC_IEN_COMP0);

    printf("\n\n\n\n O valor da pressão é: \n\n\n\n"); //Mostra continuamente no LCD

    // *****

```

```

while (1) {
    //Ocorre quando rtcTick = 200
    // Lê o valor da pressão através da função AdcRead()
    pressure = AdcRead();

    // Mostra o valor no LCD.
    printf("\r      %d", pressure );

    rtcTick = 0;          //RESET em RTC e recomeça a contagem

    while (rtcTick <= 200 ){ //Enquanto RTC não contar 200 vezes, permanece em modo sleep
        EMU_EnterEM2(true);
    }
}
}

```

Por fim, a *function AdcRead()*, representa a função que inicia a sequência de uma medição e o retorno do valor do resultado da conversão:

```

static uint32_t AdcRead(void)
{
    // Pin de alimentação vai a alto
    //(Ocorre uma contagem para estabilizar a tensão)
    GPIO_PinOutSet(CHARGER_PORT,CHARGER_PIN);
    for(int i=0; i < 1000; i++);

    // Inicia a conversão e entra em modo sleep enquanto ADC está a converter
    ADC_Start(ADC0, adcStartSingle);
    while ( (ADC0->STATUS & ADC_STATUS_SINGLEDV) == 0 ) {
        EMU_EnterEM2(true);
    }

    // Fim da conversão:
    Pin de alimentação vai a baixo e retorna os dados da conversão
    GPIO_PinOutClear(CHARGER_PORT, CHARGER_PIN);
    return ADC_DataSingleGet(ADC0);
}

```

### 5.2.1. Avaliação do perfil energético do sistema de sensoriamento

Existem vários modos de baixo consumo selecionáveis no microcontrolador *Gecko*: *idle*, *sleep* e *deep sleep*. Quanto mais baixo for o consumo energético, menores serão as suas funcionalidades ativas, sendo que geralmente, o *idle* é o modo com maior consumo energético e o *deep sleep* com menor.

Através da ferramenta *Energy Profiler* do *Software Simplicity Studios*, capaz de mostrar o consumo em tempo real da corrente e tensão no dispositivo, foi analisado o consumo energético do MCU com o código implementado.

Neste programa, o *EFM 32 Gecko* MCU permanece continuamente no modo *Energy mode 2*, correspondente ao modo *deep sleep*, acordando de 3 em 3 segundos para fazer a leitura da pressão, mostrando os dados mensurados no ecrã.

O gráfico da figura 5.5 mostra-nos o perfil energético do MCU durante o modo *sleep* e num período de medição, correspondente à linha branca. A linha amarela diz respeito à corrente média consumida, durante o tempo de funcionamento. Durante o período *deep sleep*, o RTC está continuamente a fazer contagens, levando a que ocorram os picos energéticos de curta duração que se verificam na figura. O período de medição dura cerca de 40 ms e consome em média um valor de corrente de 2 mA e 5.56 mW de potência. Embora sejam valores relativamente altos, a energia consumida é extremamente reduzida, visto que o MCU atua apenas durante 40 ms. A linha cor de laranja representa a tensão elétrica.

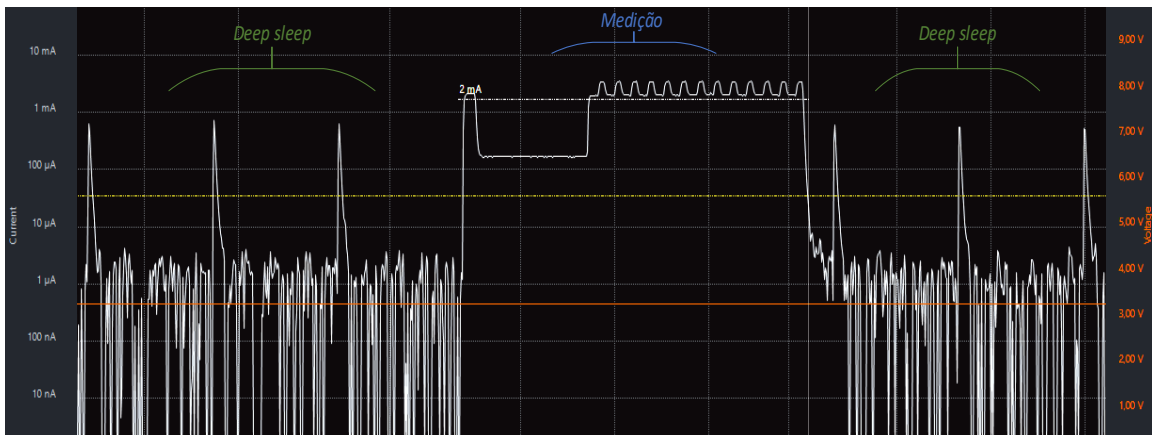


Figura 5.5: Gráfico do *Energy Profiler* do código implementado referente à monitorização de pressão.

Na figura 5.6 está representado o mesmo perfil numa perspetiva menos ampliada. A corrente média consumida no período de tempo desde o início de uma medição até ao início da seguinte, é cerca de 35  $\mu$ A, com um consumo médio de potência de 115  $\mu$ W. Estes valores representam o consumo médio energético desta aplicação, baseado numa medição de 3 em 3 segundos.

Durante o período *deep sleep*, entre duas medições, a energia consumida possui um valor médio de corrente de 11  $\mu$ A, enquanto que a potência média consumida é de 39  $\mu$ W.

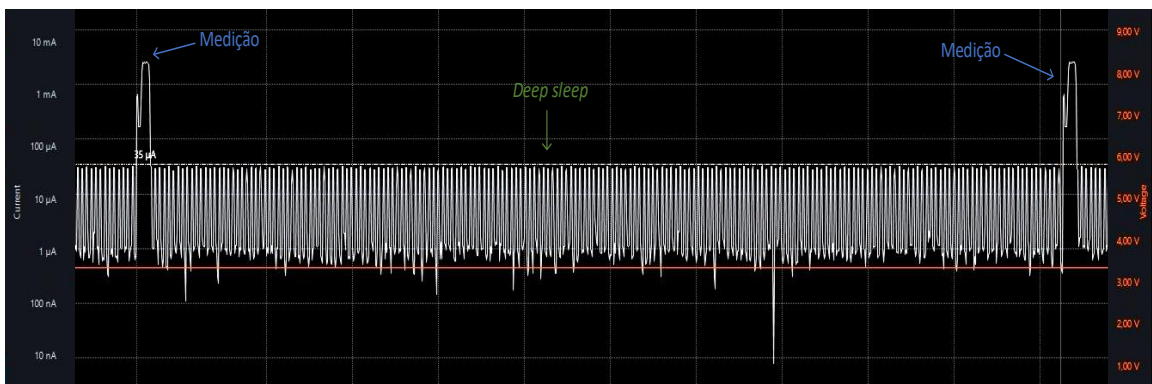


Figura 5.6: Gráfico do *Energy Profiler* do MCU, em destaque duas medições realizadas.

### 5.3. Vibrações mecânicas induzidas numa tubagem

A partir do fluxo de água num tubo é possível induzir vibrações na sua superfície para que, posteriormente, se consiga recolher a energia cinética gerada, através de um transdutor piezoelétrico ou eletromagnético [23]. Para tal, foi idealizado um sistema mecânico capaz de gerar este tipo de oscilações. O seu funcionamento consiste na inserção de um corpo oco triangular no interior do tubo (gera turbulência no fluxo), juntamente com uma membrana flexível na sua superfície, com o objetivo de aproveitar as vibrações criadas. No modelo da figura seguinte observa-se esse comportamento no respetivo bloco idealizado em que, através do obstáculo (1), são originados vórtices que induzem pressão na membrana flexível (2) e posteriormente, vibrações mecânicas. A indução das vibrações em tubagens foi estudada utilizando os resultados obtidos pela criação de modelos numéricos de volumes finitos que permitiram validar e otimizar a configuração e a geometria do corpo oco introduzido na tubagem e responsável pela criação dos vórtices que originam as vibrações.

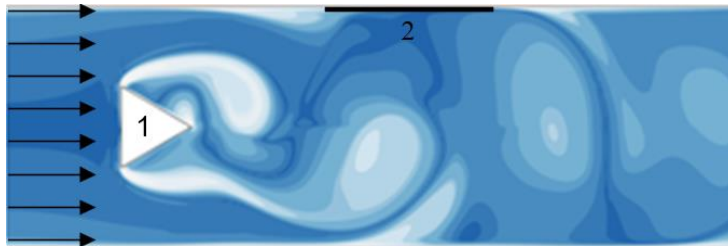


Figura 5.7: Ilustração do mecanismo gerador de vibrações pelo fluxo de água: 1) Corpo oco triangular; 2) superfície flexível onde é exercido uma pressão.

O prisma triangular é inserido a partir duma tampa, disponível neste compartimento, sendo que o seu ângulo e a sua posição é regulável de maneira a acharmos a melhor posição para que sejam criadas maiores vibrações mecânicas. O gerador piezoelétrico será inserido na parte superior deste compartimento, em contacto com o oscilador, de maneira a converter a energia cinética das vibrações.

Já foi mencionado que a configuração *cantilever* apresenta várias vantagens relativamente à eficiência energética, sobretudo porque é possível gerar facilmente deformações mecânicas com uma força mecânica relativamente fraca. Por estas razões, o transdutor voltou a ser idealizado neste modo de configuração. De maneira a aproveitar devidamente as vibrações produzidas no oscilador, foi necessário dimensionar um sistema flexível capaz de segurar o transdutor. Optou-se por usar a mesma metodologia usada no sistema do *woofer*, através da inserção de um varão metálico fixo ao oscilador, como mostra o modelo da figura 5.8, em diferentes perspetivas. De maneira a conseguir que o varão vibre através do oscilador, ao mesmo tempo fixado à base, foram desenhados duas estruturas no *Software Solidworks* (Estruturas A e B).

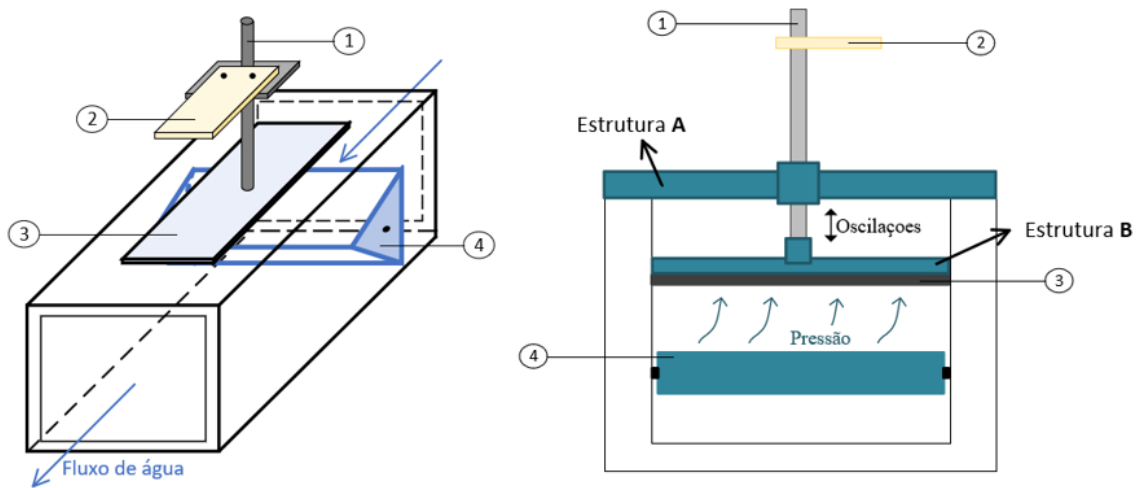


Figura 5.8: Estrutura física do bloco gerador de vibrações: 1) Varão oscilador; 2) Transdutor piezoelétrico; 3) Membrana flexível; 4) Corpo oco triangular.

A estrutura A), é responsável por acoplar o oscilador à membrana e possui uma estrutura flexível graças ao seu formato helicoidal, tornando o varão movível, enquanto que, a estrutura B), tem como principal função criar estabilidade nas oscilações geradas. Na figura 39 estão representadas as duas peças impressas na impressora 3D e o modelo da imagem real do sistema dimensionado. O bloco gerador de vibrações poderá posteriormente ser inserido num sistema de condução de água.

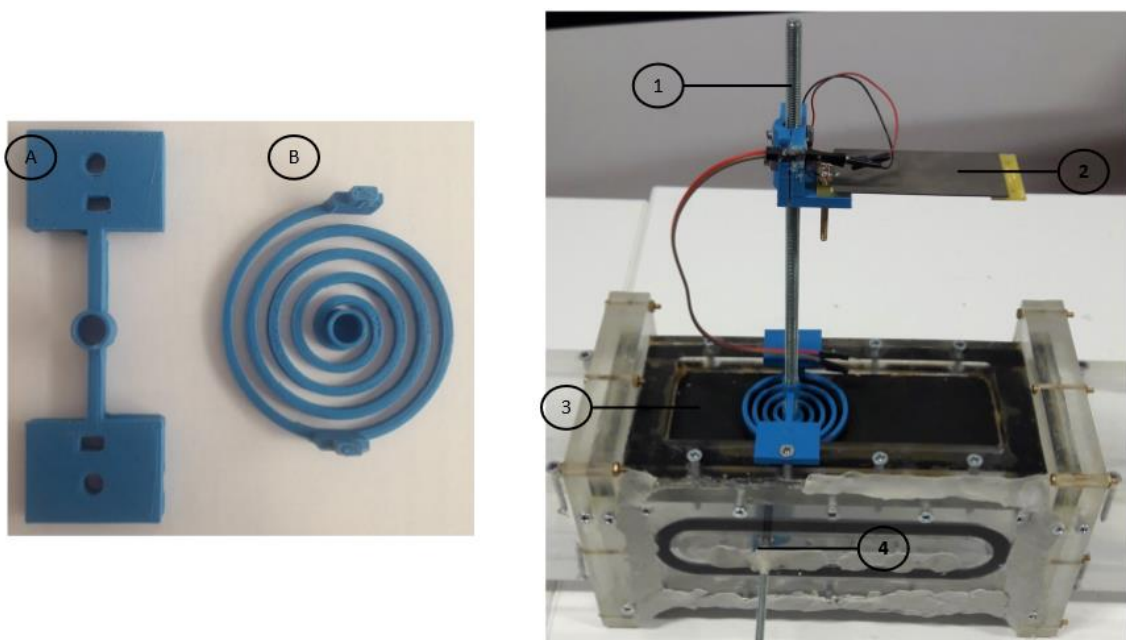


Figura 5.9: Montagem do bloco gerador das vibrações com as estruturas auxiliares A e B: 1) Varão oscilador; 2) Transdutor piezoelétrico; 3) Membrana flexível; 4) Corpo oco triangular inserido no interior da caixa.



# Capítulo 6

## 6. Conclusão

### 6.1. Visão geral e discussão de resultados

O conceito de *Energy Harvest* é a base teórica desta dissertação, tendo como noção geral a produção energética para alimentar dispositivos de baixa potência. Estes dispositivos estão associados a diversas áreas aplicativas e, muitas das vezes, encontram-se em locais de difícil acesso, dificultando a sua manutenção, nomeadamente a substituição de baterias. A tecnologia descrita representa uma solução possível para colmatar o problema.

Um sistema eficiente de recolha e regulação de energia piezoelétrica é proposto no presente trabalho. Foi realizado o dimensionamento de uma placa de circuito impresso e a validação experimental de um transdutor piezoelétrico. Adicionalmente avaliou-se o consumo energético de um sensor de pressão para deteção de fugas de água, devidamente programado para consumir o mínimo de energia possível.

Relativamente ao transdutor piezoelétrico, concluiu-se que a frequência natural da estrutura mecânica, em configuração *cantiveler*, está entre os valores 40 e 60 Hz, que coincide com a frequência natural do transdutor tabelado (52 Hz). No entanto, não foi necessário obter valores de potência elevados e, por isso, a frequência das oscilações induzidas, foram em redor da frequência de ressonância do sistema, de maneira a evitar a quebra da estrutura frágil do transdutor. A implementação de uma massa  $m$  na extremidade da viga piezoelétrica ajustaria a frequência de ressonância do transdutor, o que, num caso real aplicativo, seria uma boa solução, visto que, muitas das vezes, a frequência vibratória do sistema oscilador não é suficiente para gerar energia e, raramente é regulável.

Na seguinte tabela está representado os valores máximos obtidos na validação experimental do transdutor com uma resistência de carga à saída. No entanto, segundo o *datasheet* do transdutor, este seria capaz de produzir valores de potência significativamente maiores, até 7 mW.

Tabela 6.1: Conjunto de valores referentes ao desempenho do transdutor, para 25 Hz.

Frequência de excitação no transdutor (Hz)	Corrente máxima ( $\mu\text{A}$ )	Tensão máxima (V)	Potência máxima (mW)	Resistência de carga ótima ( $\Omega$ )
25	380	4.6	1.2	19400

A eletrônica de regulação permitiu com sucesso uma gestão energética eficiente, regulando e armazenando a tensão de entrada para um valor fixo na saída, em simultâneo a um *burst* energético, graças sobretudo à implementação de um conversor *buck* DC-DC capaz de elevar a corrente na entrada, e um acumulador energético devidamente controlado pelo circuito integrado LTC2935-2. A observação do comportamento da tensão elétrica em vários pontos de medida foi fundamental na validação do sistema.

O sistema de recolha de energia foi apresentado como uma possível solução relativamente à gestão de distribuição de água, com o propósito de alimentar dispositivos sensores na deteção de fugas de água em redes de distribuição de água.

Na literatura, verificou-se que um sensor de pressão baseado na tecnologia FSR é uma solução promissora e fiável na deteção de fugas, comparativamente a outros métodos.

Por fim, conseguiu-se mostrar que um sistema de sensoriamento de pressão é capaz de realizar tarefas de medição periódicas, a baixa potência de consumo. O código implementado no MCU *gecko* + sensor possibilitou a leitura da pressão exercida num intervalo de 3 em 3 segundos, para posteriormente conseguir avaliar o seu consumo energético. O modo de baixo consumo (*Deep Sleep - Energy mode 2*), com uma corrente média de consumo de 0.9  $\mu\text{A}$ , foi selecionado para o MCU operar nos períodos em que este não está a medir e recolher dados. Os principais valores obtidos através da análise do consumo energético do sensor no *software Energy profiler*, encontram-se representados na tabela 6.2.

Tabela 6.2: Conjunto de valores referentes ao consumo médio energético no sensor de pressão.

Tensão (V)	Corrente média ( $\mu\text{A}$ )	Potência média ( $\mu\text{W}$ )
3.3	35	115

O valor da média de corrente consumida é de apenas 35  $\mu\text{A}$ , sendo um valor bastante abaixo do valor máximo de corrente obtido experimentalmente com o transdutor piezoelétrico no *woofer* sem a eletrônica de regulação, que ronda os 400  $\mu\text{A}$ .

O período ativo poderia ser mais esporádico, como por exemplo de 6 em 6 horas, tornando o dispositivo sensor ainda menos exigente no consumo energético, ao mesmo tempo oferecendo mais tempo aos condensadores de carregarem. Porém, no período ativo de medição, a energia consumida é relativamente baixa (0.1 mJ), não sendo necessário armazenar a totalidade da energia no banco de condensadores (8.3 mJ), para satisfazer a demanda. Para concluir, a gestão do consumo energético nos dispositivos sensores torna-se fundamental relativamente à sua eficiência e, por isso, a programação energeticamente eficiente do MCU é imprescindível.

Relativamente à comunicação de dados numa rede de sensores sem fio, entre o nodo sensor e o utilizador, sabe-se que é onde este iria consumir mais energia. No entanto, numa aplicação real de monitorização de fugas de água, o dispositivo apenas necessitaria de enviar dados caso

ocorresse uma anomalia, isto é, uma variação de pressão no sensor, que seria um evento muito esporádico.

## 6.2. Sugestão de trabalhos futuros

A primeira sugestão será estudar o bloco gerador de vibrações pelo fluxo da água num mecanismo de condução de água em circuito fechado, de modo a que, através da energia cinética produzida, o transdutor piezoelétrico consiga gerar energia suficiente para alimentar dispositivos de baixo consumo. Para isso será necessário analisar um conjunto de fatores mecânicos que influenciam a frequência e amplitude das vibrações.

Na figura 6.1 está representado a montagem do mecanismo, em que o fluxo de água será proporcionado e controlado por um motor trifásico introduzido no sistema.

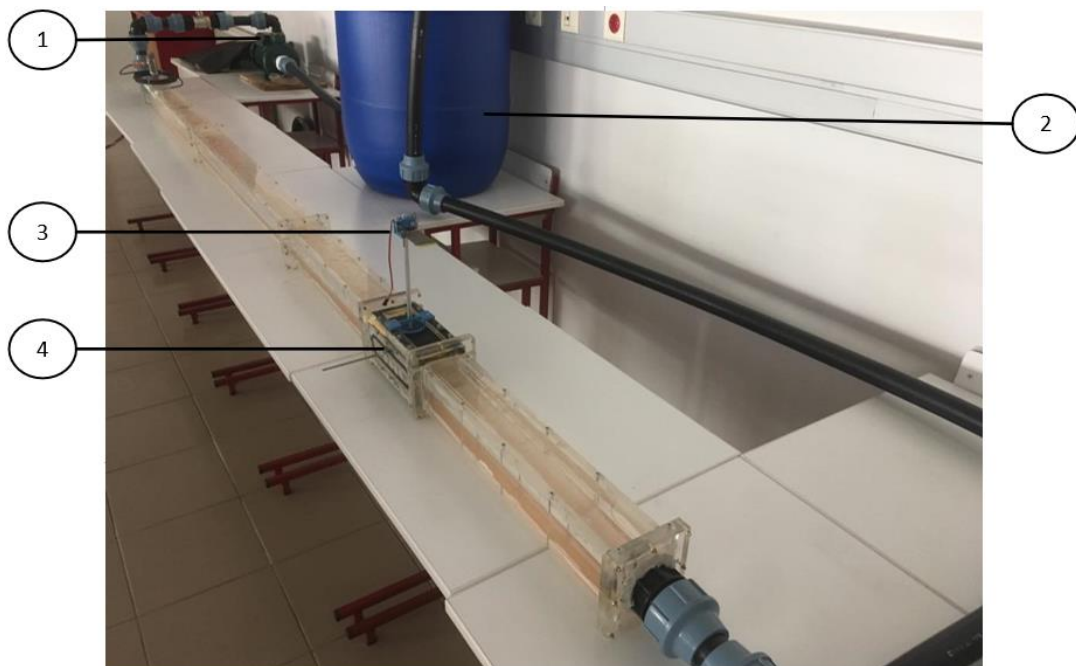


Figura 6.1: Sistema de fluxo de água em circuito fechado: 1) Motor trifásico; 2) Reservatório de água; 3) Transdutor piezoelétrico; 4) Bloco gerador das oscilações.

Eventualmente, a inserção de um elemento de massa  $m$  na extremidade da viga piezoelétrica será algo a ter em consideração, visto que poderá ser necessário ajustar a frequência natural do transdutor.

Por fim, a última sugestão será acoplar o sensor resistivo no tubo PVC do sistema de condução de água e testar a sua eficácia na detecção de fugas de água, através da simulação de uma fuga no próprio tubo.



## Referências Bibliográficas

- [1] K. Borg, «Energy Harvesting in Wireless Applications», *CODEN:LUTEDX/TEIE*, 2014.
- [2] M. P. Aparicio, A. Bakkali, J. Pelegri-Sebastia, T. Sogorb, e V. L. and A. Bou, «Radio Frequency Energy Harvesting - Sources and Techniques», 2016.
- [3] D. Shen, «Piezoelectric energy harvesting devices for low frequency vibration applications», 2009.
- [4] J. Paulo e P. Gaspar, «Review and Future Trend of Energy Harvesting Methods for Portable Medical Devices», *Lect. Notes Eng. Comput. Sci.*, vol. 2, Jun. 2010.
- [5] E. Sordias, *Electromagnetic Harvesting to Power Energy Management Sensors in the Built Environment*. 2012.
- [6] E. Minazara, D. Vasic, e F. Costa, «Piezoelectric generator harvesting bike vibrations energy to supply portable devices», apresentado na Proceedings of International Conference on Renewable Energies And Power Quality (ICREPQ'08), 2008.
- [7] C. Wei e X. Jing, «A comprehensive review on vibration energy harvesting: Modelling and realization», *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 74, pp. 1-18, Jul. 2017.
- [8] R. Calìo *et al.*, «Piezoelectric Energy Harvesting Solutions», *Sensors*, vol. 14, n. 3, pp. 4755-4790, Mar. 2014.
- [9] Prewitt, A. D, «Effects of the Poling Process on Dielectric, Piezoelectric, and Ferroelectric Properties of Lead Zirconate Titanate», 2012.
- [10] Roundy, S., Wright, P. K., & Rabaey, J. M, *Energy Scavenging for Wireless Sensor Networks*. Springer, 2003.
- [11] Michael J. Ramsay e William W. Clark, «Piezoelectric energy harvesting for bio-MEMS applications», 2001, vol. 4332, pp. 4332-10.
- [12] C. B. Williams e R. B. Yates, «Analysis of a micro-electric generator for microsystems», *Sens. Actuators Phys.*, vol. 52, n. 1, pp. 8-11, Mar. 1996.
- [13] M. Sáez e M. Loreto, «Energy harvesting from human passive power», Ph.D. Thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2009.
- [14] J. X. Tao, N. V. Viet, A. Carpinteri, e Q. Wang, «Energy harvesting from wind by a piezoelectric harvester», *Eng. Struct.*, vol. 133, pp. 74-80, Fev. 2017.
- [15] J.-Q. Liu *et al.*, «A MEMS-based piezoelectric power generator array for vibration energy harvesting», *Microelectron. J.*, vol. 39, n. 5, pp. 802-806, Mai. 2008.

- [16] Hehn, T., e Manoli, Y., *CMOS Circuits for Piezoelectric Energy Harvesters - Efficient* | Thorsten Hehn | Springer. 2015.
- [17] A. Tabesh e L. Fréchet, «On the concepts of electrical damping and stiffness in the design of a piezoelectric bending beam energy harvester», *Proc Power MEMS*, pp. 368-371, Jun. 2018.
- [18] L. Mateu e F. Moll, «Review of energy harvesting techniques and applications for microelectronics (Keynote Address)», *Proc. SPIE - Int. Soc. Opt. Eng.*, vol. 5837, Jun. 2005.
- [19] L. Mateu e F. Moll, «Appropriate charge control of the storage capacitor in a piezoelectric energy harvesting device for discontinuous load operation», *Sens. Actuators Phys.*, vol. 132, n. 1, pp. 302-310, Nov. 2006.
- [20] F. Lu, H. P. Lee, e S. P. Lim, «Modeling and analysis of micro piezoelectric power generators for micro-electromechanical-systems applications», *Smart Mater. Struct.*, vol. 13, n. 1, p. 57, 2004.
- [21] G. K. Ottman, H. F. Hofmann, A. C. Bhatt, e G. A. Lesieutre, «Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, n. 5, pp. 669-676, Set. 2002.
- [22] Piezo Systems, Inc, «Piezoelectric Energy Harvesting Kit, EH220-A4-503YB Datasheet». Out-2008.
- [23] A. Espírito-Santo, P. Serra, S. Albuquerque, B. Ribeiro, F. Santos, e J. Páscoa, «Low-power smart sensing in energy and water systems integration», em *2017 IEEE International Workshop on Measurement and Networking (M N)*, 2017, pp. 1-6.
- [24] N. Cloete, R. Malekian, e L. Nair, «Design of Smart Sensors for Real-Time Water Quality Monitoring», *IEEE Access*, vol. 4, pp. 1-1, 2016.
- [25] A. F. Colombo e B. Karney, «Energy and Costs of Leaky Pipes: Toward Comprehensive Picture», *J. Water Resour. Plan. Manag.*, vol. 128, pp. 441-450, 2002.
- [26] M. I. Mohamed, W. Y. Wu, e M. Moniri, «Power harvesting for smart sensor networks in monitoring water distribution system», em *2011 International Conference on Networking, Sensing and Control*, 2011, pp. 393-398.
- [27] K. Adedeji, Y. Hamam, B. T. Abe, e A. Abu-Mahfouz, «Towards Achieving a Reliable Leakage Detection and Localization Algorithm for Application in Water Piping Networks: An Overview», *IEEE Access*, vol. 5, pp. 20272-20285, 2017.
- [28] T. AL-Kadi, Z. AL-Tuwaijri, e A. AL-Omran, «Wireless Sensor Networks for Leakage Detection in Underground Pipelines: A Survey Paper», *Procedia Comput. Sci.*, vol. 21, pp. 491-498, 2013.

- [29] M. S. BenSaleh, S. M. Qasim, A. M. Obeid, e A. Garcia-Ortiz, «A review on wireless sensor network for water pipeline monitoring applications», em *2013 International Conference on Collaboration Technologies and Systems (CTS)*, 2013, pp. 128-131.
- [30] N. Metje, D. N. Chapman, R. Walton, A. M. Sadeghioon, e M. Ward, «Real time condition monitoring of buried water pipes», *Tunn. Undergr. Space Technol.*, vol. 28, pp. 315-320, 2012.
- [31] A. M. Sadeghioon, N. Metje, D. N. Chapman, e C. J. Anthony, «SmartPipes: Smart Wireless Sensor Networks for Leak Detection in Water Pipelines», *J. Sens. Actuator Netw.*, vol. 3, n. 1, pp. 64-78, Fev. 2014.