



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Diogo Manuel Freitas de Sousa

Avaliação de compósitos
magnetoelétricos para aplicações
em Energy Harvesting e atuadores



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Diogo Manuel Freitas de Sousa

Avaliação de compósitos
magnetoelétricos para aplicações
em Energy Harvesting e atuadores

Dissertação de Mestrado
Ciclo de Estudos Integrados Conducentes ao Grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do
Professor Doutor José Gerardo Vieira da Rocha

e co-orientação do
Professor Doutor Senentxu Lanceros-Méndez
Doutor Pedro Libânio de Abreu Martins

DECLARAÇÃO

Diogo Manuel Freitas de Sousa

Endereço eletrónico: a55691@alunos.uminho.pt / diogomsousa7@gmail.com

BI: 13719278

Título da Tese: **Avaliação de compósitos magnetoelétricos para aplicações em *Energy Harvesting* e atuadores**

Orientador: Doutor José Gerardo Vieira da Rocha

Co-Orientadores: Doutor Senentxu Lanceros-Méndez; Doutor Pedro Libânio de Abreu Martins

Ano de conclusão: 2014

Tese submetida na Universidade do Minho para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e de Computadores

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA TESE/TRABALHO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

“Success consists of going from failure to failure without loss of enthusiasm”

Winston Churchill

Agradecimentos

Ao orientador e professor Doutor José Gerardo Vieira da Rocha pela possibilidade de permitir a escolha deste tema e pela contribuição na minha aprendizagem.

Ao professor Doutor Senentxu Lanceros-Méndez e ao Doutor Pedro Libânio de Abreu Martins, agradeço a co-orientação, apoio científico e disponibilidade que demonstraram.

Um agradecimento à Sílvia Reis, Marco Silva, Vítor Correia e Andoni Lasheras Aransay por toda a ajuda facultada no que diz respeito à bancada de testes e fornecimento de material. Um agradecimento especial ao Néelson Castro, Elias Jesus, Rui Luz e Sérgio Abílio pelo companheirismo no laboratório, pelo bom ambiente proporcionado e dicas prestadas.

A todos os docentes do curso, em especial ao diretor e professor Sérgio Lopes pela sua disponibilidade.

Aos responsáveis pelas oficinas, Ângela, Joel e Carlos por toda a ajuda e disponibilidade prestada.

Aos meus amigos, e em particular à minha família pelo constante apoio e paciência ao longo da minha caminhada académica.

Por fim aos meus colegas de curso, um sentido obrigado pelo companheirismo, camaradagem e pelos bons momentos ao longo destes anos.

Resumo

Num mundo em constante evolução tecnológica, a criação de dispositivos de pequeno porte, baixo custo e utilização energética eficiente torna-se cada vez mais preponderante. Neste sentido, o desenvolvimento de diversos sistemas na área de *Energy Harvesting* apresenta-se como uma abordagem interessante para melhorar a eficiência energética da eletrónica de baixo consumo.

Esta dissertação tem como principal objetivo a “Avaliação de compósitos magnetoelétricos para aplicações em *Energy Harvesting* e atuadores”. Os compósitos magnetoelétricos (ME) são constituídos por dois tipos de materiais acoplados, um material piezoelétrico e outro magnetoestrutivo. Estes compósitos alteram a sua polaridade quando sujeitos a um campo magnético (efeito ME direto) ou a sua magnetização quando sujeitos a um campo elétrico (efeito ME inverso). Deste modo, alguns dos materiais atualmente utilizados para sensores, atuadores ou elementos eletrónicos poderão vir a ser substituídos por estes materiais inovadores e de baixo custo. Aplicações a serem desenvolvidas incluem transdutores, antenas, filtros, memórias, dispositivos de *energy harvesting*, ressonadores, entre outros.

Será descrito o desenvolvimento e implementação de um equipamento que permite testar materiais ME para o efeito direto, assim como do desenvolvimento de um circuito para aproveitamento de energia elétrica por meio de campos magnéticos, isto é, *Energy Harvesting* através destes materiais. Para isso, é dada ênfase a diferentes topologias de *Energy Harvesting* baseados em circuitos tais como: retificador de onda completa, duplicador de tensão, multiplicador de tensão e Dickson *charge pump*, fazendo uma comparação através de testes de otimização de potência, para futuramente alimentar um dispositivo de baixo consumo. Atingiu-se uma potência máxima de 6,41 μW utilizando o multiplicador de tensão, utilizando um campo magnético alternado (H_{ac}) de 0,477 Oe[†] e um campo magnético contínuo (H_{dc}) de 4,75 Oe, gerados por dois pares de bobinas de Helmholtz, aplicados ao transdutor magnetoelétrico. Por outro lado, fez-se uma tentativa de prova de conceito do efeito ME inverso utilizando um sensor de campo magnético com uma resolução na ordem dos μOe com o intuito de detetar o campo magnético produzido pela amostra ME.

Palavras-chave: compósitos magnetoelétricos, *Energy Harvesting*, piezoelétrico, magnetoestrutivo.

[†] 1 Oersted = 10^{-4} Tesla

Abstract

We live in an age of exponential technological evolution, craving for smaller low-cost efficient energy devices. In this sense, the development of many systems, in the Energy Harvesting field presents an interesting approach to improve energy efficiency in low power electronic devices.

This current project aims the “Evaluation of magnetoelectric composites for applications in Energy Harvesting and actuators”. The magnetoelectric (ME) composites are the result from the attachment of piezoelectric and magnetostrictive layers. These composites change their polarity when subjected to a magnetic field (direct ME effect), or magnetization when subjected to an electrical field (inverse ME effect). Thus, some of the materials currently used for sensors, actuators or electronic devices may be replaced by these innovative low cost materials. The applications are based on transducers, antennas, filters, memories, energy harvesting devices, resonators, among others.

It will be described the development and implementation of a device that allows the test of the direct ME effect in such materials, as well as the development of the circuit in order to harvest electrical energy from the magnetic field, i.e. Energy Harvesting through magnetoelectric materials. Thereby, emphasis will be given to different circuits topologies such as full wave rectifier, voltage doubler and multiplier circuits, and Dickson charge pump. All the topologies were evaluated in terms of efficiency, regarding the energy harvested on each test, in order to sustain the highest possible range of low power devices. It was reached a maximum power of 6.41 μW , in the voltage multiplier circuit, applying an alternating magnetic field (H_{ac}) of intensity of 0.477 Oe[†] and a direct magnetic field (H_{dc}) of 4.75 Oe, generated by two pairs of Helmholtz coils, applied to the ME transducer. Moreover, an attempt was also made to produce the inverse ME effect using a magnetic field sensor with high resolution in order to detect the magnetic field produced by the ME sample.

Keywords: Energy Harvesting, magnetoelectric composites, magnetostrictive, piezoelectric.

[†] 1 Oersted = 10^{-4} Tesla

Índice

| | |
|--|-------------|
| Agradecimentos | i |
| Resumo | iii |
| Abstract | v |
| Lista de Figuras | ix |
| Lista de Tabelas | xi |
| Lista de Acrónimos | xiii |
| Nomenclatura | xv |
| Constantes | xv |
| Capítulo 1 Introdução | 1 |
| 1.1 Motivação e Objetivos | 1 |
| 1.2 Enquadramento..... | 2 |
| 1.3 História dos Materiais Magnetoelétricos..... | 3 |
| 1.4 Organização e Estrutura da Dissertação..... | 4 |
| Capítulo 2 Fundamentos Teóricos | 7 |
| 2.1 Princípio Base do Efeito Magnetoelétrico..... | 7 |
| 2.2 Materiais Piezoelétricos | 8 |
| 2.3 Materiais Magnetoestrutivos | 9 |
| 2.4 Compósitos Magnetoelétricos | 11 |
| 2.5 Bobinas de Helmholtz..... | 12 |
| 2.6 Estado de Arte..... | 13 |
| 2.6.1 Sistemas de medição baseados em materiais magnetoelétricos..... | 13 |
| 2.6.2 Sensores de Campo Magnético..... | 17 |
| 2.6.3 Energy Harvesting | 19 |
| 2.6.4 Magneto-resistência Anisotrópica..... | 21 |
| Capítulo 3 Projeto e Implementação do Sistema | 25 |
| 3.1 Sistema de caracterização de Materiais Magnetoelétricos | 25 |
| 3.1.1 Concepção das Bobinas de Helmholtz | 26 |
| 3.1.2 Implementação dos Circuitos de Energy Harvesting | 27 |
| 3.1.3 Equipamento de Testes | 33 |
| 3.2 Implementação da AMR e atuador | 34 |
| 3.2.1 Sensor de Campo Magnético AMR | 35 |
| 3.2.2 Circuito de Comutação Magnética Set/Reset..... | 36 |
| 3.2.3 Pré-amplificação e ganho | 38 |
| 3.2.4 Microcontrolador | 39 |
| 3.2.5 Base Final do Circuito | 42 |
| Capítulo 4 Discussão e Resultados | 43 |
| 4.1 Medição do Efeito Magnetoelétrico..... | 43 |
| 4.1.1 Medição do Coeficiente Magnetoelétrico..... | 43 |
| 4.1.2 Medição da tensão induzida na amostra em função do H_{ac} | 45 |
| 4.1.3 Medição da tensão induzida na amostra em função do H_{dc} | 46 |
| 4.2 Resultados experimentais de Energy Harvesting..... | 47 |
| 4.2.1 Testes de otimização de potência..... | 47 |
| 4.2.2 Comparação das eficiências de cada topologia | 52 |
| 4.2.3 Comparação da potência consumida usando efeito magnetoelétrico | 52 |
| 4.3 Resultados experimentais da AMR e atuador..... | 55 |
| 4.3.1 Testes ao Circuito de comutação magnética | 55 |
| 4.3.2 Campo Magnético Terrestre..... | 57 |
| 4.3.3 Teste com Bobinas de Helmholtz e amostra magnetoelétrica..... | 57 |
| Capítulo 5 Conclusões e Trabalho futuro | 61 |
| Referências | 64 |
| Anexos | 69 |

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1.1 - Efeito Magnetoelétrico: a) Efeito ME direto baseado na variação da polarização sob ação de um campo magnético; b) Efeito ME inverso baseado na variação da magnetização sob efeito de um campo elétrico. [3] | 2 |
| Figura 2.1 - Relação entre os materiais multiferroicos e magnetoelétricos. [18] | 7 |
| Figura 2.2 - Efeito piezoelétrico: a) Efeito direto (aplicação de uma tensão mecânica); b) Efeito inverso (aplicação de um campo elétrico). [22] | 8 |
| Figura 2.3 - Diagrama explicativo do fenômeno piezoelétrico e respectivas equações. [25] | 9 |
| Figura 2.4 - Efeito magnetoestrutivo: a) Efeito de Joule (aplicação de um campo magnético); b) Efeito Villari (aplicação de uma tensão mecânica) [27] | 10 |
| Figura 2.5 - Diagrama explicativo do fenômeno magnetoestrutivo e respectivas equações. [26]..... | 10 |
| Figura 2.6 - Configurações dos compósitos magnetoelétricos: a) particulados; b) laminados; c) fibrosos. [2] | 11 |
| Figura 2.7 - Topologias de funcionamento dos compósitos ME: a) L-L; b) T-L; c) L-T; d) T-T; e) <i>push-pull</i> , f)L-T unimorph; g) L-T hybrid; h) multi L-T. [17] | 12 |
| Figura 2.8 - Estrutura base de um par de bobinas de Helmholtz espaçadas pelo seu raio. [30] | 12 |
| Figura 2.9 - Montagem usada para medir a resposta de saída de compósitos magnetoelétricos. [28] | 14 |
| Figura 2.10 - Configuração do compósito magnetoelétrico composto por Terfenol-D/PMN-PT/Terfenol-D na configuração L-T. M e P representam as direções da magnetização e da polarização respectivamente. [9] | 14 |
| Figura 2.11 - Tensão Induzida em função do campo AC na amostra constituída por Terfenol-D/PMN-PT/Terfenol-D para H_{dc} de 70 Oe e de 400 Oe. [9]..... | 15 |
| Figura 2.12 - Configuração do compósito ME composto por Terfenol-D/PMN-PT/Terfenol-D na configuração: a) L-L, b) <i>push-pull</i> , c) multi L-T [33][34][35]..... | 15 |
| Figura 2.13 - Coeficiente ME em função da frequência do H_{ac} na configuração <i>push-pull</i> . [34]..... | 16 |
| Figura 2.14 - Compósito composto por Terfenol-D/PZT/Terfenol-D numa configuração L-T. [36]..... | 16 |
| Figura 2.15 - Tensão ME induzida em função do campo H_{dc} no compósito Terfenol/PZT/Terfenol-D numa configuração L-T: a) $H_{ac} = 1\text{Oe}$ à frequência de 1kHz, variando o H_{dc} de -300 Oe a 300 Oe; b) $H_{ac} = 0,1\text{Oe}$ à frequência ressonante de 80kHz, variando o H_{dc} de -300 Oe a 300Oe. [36]..... | 17 |
| Figura 2.16 - Sensibilidade estimada dos sensores de campo magnético. [10] | 18 |
| Figura 2.17 - Desenho da amostra ME composta por duas ligas ferromagnéticas de níquel e um material piezoelétrico de PZT. [46]..... | 20 |
| Figura 2.18 - Tensão magnetoelétrica e densidade de potência em função da carga. [46]..... | 20 |
| Figura 2.19 - a) Potência em função da carga; b) Frequências do H_{ac} aplicadas. [47]..... | 21 |
| Figura 2.20 - Circuito utilizado para carregamento do condensador. [47]..... | 21 |
| Figura 2.21 - Resistência AMR: a) Variação da resistência em função do ângulo; b) Mudança no ângulo por aplicação de um campo magnético. [10] | 22 |
| Figura 2.22 - Direção do fluxo de corrente após o Set/Reset na resistência AMR. [10]..... | 23 |
| Figura 2.23 - Sinal de saída da resistência AMR após a técnica Set/Reset. [10]..... | 23 |
| Figura 3.1- Diagrama explicativo da implementação de <i>Energy Harvesting</i> | 25 |
| Figura 3.2 - Campo magnético alternado em função da corrente alternada nas bobinas de Helmholtz AC. | 26 |
| Figura 3.3 - Campo magnético contínuo em função da corrente contínua nas bobinas de Helmholtz DC.27 | |
| Figura 3.4 - Componentes de <i>Energy Harvesting</i> : a) Condensador de polipropileno à esquerda; b) Díodos de Schottky com encapsulamento SOD323 à direita..... | 28 |

| | |
|--|----|
| Figura 3.5 - Retificador de Onda Completa..... | 29 |
| Figura 3.6 - Saída do retificador na carga com e sem condensador. | 29 |
| Figura 3.7 - Duplicador de Tensão..... | 30 |
| Figura 3.8 - Formas de onda simuladas do duplicador de tensão: a) Tensão no díodo D1 (deslocador de nível) e no condensador C2; b) Sinal de entrada da amostra. | 31 |
| Figura 3.9 - Multiplicador de Tensão..... | 31 |
| Figura 3.10 - Dickson <i>charge pump</i> | 32 |
| Figura 3.11 – Equipamento de testes para <i>Energy Harvesting</i> | 33 |
| Figura 3.12 - Vista de Topo da Amostra ME (Metglas/PVDF/Metglas). | 33 |
| Figura 3.13 - Suporte para amostra ME | 34 |
| Figura 3.14 - Terminais do compósito ME através do cabo coaxial. | 34 |
| Figura 3.15 - Amostra ME no centro das bobinas..... | 34 |
| Figura 3.16 - Diagrama explicativo da implementação do atuador com recurso à resistência AMR. | 35 |
| Figura 3.17 - HMC 1002: a) <i>Pinout</i> HMC1002; b) Ponte de <i>Wheatstone</i> . [11]..... | 35 |
| Figura 3.18 - Circuito Set/Reset implementado. | 36 |
| Figura 3.19 - Simulação do <i>clock</i> e pulsos de Set/Reset. | 37 |
| Figura 3.20 - <i>Pinout</i> do conversor de nível MAX662A. | 38 |
| Figura 3.21 - Amplificador de Instrumentação. | 38 |
| Figura 3.22 - Registo A de controlo do Timer 0 (TCCR0A)..... | 40 |
| Figura 3.23 - Registo B de controlo do Timer 0 (TCCR0B) | 40 |
| Figura 3.24 - Registo B do <i>USART</i> (OCSR0B) | 41 |
| Figura 3.25 - Registo C do <i>USART</i> (OCSR0C)..... | 42 |
| Figura 3.26 - Base final do circuito implementado da resistência AMR. | 42 |
| Figura 4.1 - Medição da tensão induzida na amostra ME em função da frequência do H_{ac} , onde V_{ME} corresponde à tensão induzida na amostra ME. | 44 |
| Figura 4.2 - Medição do coeficiente magnetoelétrico em função da frequência do H_{ac} | 44 |
| Figura 4.3 - Teste à tensão induzida em função do H_{ac} | 45 |
| Figura 4.4 - Teste à tensão induzida em função do H_{dc} | 46 |
| Figura 4.5 - Potência de saída em função da resistência de carga para o retificador de tensão..... | 48 |
| Figura 4.6 - Potência de saída em função da resistência de carga para o duplicador de tensão. | 49 |
| Figura 4.7 - Potência de Saída em função da resistência de carga para o multiplicador de tensão. | 50 |
| Figura 4.8 - Potência de Saída em função da resistência de carga para o Dickson <i>charge pump</i> | 51 |
| Figura 4.9 - Comparação eficiência de cada circuito implementado..... | 52 |
| Figura 4.10 - Potência consumida na carga em função do H_{ac} | 53 |
| Figura 4.11 - Potência consumida na carga em função do H_{dc} | 54 |
| Figura 4.12 - Potência de saída em função da frequência do H_{ac} | 55 |
| Figura 4.13 - Sinais Set/Reset sem carga: Sinal de <i>clock</i> gerado pelo microcontrolador acima; Sinal à saída do condensador C2 sem resistência Set/Reset, abaixo..... | 56 |
| Figura 4.14 - Pulsos gerados após conexão ao sensor AMR. | 56 |
| Figura 4.15 - Campo magnético terrestre lido no osciloscópio à saída da resistência AMR. | 57 |
| Figura 4.16 - Tensão de saída da resistência AMR nas duas direções em função do H_{dc} , onde V_{out_AMR} corresponde à tensão de saída da AMR..... | 58 |
| Figura 5.1 - Protótipo futurista da Gaiola de Faraday para sensor de corrente e atuador ME..... | 63 |

Lista de Tabelas

| | |
|--|----|
| Tabela 3.1 - Características dos díodos de Schottky utilizados. [52][53][54][55] | 28 |
| Tabela 3.2 - Tabela de características do sensor AMR HMC1002. [61] | 36 |
| Tabela 3.3 - Características dos <i>mosfets</i> utilizados. [62] | 37 |
| Tabela 3.4 - Escolha do pré-escalar do timer 0. | 40 |
| Tabela 4.1 - Parâmetros medidos no retificador de tensão para a carga máxima. | 48 |
| Tabela 4.2 - Parâmetros medidos no duplicador de tensão para a carga máxima..... | 49 |
| Tabela 4.3 - Parâmetros medidos no multiplicador de tensão para a carga máxima. | 50 |
| Tabela 4.4 - Parâmetros medidos na Dickson <i>charge pump</i> para a carga máxima..... | 51 |

Lista de Acrónimos

| | |
|----------------|--|
| AC | Corrente alternada |
| AMR | Anisotropic Magnetoresistance |
| DC | Corrente Contínua |
| E | Campo Elétrico |
| H_{ac} | Campo Magnético Alternado |
| H_{dc} | Campo Magnético Contínuo |
| M | Magnetização |
| ME | Magnetoelétrico |
| PVDF | Poly (Vinylidene Fluoride) |
| USART | Universal Synchronous and Asynchronous serial Receiver and Transmitter |
| V_{ME} | Tensão induzida na amostra magnetoelétrica |
| V_{out_AMR} | Tensão de saída da resistência AMR |
| V_{rms} | Tensão eficaz |
| V_{pp} | Tensão pico a pico |

Nomenclatura

| Símbolo | Significado | Unidade |
|---------|-----------------|----------|
| B | Campo Magnético | T |
| C | Capacitância | F |
| f | Frequência | Hz |
| I | Corrente | A |
| L | Indutância | H |
| P | Potência | W |
| R | Resistência | Ω |
| V | Tensão | V |

Constantes

| | | | |
|---------|-------------------------|-----------------------|---------------|
| μ_0 | Permeabilidade do vazio | $4\pi \times 10^{-7}$ | N. $10A^{-2}$ |
| π | Pi | 3,14159... | |

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo é feito um enquadramento da presente dissertação, são evidenciadas as motivações e objetivos que levaram ao seu desenvolvimento, assim como uma breve explicação da sua organização e estrutura. Por último, é exibida uma contextualização histórica dos materiais magnetoelétricos.

1.1 Motivação e Objetivos

Esta dissertação está inserida no âmbito do segundo ciclo de estudos do curso Mestrado Integrado em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores da Universidade do Minho. A motivação para a realização da presente dissertação recaiu em diversos fatores, sendo eles uma área de interesse pessoal e também o aprofundar de conceitos de eletrónica e instrumentação.

Nos dias de hoje a melhoria e desenvolvimento de dispositivos eletrónicos, tais como sensores, atuadores ou dispositivos de *energy harvesting*, tornou-se uma prioridade, de forma a melhorar a sua performance, miniaturização, integração e eficiência.

Os materiais magnetoelétricos estão em constante evolução [1]. Estes materiais estão a ser empregues nas mais diversas aplicações, tais como, sensores de campo magnético ou *Energy Harvesting*, com o objetivo de inovar a qualidade relativamente ao seu preço, dimensão e eficiência face às tecnologias comercializadas com outro tipo de materiais. É nesta ordem de ideias que surgem vários desenvolvimentos impulsionados a melhorarem este tipo de materiais através da otimização do seu funcionamento, pois existem boas perspetivas quanto à sua aplicabilidade. A área da *Energy Harvesting* através destes materiais, que é o foco principal desta dissertação, é uma dessas aplicações promissoras, pois através da captação de campos magnéticos é possível gerar energia elétrica, sem o auxílio de qualquer fonte externa. Quanto à parte do atuador, ainda não houve um aproveitamento muito objetivo devido ao facto de ser uma técnica pouco usada, embora inovadora. O funcionamento como atuador terá por base a futura utilização na movimentação de nano partículas.

Esta dissertação tem como principal objetivo o desenvolvimento de um equipamento de testes e os circuitos para a avaliação da performance de materiais

magnetoelétricos na captação de energia para dispositivos de *Energy Harvesting*. Por outro lado, será abordada uma tentativa da prova de conceito do efeito ME inverso baseado na utilização de uma resistência AMR (do inglês Anisotropic Magnetoresistance).

1.2 Enquadramento

A tecnologia dos materiais magnetoelétricos já é explorada há mais de um século. Na última década, devido às descobertas de novos materiais com uma melhor performance, os investigadores começaram a dar ênfase a esta tecnologia devido à sua aplicabilidade. Estes materiais são constituídos por uma componente piezoelétrica e uma magnetoestrutiva, tendo como principal característica variarem a polarização quando sujeitos a um campo magnético [2] (Figura 1.1-a) ou então variarem a sua magnetização quando sujeitos a um campo elétrico [2] (Figura 1.1-b).

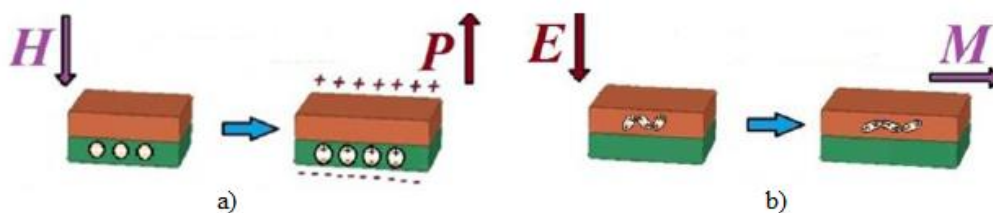


Figura 1.1 - Efeito Magnetoelétrico: a) Efeito ME direto baseado na variação da polarização sob ação de um campo magnético; b) Efeito ME inverso baseado na variação da magnetização sob efeito de um campo elétrico. [3]

É destas definições que surgem o conceito de sensor e atuador para materiais magnetoelétricos [4] [5]. Os compósitos ME têm grandes possibilidades de, num futuro próximo, ser uma alternativa ao sensor de efeito de *Hall* na medição de campos magnéticos [6]. O efeito ME (Magnetoelétrico) direto tem sido utilizado para aplicações como antenas, filtros, memórias, sensores para deteção de campo magnético ou dispositivos de *energy harvesting* que é o principal foco desta dissertação. Este efeito necessita de um campo H_{ac} (Campo magnético alternado) a operar à frequência de ressonância e um H_{dc} (Campo magnético contínuo) para que o material funcione no seu ponto ótimo. Normalmente para aplicar estes campos magnéticos são utilizados dois pares de Bobinas de Helmholtz e no caso do H_{dc} podem ser utilizados ímanes permanentes ou eletroímãs [7]. No caso dos materiais magnetoelétricos laminados e devido ao acoplamento mecânico entre os dois materiais, tipicamente através de uma cola [8], quando o filme magnetoestrutiva é deformado sob ação do campo magnético, o material piezoelétrico “sente” essa deformação e gera um sinal elétrico aos seus

terminais [9]. Foi utilizando esta técnica e captando o sinal aos terminais do piezoelétrico que se implementou diferentes circuitos para *Energy Harvesting*, fazendo uma comparação de eficiência entre eles. Já no caso do atuador magnetoelétrico utilizou-se uma resistência AMR [10] que é composta por quatro elementos resistivos denominados de Ponte de *Wheatstone* [11]. Esta resistência quando sujeita a um campo magnético, varia o elemento resistivo da Ponte de *Wheatstone*, variando assim a tensão elétrica entre cada braço da ponte [12]. A diferença de tensão entre os braços da Ponte de *Wheatstone* será amplificada através de um amplificador de instrumentação.

De modo a garantir que as EMI (do inglês *Electromagnetic Interference*) mais frequentes são eliminadas é necessário o uso de uma Gaiola de Faraday. As interferências que mais podem dificultar a medição em amplitude e frequência do sinal de saída do compósito magnetoelétrico são o ruído dos 50Hz da rede que é a principal fonte de interferência eletromagnética [13][14], ruídos térmicos [15] e comunicações entre outras fontes.

1.3 História dos Materiais Magnetoelétricos

A descoberta do efeito magnetoelétrico remonta do ano 1888 quando Wilhelm Conrad Röntgen¹ e Pierre Curie² descobriram através de diversas experiências o conceito que tem por base este efeito. Röntgen descobriu que o movimento de um dielétrico dentro de um campo elétrico torna o material magnetizado, permitindo assim o fluxo de corrente elétrica [2]. Esta descoberta fez com que anos mais tarde fosse observado o efeito inverso, isto é, uma polarização através do movimento do dielétrico sob ação de um campo magnético [16]. Em paralelo com estas descobertas, Pierre Curie apresentou a hipótese de alguns cristais apresentarem comportamento ME intrínseco tendo como base algumas considerações de simetria. Anos mais tarde, Debye tentou validar o conceito por via de experiências, contudo não obteve os resultados esperados. Só em 1960 é que começaram a surgir novos avanços quando foram reveladas as principais características de simetria desses materiais, afirmando assim a existência do efeito ME em alguns cristais. Dzyaloshinskii provou a existência deste efeito num compósito formado por Cr₂O₃. Este efeito foi igualmente provado por Astrov um ano mais tarde, onde afirmou que a magnetização é controlada por um campo elétrico ou vice-versa [17]. Esta descoberta causou muita expectativa devido à possibilidade de

¹ Físico alemão nascido a 27 de Março de 1845 em Lennep, conhecido por produzir os Raio X.

² Físico francês nascido a 15 de Maio de 1859 em Paris, conhecido pelos seus estudos sobre magnetismo e piezoelectricidade.

integrarem futuras aplicações. No entanto, os resultados não eram os esperados devido à existência de restrições na amplitude dos sinais medidos. Sendo assim, foram tentadas novas formas de melhorar a forma de medição. Foi assim que em 1972, um conjunto de investigadores holandeses da Philips *Laboratories* liderados por Van Suchtelen testaram um material com acoplamento elástico através de compósitos cerâmicos de $\text{BaTiO}_3\text{-CoFeO}_4$ [17].

Só no início dos anos 90 é que começaram a dar novamente ênfase a esta tecnologia, quando surgiram novos conceitos teóricos e experiências, nomeadamente compósitos de simples produção baseados numa camada piezoelétrica e magnetoestrictiva [2].

Atualmente são bastantes os cientistas impulsionados pela descoberta destes novos materiais, pois existe uma enorme expectativa de virem a competir com aplicações existentes no mercado devido à sua multifuncionalidade, baixo custo e baixo consumo de potência.

1.4 Organização e Estrutura da Dissertação

Esta dissertação encontra-se estruturada em cinco capítulos, o primeiro capítulo é composto pela introdução à dissertação, as motivações e objetivos para a escolha deste tema, bem como uma breve contextualização histórica dos materiais magnetoelétricos.

O segundo capítulo aborda os fundamentos teóricos para a compreensão da dissertação como uma descrição do efeito magnetoelétrico e o funcionamento desses materiais com os respetivos métodos de medição. É também descrito algumas aplicações existentes no mercado com este tipo de materiais, nomeadamente aplicações na área de *Energy Harvesting* para materiais magnetoelétricos que é o principal foco desta dissertação e do sensor magnético baseado na resistência AMR, utilizado nesta dissertação.

O terceiro capítulo descreve o projeto e implementação do sistema para as duas técnicas. A primeira técnica é composta por uma amostra magnetoelétrica, dois pares de bobinas de Helmholtz e as respetivas fontes de sinais AC e DC. Com isto, pretende-se o desenvolvimento de *Energy Harvesting* dos materiais e contemplar quais os materiais que funcionam melhor como sensores para testes de *Energy Harvesting* ou atuadores. Quanto à parte do atuador, foi feita a instrumentação da resistência AMR baseada em circuitos de amplificação, circuito de comutação magnética e a componente digital.

No quarto capítulo são apresentados os resultados dos dois efeitos. Primeiro são efetuados os testes para provar o funcionamento do efeito magnetoelétrico, através da

medição do coeficiente magnetoelétrico, da resposta à variação do H_{dc} e H_{ac} . São apresentados os testes de otimização de potência para as topologias de *Energy Harvesting* implementadas, comparando a eficiência delas. Por fim é feita uma análise comparativa entre a potência consumida em função do H_{ac} , H_{dc} e frequência de modo a comparar os resultados da potência máxima obtida. Quanto à parte do atuador são apresentados os resultados com um H_{dc} aplicado à resistência AMR de modo a provar a linearização do sinal e também é medida a magnetostricção do material.

O quinto capítulo aborda as conclusões gerais sobre o que foi proposto nesta dissertação, os principais obstáculos e também algumas sugestões e ideias que o permitam melhorar num futuro próximo.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

Neste capítulo será abordada uma análise teórica dos materiais magnetoelétricos, tendo em conta o seu princípio e as suas principais aplicações. Também será explicado o tipo de materiais magnetoelétricos utilizados bem como os respetivos métodos de medição.

Serão analisados alguns conceitos importantes que é preciso ter em conta para a implementação do sistema, nomeadamente a revisão literária sobre *Energy Harvesting* e uma breve descrição sobre o sensor de campo magnético utilizado nesta dissertação, designado de resistência AMR.

2.1 Princípio Base do Efeito Magnetoelétrico

O princípio base do efeito magnetoelétrico consiste na variação da polarização (P) de um material, quando este está sob ação de um campo magnético (H) [2]:

$$\Delta P = \alpha \Delta H \quad (2.1)$$

Este efeito é conhecido como efeito direto onde $\alpha = \left(\frac{\delta E}{\delta H}\right)$ [16] corresponde ao coeficiente ME dado em $V.cm^{-1}.Oe^{-1}$ [2].

Por outro lado, quando um material está sob a ação de um campo elétrico (E), este altera a sua magnetização (M) [2]:

$$\Delta M = \alpha \Delta E \quad (2.2)$$

Este fenómeno é denominado de efeito inverso.

Os materiais ME multiferroicos de fase simples são conhecidos por possuírem duas ou três das propriedades ferroicas: ferroeletricidade, ferromagnetismo e ferroelasticidade [18].

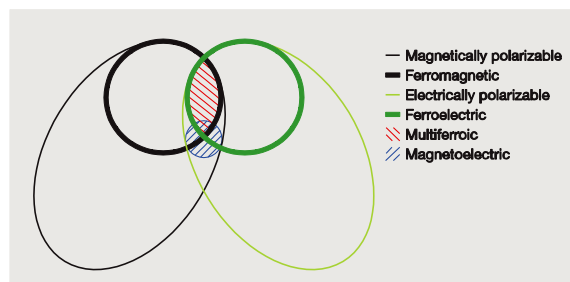


Figura 2.1 - Relação entre os materiais multiferroicos e magnetoelétricos. [18]

Os materiais magnetoelétricos mais utilizados advêm da junção de duas fases, uma piezoelétrica e uma magnetoestrutiva, compondo assim um compósito ME [18]. O acoplamento elétrico e magnético entre as fases piezoelétrica e magnetoestrutiva ocorre por interação elástica [17], resultando nas equações que caracterizam o efeito ME direto e o efeito ME inverso:

Efeito ME direto:

$$M_{EH} = \frac{\text{magnético}}{\text{mecânico}} \times \frac{\text{mecânico}}{\text{elétrico}} \quad (2.3)$$

Efeito ME inverso:

$$M_{EE} = \frac{\text{elétrico}}{\text{mecânico}} \times \frac{\text{mecânico}}{\text{elétrico}} \quad (2.4)$$

Assim o efeito ME em compósitos é extrínseco dependendo da microestrutura do compósito e da interação entre as fases magnetoestrutiva e piezoelétrica. [17]

2.2 Materiais Piezoelétricos

O termo piezoelétrico deriva do grego *piezein* que significa pressão. A data da sua descoberta remonta ao ano 1980 quando os irmãos franceses Jacques e Pierre Curie afirmaram a existência deste efeito em cristais de quartzo e alguns materiais cerâmicos [19]. O princípio piezoelétrico é baseado num acoplamento eletromecânico que resulta no aparecimento de uma diferença de potencial elétrica quando o material está sob ação de uma tensão mecânica [20], designando-se este fenómeno por efeito piezoelétrico direto (Figura 2.2-a). Pode também residir no aparecimento de uma deformação quando o material está sob ação de um campo elétrico, designando-se efeito piezoelétrico inverso (Figura 2.2-b) [21].

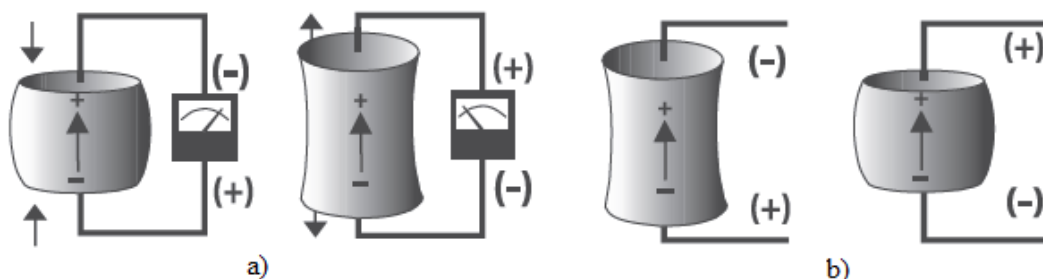


Figura 2.2 - Efeito piezoelétrico: a) Efeito direto (aplicação de uma tensão mecânica); b) Efeito inverso (aplicação de um campo elétrico). [22]

A consequência de uma deformação depende do sinal que se aplica aos terminais do material piezoelétrico. Se o sinal aplicado for um sinal AC, significa que o material

vai comprimir e decomprimir à frequência do sinal aplicado. Por outro lado se for aplicado um sinal DC aos seus terminais ele irá comprimir/descomprimir dependendo da polaridade do sinal aplicado. Os materiais piezoelétricos podem ser constituídos, por, entre outros, PZT (Lead Zirconate Titanate) ou de PVDF (do inglês Poly(Vinylidene Fluoride)), sendo estes dos mais usados em compósitos ME. Estes materiais diferem nas suas propriedades, por exemplo, o PZT apresenta respostas maiores que o PVDF, pois o coeficiente piezoelétrico de deformação é bastante maior [23].

Alguns materiais também possuem a característica de transformar uma determinada variação de temperatura numa diferença de potencial elétrica, denominando-se este fenómeno de piroeletricidade [20]. O material piezoelétrico utilizado nesta dissertação foi o PVDF [24] que é um material flexível. Na Figura 2.3 é possível perceber o funcionamento dos materiais piezoelétricos e as respetivas equações associadas.

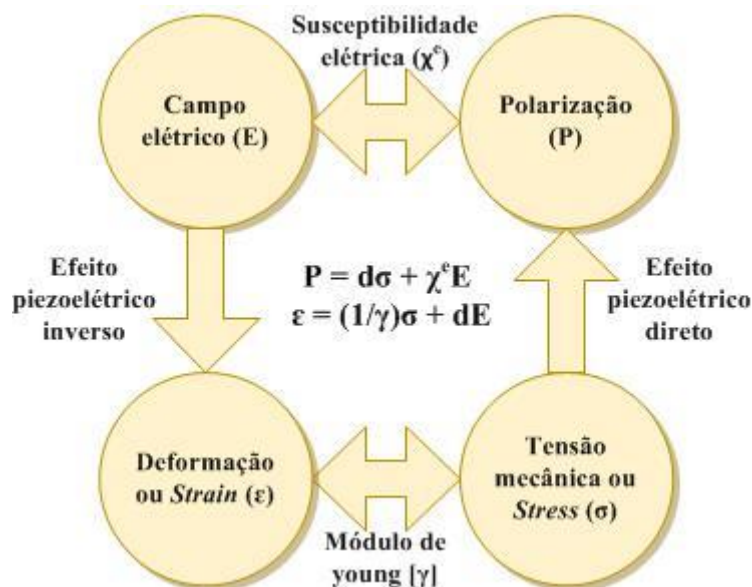


Figura 2.3 - Diagrama explicativo do fenómeno piezoelétrico e respetivas equações. [25]

É possível verificar que a deformação é inversamente proporcional ao módulo de Young, mas diretamente proporcional ao campo elétrico aplicado. No modo inverso, a polarização é diretamente proporcional à susceptibilidade elétrica do material e à tensão mecânica aplicada.

2.3 Materiais Magnetoestritivos

O efeito magnetoestritivo foi descrito pela primeira vez em 1842 pelo físico inglês James Joule [26]. Joule observou que um material ferromagnético muda as suas dimensões quando um campo magnético é aplicado, denominando-se este processo de efeito de Joule (Figura 2.4-a). Por outro lado, estes materiais permitem alterar a sua

magnetização em resposta a uma tensão mecânica. Este efeito inverso é considerado como efeito Villari (Figura 2.4-b) [26].

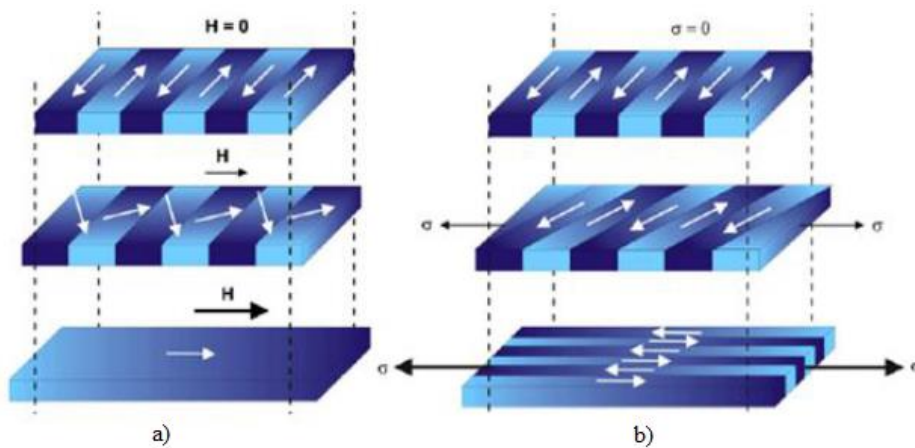


Figura 2.4 - Efeito magnetoestritivo: a) Efeito de Joule (aplicação de um campo magnético); b) Efeito Villari (aplicação de uma tensão mecânica) [27]

Estes fenómenos acontecem devido à rotação dos domínios magnéticos no material ferromagnético, surgindo o aparecimento de tensões internas na estrutura do material [26][28]. Os materiais magnetoestritivos mais utilizados nos compósitos ME laminados, os mais usados neste projeto, são o Terfenol-D, o Vitrovac e o Metglas [8][16][23]. Na Figura 2.5 é mostrado o diagrama de funcionamento da magnetoestrição e as respetivas equações associadas.

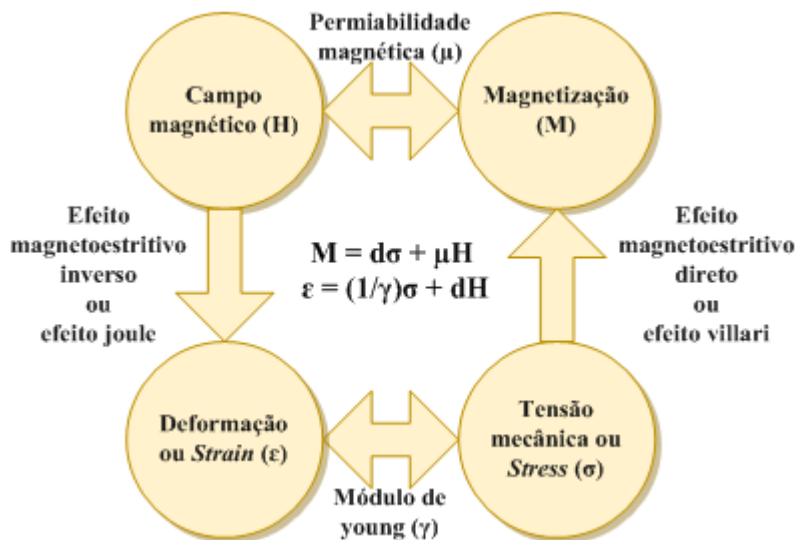


Figura 2.5 - Diagrama explicativo do fenómeno magnetoestritivo e respetivas equações. [26]

É possível verificar que uma deformação é inversamente proporcional ao módulo de Young e diretamente proporcional ao campo magnético aplicado. No modo inverso, uma magnetização é diretamente proporcional à permeabilidade elétrica do material e à tensão mecânica aplicada.

2.4 Compósitos Magnetoelétricos

Os compósitos magnetoelétricos são compostos por diferentes materiais e combinações. Quanto à sua composição podem-se dividir nas seguintes famílias: cerâmicos, ligas e poliméricos. Quanto ao esquema das suas ligações, estes materiais podem ser classificados em particulados (Figura 2.6-a), laminados (Figura 2.6-b) e fibrosos (Figura 2.6-c) [2].

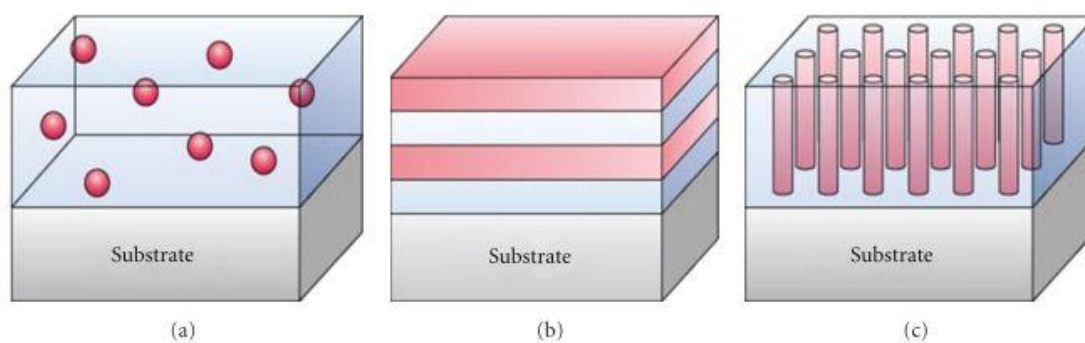


Figura 2.6 - Configurações dos compósitos magnetoelétricos: a) particulados; b) laminados; c) fibrosos. [2]

Existem vantagens na utilização de uma ou outra topologia, pois dependendo de cada aplicação, cada uma tem um comportamento diferente.

No que diz respeito aos compósitos particulados apresentam a vantagem de serem facilmente fabricados, mas por outro lado apresentam baixa resistência de polarização e baixas propriedades magnetoelétricas [2]. Estes materiais são formados por partículas de um determinado material magnetoestrutivo, no interior do material piezoelétrico [17].

No que diz respeito aos compósitos cerâmicos laminados apresentam as vantagens de possuírem alta resistividade o que facilita a polarização do material, boas propriedades ME e também são de fácil fabricação. Por consequente, tem como principal desvantagem o facto de apresentarem baixo acoplamento mecânico entre as fases magnetoestrutivas e piezoelétricas [2]. Na sua composição possuem camadas magnetoestrutivas e piezoelétricas alternadas entre si, fazendo com que o coeficiente ME seja maior em relação aos compósitos cerâmicos particulados. No entanto, a sua fabricação requer o manuseamento com altas temperaturas [17].

Por fim quanto aos compósitos fibrosos, estes apresentam como principal vantagem, uma interface coerente à escala atómica. No entanto requerem uma fabricação muito rigorosa e difícil comparada com as outras topologias. Também apresenta a desvantagem de possuir baixa resistividade [2].

Estes compósitos dependendo da aplicação podem apresentar diferentes configurações tais como, em anel, disco ou retangular. Igualmente permitem diferentes

topologias como magnetização transversal e polarização transversal (T-T), magnetização longitudinal e polarização transversal (L-T), L-L, T-L, *push-pull*, L-T *unimorph*, L-T *hybrid*, multi L-T magnetização circunferencial e polarização circunferencial (C-C), figura [17].

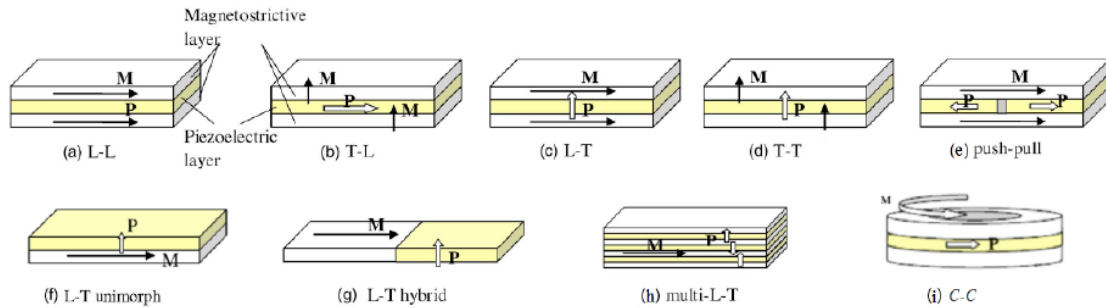


Figura 2.7 - Topologias de funcionamento dos compósitos ME: a) L-L; b) T-L; c) L-T; d) T-T; e) *push-pull*, f) L-T unimorph; g) L-T hybrid; h) multi L-T. [17]

Dependendo de uma ou outra topologia escolhida o compósito ME tem um comportamento diferente, resultando numa alteração do seu coeficiente ME e da sua frequência de ressonância.

2.5 Bobinas de Helmholtz

As bobinas ou indutores são designados componentes passivos que geram um campo magnético quando percorridas por uma corrente elétrica. As bobinas Helmholtz são um elemento fulcral para entender o funcionamento dos materiais magnetoelétricos, visto que a amostra magnetoelétrica é sujeita a dois campos magnetizantes, um alternado e um contínuo.

Este elemento foi inventado por Hermann von Helmholtz³ em meados do século dezanove, sendo um elemento que tem como vantagem produzir campos magnéticos uniformes [29].

Estes elementos são ligados em série e têm o mesmo diâmetro, sendo separados pela distância do seu raio (Figura 2.8) [30]:

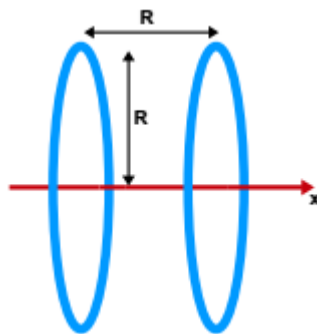


Figura 2.8 - Estrutura base de um par de bobinas de Helmholtz espaçadas pelo seu raio. [30]

³ Físico alemão nascido a 31 de Agosto em Potsdam.

Os campos produzidos por estas bobinas podem ser estáticos ou variantes no tempo dependendo da aplicação. Estas bobinas apresentam como principal vantagem o facto de o campo magnético no centro delas ser uniforme, sendo que a direção do campo aplicado pode ser obtida pela regra da mão direita.

A fórmula que nos dá o campo magnético no centro do par de bobinas de Helmholtz é a seguinte:

$$B = \left(\frac{4}{5}\right)^{\frac{3}{2}} \frac{\mu_0 \times N}{R} I \quad (2.5)$$

Em que $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{m/A}$ representa a permeabilidade magnética no vazio, N o número de enrolamentos, I a corrente medida na bobina, em *Ampère*, e R o raio da seção circular da bobina, em metros [31]. Da fórmula verifica-se que o campo magnético é proporcional à corrente e ao número de enrolamentos da bobina e inversamente proporcional ao raio delas.

2.6 Estado de Arte

Nesta seção é apresentado o estado de arte sobre materiais magnetoelétricos relevantes para a implementação usada nesta dissertação, os respetivos métodos de medição e caracterização para testes de *Energy Harvesting*.

2.6.1 Sistemas de medição baseados em materiais magnetoelétricos

Para medir o efeito magnetoelétrico direto é necessário ter um H_{dc} e um H_{ac} simultaneamente a funcionar em conjunto diretamente aplicados à amostra magnetoelétrica.

Normalmente para gerar o H_{ac} utiliza-se um par de bobinas de Helmholtz alimentadas por um gerador de funções [32][23]. Já para gerar o H_{dc} pode-se fazer com recurso a eletroímãs, ímãs permanentes ou por meio de outro par de bobinas de Helmholtz com maior calibre nos enrolamentos de cobre. Estas bobinas normalmente são alimentadas por uma fonte de tensão contínua (Figura 2.9).

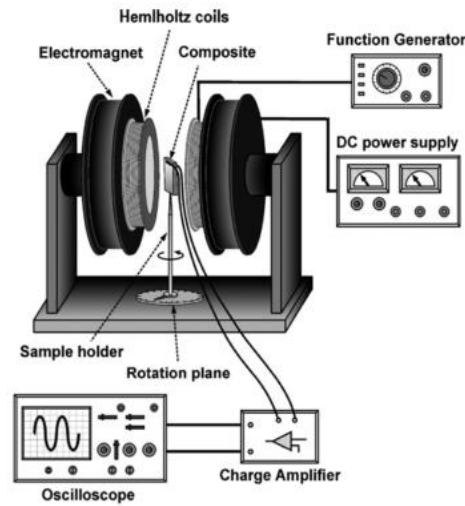


Figura 2.9 - Montagem usada para medir a resposta de saída de compósitos magnetoelétricos. [28]

Para a medição do sinal magnetoelétrico é utilizado um *Charge Amplifier*⁴ em conjunto com um Osciloscópio ou um *Lock-in Amplifier*. O objetivo deste aparelho consiste em separar o sinal da amostra ME de outros sinais que possam interferir na sua medição, funcionando como um filtro [13]. Já o osciloscópio mostra o sinal real da amostra em amplitude e frequência.

Campos magnéticos alternados: Para medir campos magnéticos alternados é necessário manter o campo magnético contínuo constante no seu valor adequado.

Dong et al. (2003) fizeram uma primeira experiência com um compósito magnetoelétrico composto por uma camada piezoelétrica de PMN-PT e duas camadas magnetoestrutivas de Terfenol-D a operar à temperatura ambiente sem blindagem magnética, onde verificaram que a tensão induzida na amostra magnetoelétrica varia linearmente com o H_{ac} . Para estas condições a camada magnetoestrutiva estava magnetizada de forma longitudinal e a camada piezoelétrica polarizada de forma transversal, fazendo assim uma configuração do tipo L-T (Figura 2.10) [9].

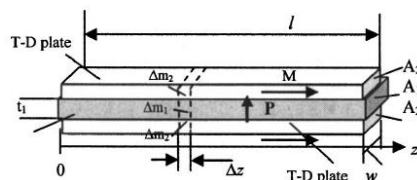


Figura 2.10 - Configuração do compósito magnetoelétrico composto por Terfenol-D/PMN-PT/Terfenol-D na configuração L-T. M e P representam as direções da magnetização e da polarização respetivamente. [9]

Por outras palavras, quando a fase magnetoestrutiva fica sob ação de um campo magnético AC, esta deformava de forma longitudinal, na direção do seu comprimento. Como a fase magnetoestrutiva e piezoelétrica estão mutuamente acopladas, a aplicação

⁴ Integrador de corrente que produz uma saída em tensão proporcional à corrente injetada na entrada.

do campo magnético ao longo do comprimento do Terfenol-D coloca o material piezoelétrico em constante oscilação. Através desta oscilação é gerada uma tensão induzida de forma transversal aos dois terminais do material piezoelétrico. Estes dois terminais têm que estar nos extremos opostos da espessura, de modo a obter a diferença de potencial entre os dois pontos [9].

Para gerar o campo magnético AC foram utilizadas um par de bobinas de Helmholtz em conjunto com um *Charge Amplifier*.

Foi então medida a tensão induzida na amostra ME para diferentes campos magnéticos H_{dc} efetuando um varrimento ao H_{ac} . Verificou-se que a tensão induzida na amostra é uma função linear H_{ac} [9].

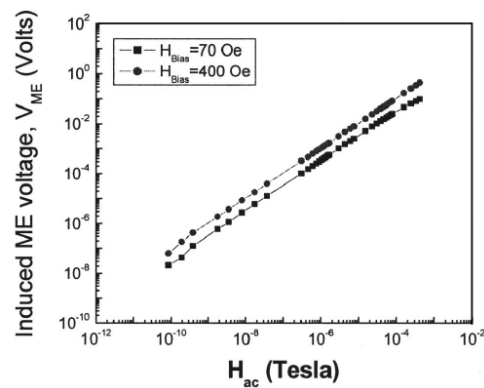


Figura 2.11 - Tensão Induzida em função do campo AC na amostra constituída por Terfenol-D/PMN-PT/Terfenol-D para H_{dc} de 70 Oe e de 400 Oe. [9]

A máxima tensão induzida na amostra magnetoelétrica situa-se nos 110 mV para um H_{dc} constante de 400 Oe e um H_{ac} constante de 1 Oe, numa gama de medição entre $10^{-11} T < H_{ac} < 10^{-3} T$.

O coeficiente magnetoelétrico máximo para esta configuração foi calculado para um valor de $\alpha_{ME} = |\delta E / \delta H| = 2.2$ V/cm.Oe com um limite de sensibilidade para baixos campos magnéticos de 4×10^{-11} T.

O mesmo grupo de investigadores desenvolveu outros compósitos baseados noutras configurações com os mesmos materiais utilizados. As configurações utilizadas foram em L-L [33], *push-pull* [34] e multi L-T [35], onde fez-se assim uma comparação entre a eficiência de cada uma.

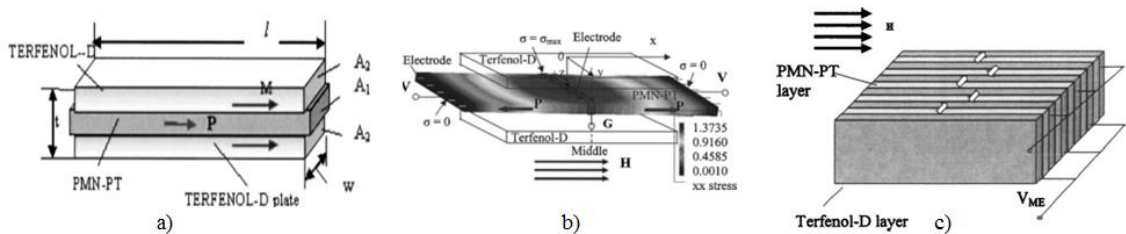


Figura 2.12 - Configuração do compósito ME composto por Terfenol-D/PMN-PT/Terfenol-D na configuração: a) L-L, b) *push-pull*, c) multi L-T [33][34][35]

O coeficiente máximo alcançado foi para a configuração *push-pull* com um valor de $\alpha_{ME} = |\delta E / \delta H| = 1,6 \text{ V/Oe}$ para baixas frequências e um $\alpha_{ME} = |\delta E / \delta H| \approx 20 \text{ V/Oe}$ para frequências próximas da ressonância, neste caso próximo dos 100 kHz [34].

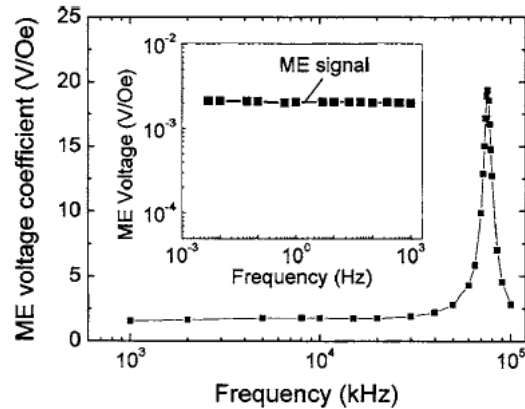


Figura 2.13 - Coeficiente ME em função da frequência do H_{ac} na configuração *push-pull*. [34]

Quanto ao material multi L-T, é constituído por cinco camadas de PMN-PT, em que cada uma está no meio de duas camadas magnetoelétricas. Esta configuração permite obter tensões induzidas maiores pois o número de camadas é diretamente proporcional ao valor em módulo da tensão induzida, contudo o coeficiente calculado apresentou menores resultados que a configuração *push-pull* [35]. Para a configuração L-L obteve-se um sinal induzido na amostra de 430 mV para um $H_{dc} = 450 \text{ Oe}$ e um $H_{ac} = 1 \text{ Oe}$ [33]. No mesmo estudo, fez-se um termo comparativo entre a configuração L-L e L-T e verificou-se que o comportamento em relação ao H_{ac} das duas configurações, funciona de forma similar [23].

Campos magnéticos contínuos: Para leitura de campos magnéticos contínuos deve-se manter o campo magnético alternado no seu valor ótimo à frequência de ressonância do compósito ME. O campo H_{ac} pode ser gerado por um par de bobinas de Helmholtz alimentadas por um gerador de funções [36].

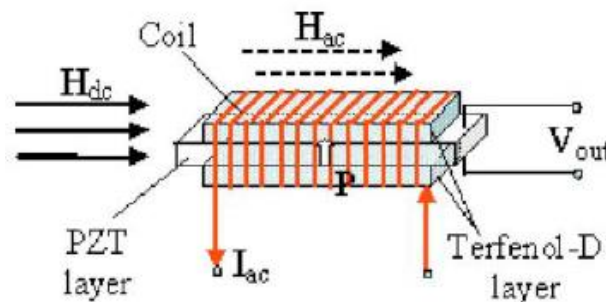


Figura 2.14 - Compósito composto por Terfenol-D/PZT/Terfenol-D numa configuração L-T. [36]

Dong et al (2006) utilizaram um compósito composto por duas camadas magnetoelétricas de Terfenol-D magnetizadas de forma longitudinal e uma camada de

PZT polarizada transversalmente formando uma configuração L-T. Aplicaram um H_{dc} ao longo do comprimento do material magnetoestritivo onde verificaram pequenas variações à saída do compósito [36].

Foram realizados dois tipos de testes, um à frequência de ressonância de 80kHz com o H_{ac} constante no valor de 0.1 Oe, variando o H_{dc} de -30 Oe a 30 Oe. Como segundo teste foi utilizado um H_{ac} de 1 Oe à frequência de 1 kHz, variando o H_{dc} de -300 Oe a 300 Oe [36].

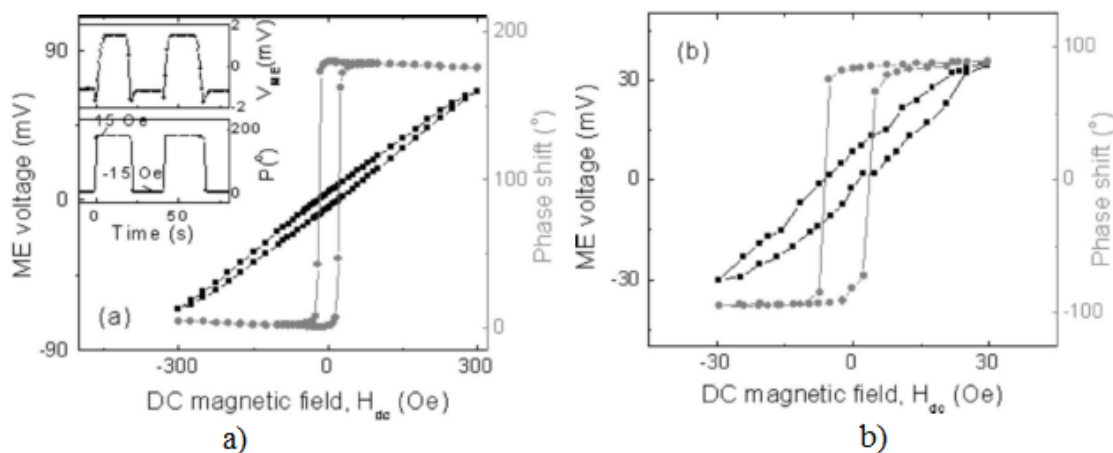


Figura 2.15 - Tensão ME induzida em função do campo H_{dc} no compósito Terfenol/PZT/Terfenol-D numa configuração L-T: a) $H_{ac} = 1$ Oe à frequência de 1kHz, variando o H_{dc} de -300 Oe a 300 Oe; b) $H_{ac} = 0,1$ Oe à frequência ressonante de 80kHz, variando o H_{dc} de -300 Oe a 300 Oe. [36]

Dos seguintes ensaios deduziu-se que a tensão magnetoelétrica induzida é uma função linear do H_{dc} nos dois casos. Para o primeiro caso nas condições da frequência de ressonância a 80 kHz e o H_{ac} de 1 Oe foi calculado um $\alpha_{ME} = |\delta E / \delta H| = 1.2$ mV/Oe. Já no caso do teste para 1 kHz com H_{ac} de 0,1 Oe foi calculado um α_{ME} de 0,23 mV/Oe [24]. Estes testes são ilustrativos de que quando se sai da zona de ressonância dos compósitos magnetoelétricos, o coeficiente é menor porque as tensões alcançadas no compósito também diminuem. Isto acontece porque a polarização do material é determinada pelo seu coeficiente magnetoelétrico como se viu nas equações que provam o funcionamento deste efeito [2].

2.6.2 Sensores de Campo Magnético

Os sensores de campo magnético podem ser classificados de acordo com a sua gama de medições. Estes sensores são englobados em diversas áreas, nomeadamente na indústria automóvel, biomedicina, aeronáutica [37], informática e no setor industrial. Existem muitas maneiras de detetar campos magnéticos, sendo a maioria deles através da conexão entre o elemento elétrico e magnético. [10]

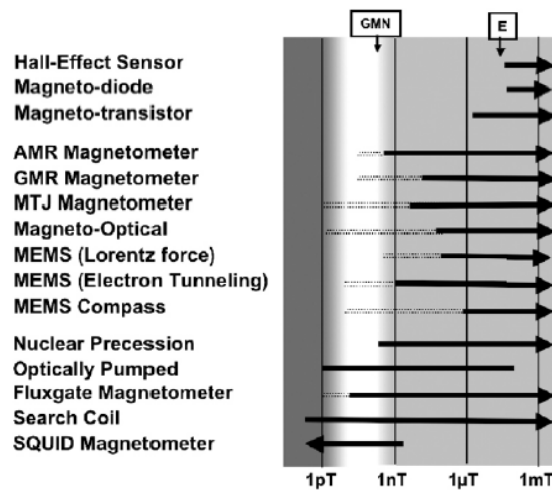


Figura 2.16 - Sensibilidade estimada dos sensores de campo magnético. [10]

Na Figura 2.16 é exibida a gama de sensibilidades que cada sensor magnético é capaz de medir. É possível verificar que a gama de medição dos sensores magnéticos é ampla, existindo alguns sensores que chegam a medir campos magnéticos na ordem dos fT. O símbolo E corresponde ao campo magnético terrestre. Por outro lado, o símbolo GMN corresponde ruído geomagnético⁵ enunciado no diagrama é um valor perturbador de campo magnético que está na ordem dos 0,1 nT (Figura 2.16). Estes sensores estão abrangidos em quatro categorias principais:

- Leitura de campos superiores ao campo magnético da Terra: Sensores de baixa sensibilidade que leem campos superiores a 0,1 mT. Estes sensores são indicados para aplicações industriais onde o campo magnético da terra não tem importância nas medições. Nesta categoria pode-se encontrar os sensores de efeito de Hall ou os magnetómetros *search-coil*. Os sensores de efeito de Hall são dispositivos magnéticos de estado sólido com o objetivo de medirem campos magnéticos na ordem dos 10⁻³ T [10][38]. Estes sensores têm a capacidade de gerar uma tensão analógica proporcional ao campo magnético medido. Já os magnetómetros *search-coil* são baseados na lei de indução de Faraday [39].
- Perturbações no campo magnético da Terra: Sensores de sensibilidade média que podem medir campos magnéticos entre 1 nT e 0,1 mT. São normalmente utilizados em bússolas. Nesta categoria encontram-se os magnetómetros *fluxgate* [40]. Outro magnetómetro utilizado nesta categoria é a resistência AMR que varia a sua resistência interna de acordo com o ângulo entre o vetor da magnetização e o vetor da corrente [41]. A resistência AMR será utilizada nesta dissertação como investigação da prova de conceito do efeito ME inverso.

⁵ Ruído impulsionado por correntes na ionosfera tais como forças de marés e ventos

- Variações pequenas geradas ou induzidas em campos magnéticos: Estes sensores apresentam sensibilidades dos nT até aos pT, sendo muito sensíveis a variações de campo magnético. Existe ainda sensores que apresentam sensibilidades abaixo dos pT, sendo que podem ser atingidas sensibilidades de fT. Um exemplo disso são os SQUIDs (*Superconducting Quantum Interface Device*) utilizados para efetuar estudo neurológico, apresentando um elevado custo [42].

Uma particularidade importante dos sensores magnéticos que é preciso ter em conta para a escolha das aplicações a incorporar, é o facto de o sensor ser vetorial ou escalar, por outras palavras, a diferença entre detetar apenas a magnitude de campo magnético total ou apenas as suas componentes vetoriais, isto é, o valor de campo magnético em cada eixo cartesiano [10].

2.6.3 Energy Harvesting

A utilização de compósitos ME estabelece uma relação entre o campo magnético e o campo elétrico. Portanto, estes materiais apresentam potencial para desenvolvimento de aplicações projetadas para capturar a energia magnética e alimentar dispositivos de baixo consumo [14].

No final do século 19, Nikola Tesla descreveu o processo de transferir energia entre dois pontos sem o auxílio de qualquer fonte de energia [43]. Um dispositivo sem fios, capaz de ser alimentado remotamente, é mais compacto e móvel comparado com os que são alimentados por uma fonte externa [43]. Estes dispositivos tendem a cada vez mais sofrer redução no seu tamanho e peso de modo a potenciar futuras aplicações como dispositivos flexíveis [44] e inteligentes [45].

Atualmente, quase todos os circuitos de *Energy Harvesting* utilizam elementos retificadores baseados em semicondutores de modo a converter a energia RF (do inglês Radio Frequency) em corrente contínua. Estes componentes apresentam baixo custo e são os ideais para este tipo de aplicações. É por esta ordem de ideias que os semicondutores escolhidos para este tipo de aplicações designam-se de díodos de Schottky, pois são capazes de conduzir com uma tensão de polarização baixa, aumentando assim a eficiência do circuito [43].

Os materiais magnetoelétricos têm potenciado estas aplicações, sendo que num futuro próximo podem substituir outros materiais existentes no mercado devido ao seu baixo custo.

L. Bian et al. (2009) alcançaram um forte acoplamento com um transdutor magnetoelétrico composto por uma liga ferromagnética de níquel em conjunto com um material piezoelétrico composto por PZT. O desempenho do transdutor é avaliado pelas medições elétricas e características vibracionais. O material PZT tem as dimensões de 80 mm x 6 mm x 0.8 mm (Figura 2.17) [46].

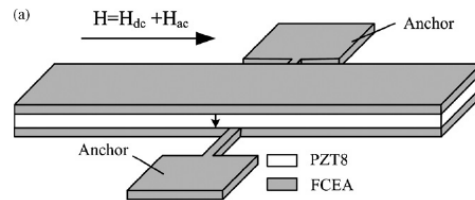


Figura 2.17 - Desenho da amostra ME composta por duas ligas ferromagnéticas de níquel e um material piezoelétrico de PZT. [46]

Foram aplicados dois campos: um H_{dc} e um H_{ac} para alinhar os momentos magnéticos da amostra ME. Os resultados obtidos revelam que a frequência de ressonância do transdutor ocorre aos 26,93 kHz. Foi alcançado um coeficiente ME de 30,07 V/Oe o que equivale a 375,875 V/Oe.cm ao dividir pela espessura do piezoelétrico de 0,08 cm [46].

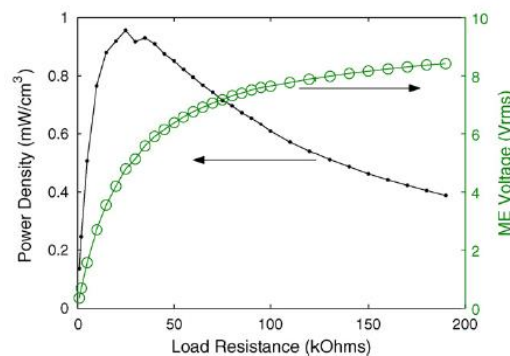


Figura 2.18 - Tensão magnetoelétrica e densidade de potência em função da carga. [46]

Após o ensaio à amostra, alcançaram uma densidade de potência de 0,953 mW/cm^3 (Figura 2.18) para uma carga máxima de 25 $k\Omega$ com um H_{ac} aplicado de 0,3 Oe e um H_{dc} de 50 Oe [46].

P. Li et al. (2010) usaram um outro compósito composto por uma camada magnetoestrictiva de Terfenol-D em conjunto com uma camada piezoelétrica de PZT. A aplicação consiste num gerador de campo magnético utilizado por uma antena ligada ao solo que é utilizada para produzir um campo magnético alternado. Os H_{ac} aplicados ao material magnetoelétrico vão de 0,2 Oe a 1 Oe onde foi obtida uma potência máxima de aproximadamente 20 μW para uma carga perto de 10 $k\Omega$ [47].

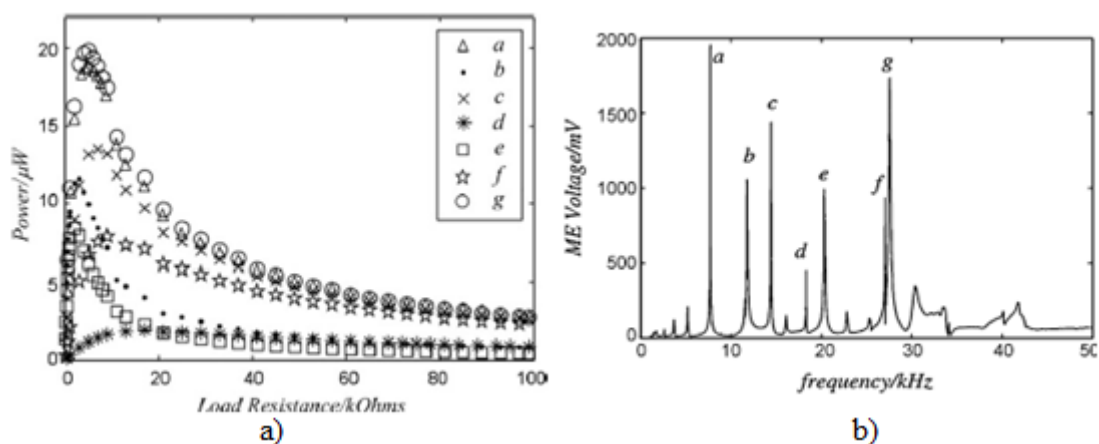


Figura 2.19 - a) Potência em função da carga; b) Frequências do H_{ac} aplicadas. [47]

A antena gera assim ondas longitudinais na camada magnetoestrictiva do material. Quanto ao H_{dc}, foi usado um valor de 800 Oe de modo a alinhar os dipolos do material visto que o Terfenol-D precisa de um campo magnetizante elevado [47].

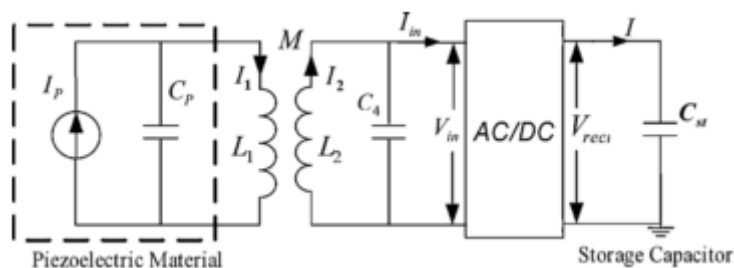


Figura 2.20 - Circuito utilizado para carregamento do condensador. [47]

O circuito utilizado para carregamento do condensador é mostrado na Figura 2.20. O circuito consiste em efetuar a colheita do material piezoelétrico do compósito magnetoelétrico do lado primário do transformador, para no lado do secundário sincronizar a frequência de vibração do piezoelétrico através de um filtro LC de modo a calibrar a frequência de ressonância do piezoelétrico através da fórmula:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2.6}$$

A energia captada do lado do secundário corresponde a uma onda alternada com a mesma frequência que irá ser convertida em corrente contínua através de um conversor AC-DC para assim carregar o condensador e efetuar o armazenamento de energia [47].

2.6.4 Magneto-resistência Anisotrópica

A Magneto-resistência Anisotrópica (AMR) foi descoberta por William Thomson em 1857 [41]. O termo anisotrópico depende do ângulo entre a direção da

Magnetização (M) e a direção em que é aplicada a corrente elétrica (I) [48]. A resistência AMR é calculada segundo a seguinte fórmula:

$$R = R_0 + \Delta R \cos^2(\theta) \quad (2.7)$$

Analisando a equação 2.7, a resistência é máxima quando ambas as direções são paralelas ($\theta = 0^\circ$) e é mínima quando ambas as direções são perpendiculares ($\theta = 90^\circ$) formando um ângulo de 90° (Figura 2.21) [41][48].

O valor do ângulo depende do valor da amplitude do campo magnético externo aplicado. Quanto maior for o campo magnético aplicado, o vetor da magnetização aproxima-se do vetor da corrente, diminuindo o ângulo θ e aumentando assim a resistência interna da AMR. [10]

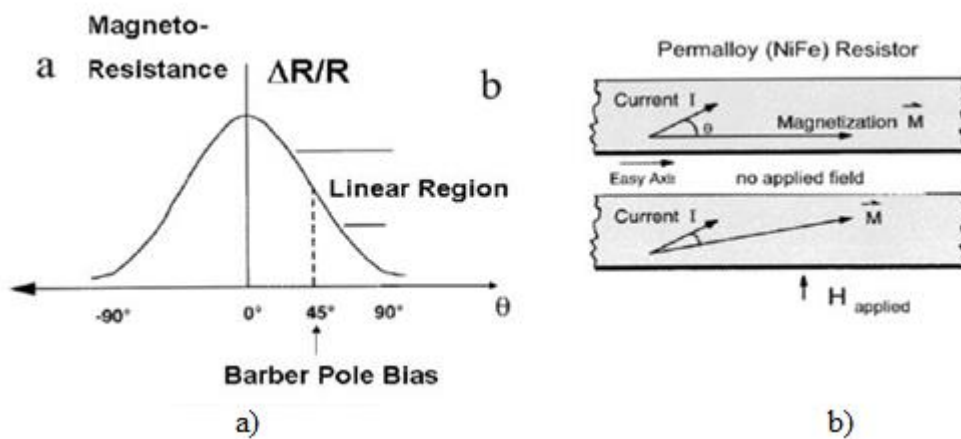


Figura 2.21 - Resistência AMR: a) Variação da resistência em função do ângulo; b) Mudança no ângulo por aplicação de um campo magnético. [10]

Permalloy é o material mais utilizado para fabricar sensores AMR porque apresentam uma magnetoresistência relativamente grande e as suas características são compatíveis com as técnicas de fabricação em silício [10][41]. Normalmente este tipo de sensores necessita de quatro resistências depositadas num substrato de silício que formam um caminho para a corrente (Figura 2.22). Este elemento denominado de ponte de *Wheatstone* desenvolve uma tensão entre cada braço que é proporcional ao campo magnético aplicado. Para que o sensor funcione à sensibilidade máxima é necessário aplicar uma técnica denominada de Set/Reset. Quando se faz Set a corrente flui no sentido positivo, resultando numa inclinação positiva no sinal de saída da AMR [41]. No modo inverso, no momento do Reset, o sinal de saída segue uma inclinação negativa. (Figura 2.23)

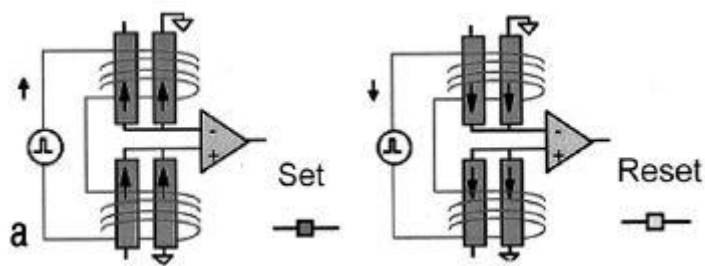


Figura 2.22 - Direção do fluxo de corrente após o Set/Reset na resistência AMR. [10]

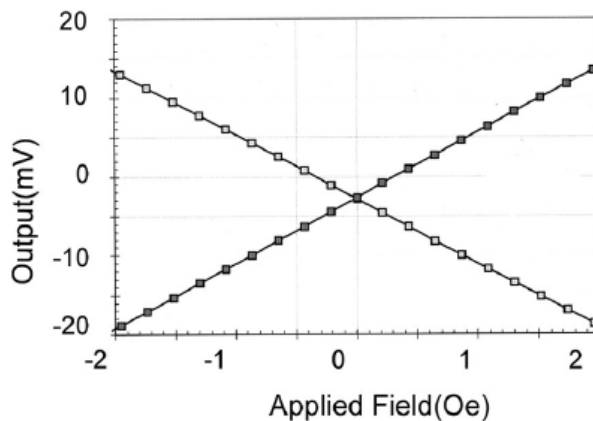


Figura 2.23 - Sinal de saída da resistência AMR após a técnica Set/Reset. [10]

Estes sensores são mais sensíveis que os sensores de efeito de Hall podendo apresentar resoluções na ordem dos nT. No entanto, apresentam como principal desvantagem o facto do processamento de sinal não ser processado no mesmo *chip* [49].

Capítulo 3

Projeto e Implementação do Sistema

Neste capítulo é descrito o projeto e implementação dos dois sistemas utilizados nesta dissertação.

Em primeiro lugar, expõe-se a estrutura do sistema de *Energy Harvesting*, baseada em dois pares de bobinas de Helmholtz alimentadas pelas respectivas fontes e a linearização das mesmas. São explicados os componentes utilizados no equipamento de testes, tais como a amostra ME, o porta amostras ME e os cabos coaxiais. Seguidamente é explicada a implementação das topologias de *Energy Harvesting*, nomeadamente o retificador de onda completa, duplicador de tensão, multiplicador de tensão e Dickson *charge pump*.

Quanto ao atuador ME é descrito o sistema de ligações constituído pelo sensor de campo magnético utilizado (HMC1002), circuito de comutação magnética (Set/Reset), circuitos de pré amplificação, ganho e a componente digital baseada no microcontrolador para gerar o *clock* de controlo da resistência AMR.

3.1 Sistema de caracterização de Materiais Magnetoelétricos

O sistema de caracterização de *Energy Harvesting* implementado é composto por vários componentes. Em primeiro lugar é necessário o uso de dois pares de bobinas de Helmholtz, um para gerar o H_{ac} e outro para gerar o H_{dc} . Para alimentar as bobinas foi necessário o uso de duas fontes: um gerador de funções para o H_{ac} e uma fonte de tensão contínua para o H_{dc} (Figura 3.1).

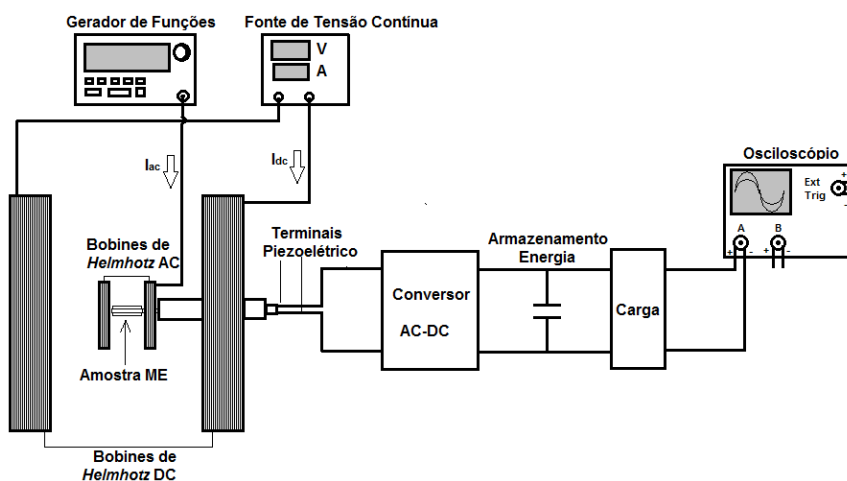


Figura 3.1- Diagrama explicativo da implementação de *Energy Harvesting*

Estes campos magnéticos são induzidos na amostra ME composta por duas camadas magnetoestrutivas (Metglas) e uma piezoelétrica (PVDF) [16]. Aplicando um campo magnético H_{dc} no material magnetoestrutivo, este sofre pequenas deformações à frequência de funcionamento do H_{ac} , colocando o material em constante oscilação. Esta deformação mecânica é transferida para o material piezoelétrico. Como o material piezoelétrico é deformado pela camada magnetoestrutiva, gera-se assim uma variação da polarização que resulta num sinal alternado aos seus terminais com a frequência do H_{ac} .

Este sinal elétrico necessita do uso de um conversor AC-DC de modo a ser convertido em tensão contínua. Para isso são utilizadas várias topologias como será descrito mais à frente nesta dissertação. Depois disto será utilizado um condensador para o armazenamento de energia e uma carga de modo a conhecer a corrente consumida aos seus terminais, calculando assim a potência de saída através da fórmula [46]:

$$P = \frac{v_{rms}^2}{R_{carga}} \quad (3.1)$$

Em que P é a potência dada em *Watt*, V é a tensão dada em *Volt* e R_{carga} é a resistência de carga dada em *ohm*.

3.1.1 Conpceção das Bobinas de Helmholtz

Bobinas AC: As bobinas utilizadas para gerar campo magnético alternado têm um calibre do cobre menor que as bobinas de campo magnético contínuo. São compostas por 50 enrolamentos com um raio de 3 cm. Foi calculado um valor de 0,59 mH. O gráfico demonstra que o H_{ac} varia linearmente com a corrente injetada nas bobinas (Figura 3.2).

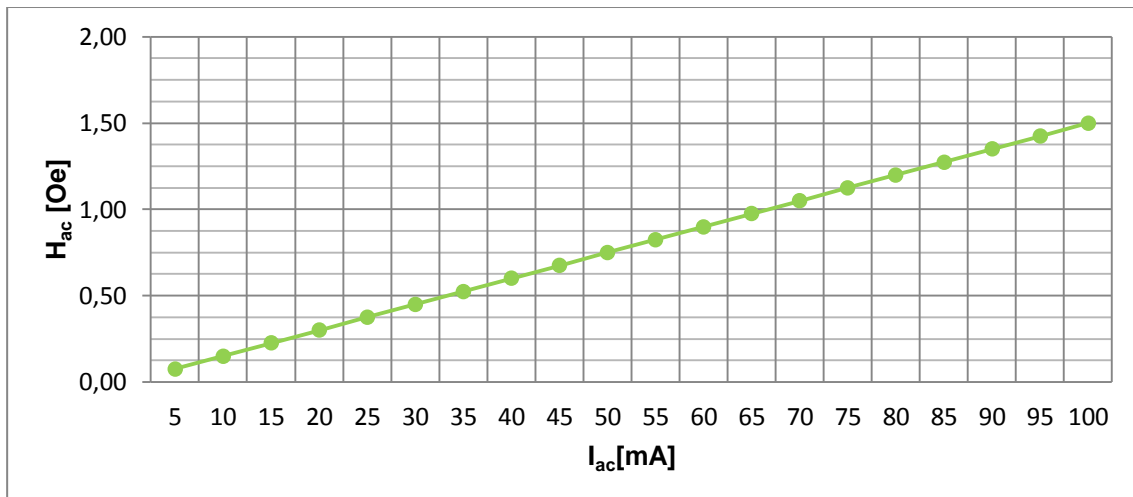


Figura 3.2 - Campo magnético alternado em função da corrente alternada nas bobinas de Helmholtz AC.

Para alimentar as bobinas AC foi utilizado um gerador de funções (Agilent, modelo 33220A). Como este altera o tipo de sinal, os valores da frequência e da tensão pico a pico, foi necessário o uso de uma resistência de 1Ω em série com a bobina para permitir o funcionamento como sensor de corrente. Com isto, e sabendo que a bobina opõe-se a variações bruscas de corrente, pode-se estimar o valor de corrente eficaz que está a ser consumido pelo par de bobinas, calculando a relação entre a queda de tensão na resistência e o valor da mesma, como está demonstrado na fase de testes.

Bobinas DC: As bobinas utilizadas para gerar campo magnético contínuo utilizam um calibre de cobre maior, pois as correntes utilizadas assim o exigem. O número de enrolamentos utilizados para estas bobinas foi de 240 enrolamentos com um raio de 10 cm e um valor de indutância de 33 mH. No mesmo modo o H_{dc} também varia linearmente com a corrente DC aplicada às bobinas (Figura 3.3).

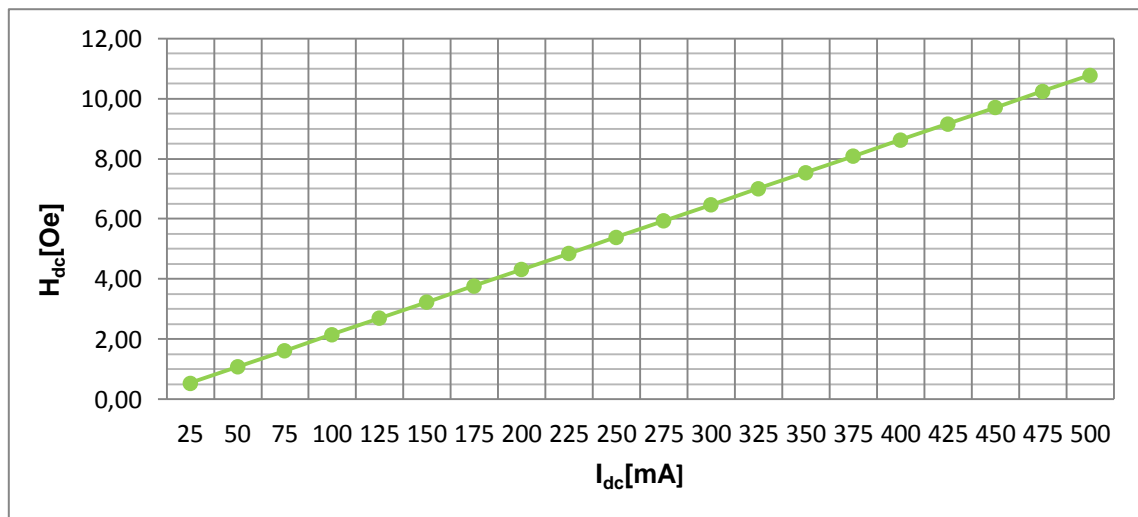


Figura 3.3 - Campo magnético contínuo em função da corrente contínua nas bobinas de Helmholtz DC.

Para medir a corrente nas bobinas DC foi utilizada uma fonte de tensão contínua (TENMA, modelo 72-10480) que obtêm os valores de tensão e corrente instantâneos a serem consumidos pelo par de bobinas.

3.1.2 Implementação dos Circuitos de Energy Harvesting

Para a implementação dos circuitos foram utilizadas quatro topologias: retificador de onda completa, duplicador de tensão, multiplicador de tensão e Dickson *charge pump*. Estes circuitos têm a particularidade de funcionarem apenas com componentes passivos, tais como, díodos, condensadores e resistências.

Para a alimentação de pequenos dispositivos é crucial que a corrente alternada que flui nos terminais do material piezoelétrico, seja transformada em corrente contínua.

A escolha destes circuitos, nomeadamente dos circuitos multiplicadores, baseia-se no facto de os dispositivos de baixo consumo existentes, nomeadamente as baterias, possuírem tensões mais altas do que as obtidas apenas com retificação [43]. Estes circuitos além de transformar a tensão alternada em tensão contínua, multiplicam a tensão de entrada por vários andares, utilizando díodos e condensadores em cascata, indo de encontro aos requisitos dos dispositivos de baixo consumo atuais [43].

As frequências utilizadas neste tipo de aplicações situam-se na gama dos kHz até MHz. Para isso, é necessário que os componentes tenham uma resposta rápida. Foram assim utilizados díodos de Schottky [50], condensadores cerâmicos e de polipropileno [51], que são componentes que apresentam poucas perdas, sendo estáveis a frequências elevadas, que é o caso da aplicação. (Figura 3.4).

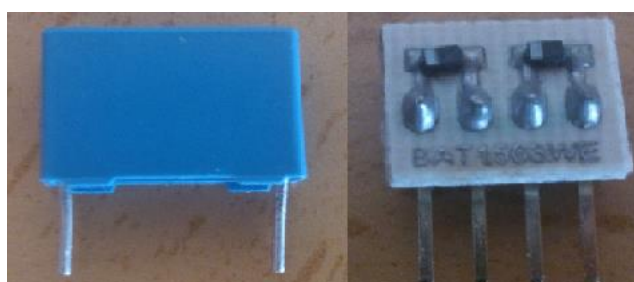


Figura 3.4 - Componentes de *Energy Harvesting*: a) Condensador de polipropileno à esquerda; b) Díodos de Schottky com encapsulamento SOD323 à direita

Os díodos de Schottky são os componentes escolhidos para este tipo de aplicações pois operam a altas frequências e são capazes de conduzir com uma tensão de polarização relativamente baixa, aproximando-se das características de um diodo ideal. O tempo de comutação é normalmente na ordem dos ns [50], o que se enquadra à aplicação que se situa na ordem dos μ s. A escolha recaiu então em fazer um termo comparativo entre os díodos BAT42, BAT1503-W, NSR240H e o BAT54WS (Tabela 3.1). Estes díodos têm como principal característica a capacidade de começarem a conduzir com correntes muito baixas na ordem dos μ A que é o caso da aplicação. Normalmente vêm num encapsulamento designado de SOD323.

Tabela 3.1 - Características dos díodos de Schottky utilizados. [52][53][54][55]

| Características | BAT42 | BAT15-03W | NSR240H | BAT54WS |
|---------------------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| Potência dissipada [mW] | 200 | 100 | 160 | 150 |
| Corrente suportada [mA] | 200 | 110 | 250 | 200 |
| Tensão reversa [V] | 30 (max) | 4 (min) | 25 (typ) | 30 (max) |
| Queda de tensão 10 μ A [mV] | \approx 150 | \approx 100 | \approx 150 | \approx 150 |

Escolhidos os componentes para os circuitos partiu-se assim para a implementação das topologias escolhidas para *Energy Harvesting*.

Retificador de onda completa com ponte retificadora: O retificador de onda completa é dos circuitos mais usados para *Energy Harvesting* pois apresenta poucas perdas sendo um circuito de pouca complexidade e bastante eficiente. É constituído por quatro díodos que têm como função conduzir a onda sinusoidal no semi-ciclo positivo e no semi-ciclo negativo, fazendo assim um aproveitamento dos dois semi-ciclos da onda alternada [56] do compósito ME. Por outras palavras, no semi-ciclo positivo da onda alternada, o díodo D1 e D2 ficam diretamente polarizados fluindo assim a corrente através deles. Já no semi-ciclo negativo da onda alternada, os díodos D3 e D4 ficam diretamente polarizados fluindo a corrente do terminal positivo para o terminal negativo (Figura 3.5) [57].

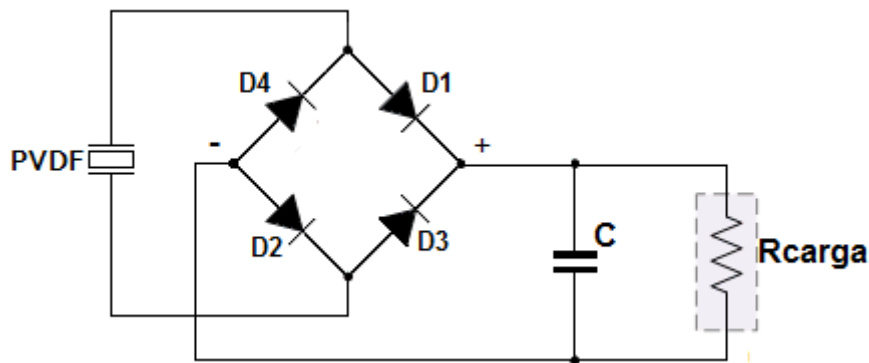


Figura 3.5 - Retificador de Onda Completa.

A equação que permite calcular a tensão de saída retificada à saída da ponte retificadora é a dada pela seguinte equação:

$$V_{carga} = \frac{2V_p}{\pi} = 0,637 \times V_p = 0,9 \times V_{MErms} \quad (3.2)$$

Onde V_p é a tensão de pico do sinal do compósito ME e V_{MErms} representa a sua tensão eficaz. Através da fórmula verifica-se que a tensão à saída do condensador retificado corresponde a 63,7 % do valor de pico da onda de entrada ou a 90 % do seu valor eficaz. A frequência à saída do retificador corresponde ao dobro de entrada visto que o sinal apresenta uma arcada por período.

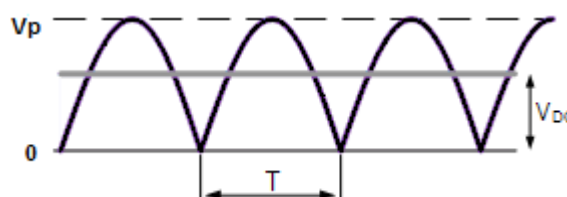


Figura 3.6 - Saída do retificador na carga com e sem condensador.

A equação que representa a frequência à saída do retificador é dada pela seguinte equação:

$$f_{reticado} = 2f_{ME} \quad (3.3)$$

Como o compósito ME opera a 46,8 kHz como se vai analisar na fase de testes, a frequência para o retificador situa-se nos 93,6 kHz. Para esta implementação foi utilizado um condensador de 400 nF de polipropileno.

Duplicador de Tensão: O duplicador de tensão consiste num circuito que é composto por um deslocador de nível constituído pelo condensador C1 e o díodo D1 e um detetor de pico constituído pelo condensador C2 e o díodo D2 (Figura 3.7) [56]. O circuito converte um sinal sinusoidal ou uma onda quadrada num sinal contínuo. O sinal do deslocador de nível é retirado do díodo D1 e corresponde à onda de entrada deslocada com o pico negativo para zero ou o pico positivo para zero consoante a posição do díodo D1 [56]. Neste caso o pico negativo é deslocado para um valor próximo de zero devido à posição do díodo D1 estar para cima. Seguidamente o detetor de pico tem como objetivo colocar uma tensão contínua com aproximadamente o dobro do valor da tensão de pico da entrada $2V_p$ [58].

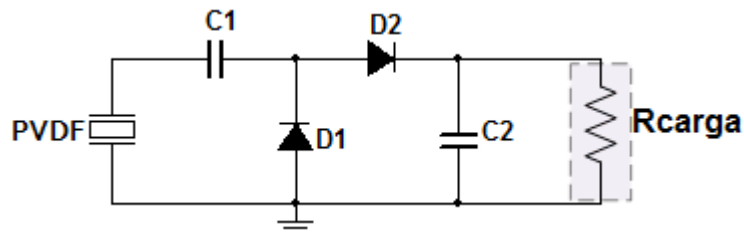


Figura 3.7 - Duplicador de Tensão.

A fórmula que determina o valor de tensão aos terminais da carga é dada pela seguinte equação:

$$V_{carga} = (\sqrt{2}V_{MErms} \times 2) - 2V_d \quad (3.4)$$

Onde V_{carga} corresponde à tensão na carga, V_{MErms} à tensão eficaz da amostra magnetoelétrica e V_d a tensão de polarização do díodo. A vantagem deste tipo de circuito é que permite apresentar tensões mais elevadas sem recurso ao uso de transformadores. No entanto, como desvantagem fornece correntes baixas para uma alta resistência de carga [58].

Na Figura 3.8 são mostradas as formas de onda do sinal aos terminais do díodo D1 numa primeira fase, e numa segunda fase o sinal de saída aos terminais do condensador C2 que corresponde à tensão na carga.

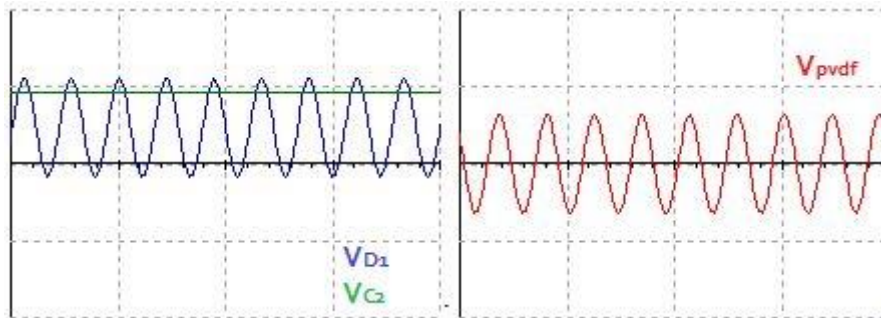


Figura 3.8 - Formas de onda simuladas do duplicador de tensão: a) Tensão no díodo D1 (deslocador de nível) e no condensador C2; b) Sinal de entrada da amostra.

Utilizou-se um valor de capacitância de 90 nF para o condensador C1 e de 400 nF para o condensador C2.

Multiplicador de Tensão: O multiplicador de tensão funciona de maneira similar ao duplicador de tensão, embora o sinal obtido na saída aumente para um valor de 4V_p do sinal de entrada, isto é, através da adição de mais um deslocador de nível e um detetor de pico [56]. É recomendável que tanto para o duplicador como para o multiplicador, os condensadores usados devam possuir tensões mínimas superiores à tensão de pico de entrada [58].

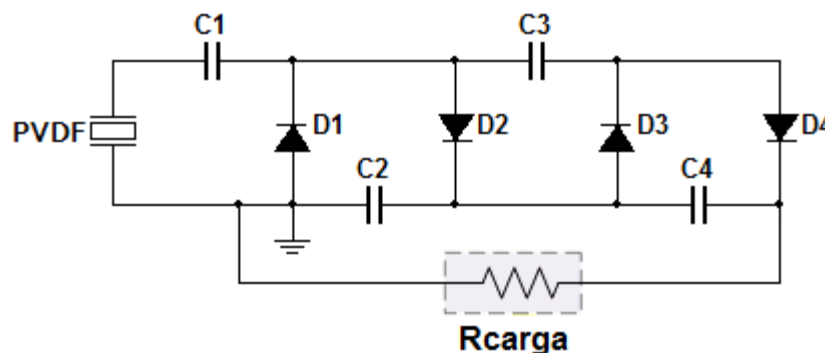


Figura 3.9 - Multiplicador de Tensão.

A fórmula que determina o valor de tensão aos terminais da carga é dada pela seguinte equação:

$$V_{carga} = (\sqrt{2}V_{MErms} \times 4) - 4V_d \quad (3.5)$$

Uma desvantagem deste circuito é que à medida que se aumenta a tensão, diminui-se a corrente disponível na carga [58]. Por consequente, pelo facto de o número de componentes passivos do circuito terem aumentado, irá haver perdas na potência de

saída. Para este condensador foram usados valores de 47 nF para os condensadores C1, C2 e C3 e de 400 nF para o condensador C4.

Dickson charge pump: Este circuito segue o mesmo processo do multiplicador de tensão, multiplicando a tensão de entrada da amostra magnetoelétrica. Neste caso são utilizados seis díodos de Schottky e seis condensadores em cascata, sendo que o condensador final armazena a tensão de saída retificada [43][59].

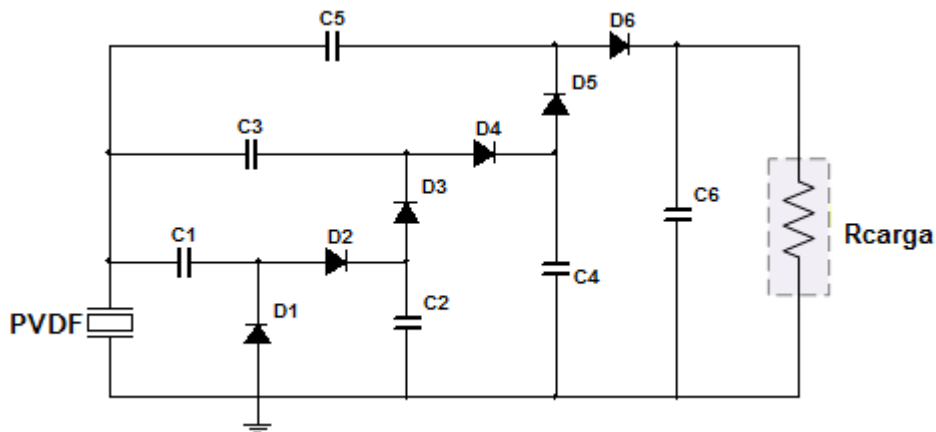


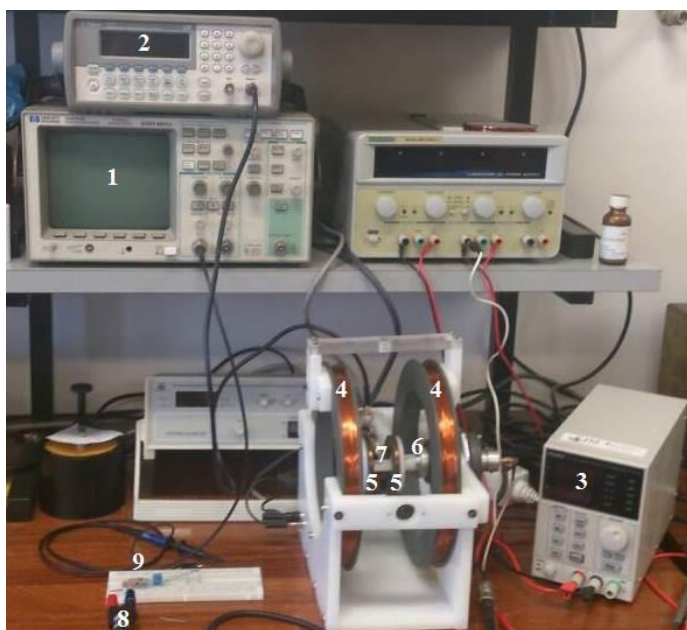
Figura 3.10 - Dickson charge pump

Já a fórmula que determina o valor de tensão aos terminais da carga é dada por:

$$V_{carga} = (\sqrt{2}V_{MErms} \times 6) - 6V_d \quad (3.6)$$

Pelo mesmo processo as perdas serão nos díodos e condensadores. Como agora existem mais elementos passivos no circuito, a corrente disponível na carga é esperada que seja mais baixa para esta topologia [43]. Os valores de condensador utilizados foram de 47 nF para C1, C2, C3, C4 e C5 e de 400 nF para C6.

3.1.3 Equipamento de Testes



Legenda:

- 1- Osciloscópio (Hewlett Packard, modelo 54616B)
- 2- Gerador de Funções (Agilent, modelo 33220A)
- 3- Fonte de Tensão DC (TENMA, modelo 72-10480)
- 4- Bobinas de Helmholtz DC
- 5- Bobinas de Helmholtz AC
- 6- Porta Amostras ME
- 7- Amostra ME
- 8- Terminais Magnetoelétrico
- 9- Circuito de *Energy Harvesting* montado em *breadboard*

Figura 3.11 – Equipamento de testes para *Energy Harvesting*.

Amostra Magnetoelétrica: A amostra ME utilizada nestes ensaios é composta por uma camada piezoelétrica de PVDF e duas camadas magnetoestrutiva de Metglas (Figura 3.12). Foi utilizada uma outra amostra composta por duas camadas Vitrovac e uma de PVDF. O material PVDF tem as dimensões de 3 cm de comprimento, 4 mm de largura e 52 μm de espessura. Já o material magnetoestrutivo Metglas tem as dimensões de 3 cm x 1,6 mm x 20 μm e o Vitrovac as dimensões de 3 cm x 1,8 mm x 25 μm



Figura 3.12 - Vista de Topo da Amostra ME (Metglas/PVDF/Metglas).

Porta Amostra e terminais do cabo coaxial: O porta amostra consiste num dispositivo fabricado em *Nylon* para suportar a amostra ME. Neste dispositivo foram colados os dois fios de cobre da amostra ME com tinta de prata aos respetivos contatos do porta amostras (Figura 3.13). A saída corresponde a um cabo coaxial com os terminais para o compósito magnetoelétrico (Figura 3.14), que permite também reduzir os ruídos gerados pela amostra.



Figura 3.13 - Suporte para amostra ME



Figura 3.14 - Terminais do compósito ME através do cabo coaxial.

Bobinas de Helmholtz e amostra ME: De modo a que o circuito seja mais eficiente é necessário que a amostra ME fique centrada para que a receção dos campos magnéticos tenham o máximo aproveitamento (Figura 3.15).

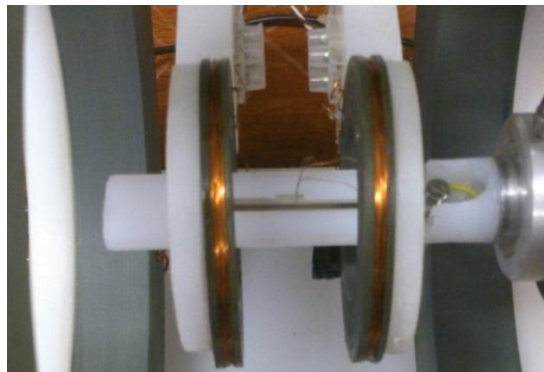


Figura 3.15 - Amostra ME no centro das bobinas.

3.2 Implementação da AMR e atuador

Para o atuador magnetoelétrico foi escolhida uma resistência AMR da referência *Honeywell* designada de HMC1002 de modo a medir o campo magnético detetado pela amostra ME (Figura 3.16).

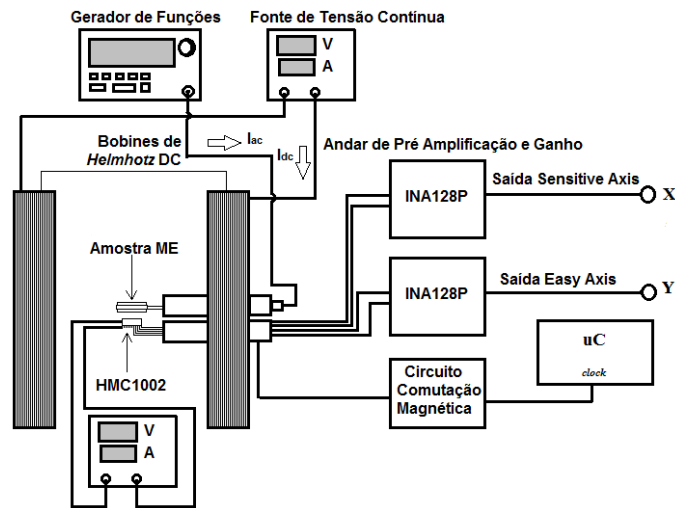


Figura 3.16 - Diagrama explicativo da implementação do atuador com recurso à resistência AMR.

3.2.1 Sensor de Campo Magnético AMR

O sensor de campo magnético utilizado corresponde à referência HMC1002 da empresa *Honeywell*. Este sensor é baseado numa resistência AMR que mede o campo magnético em dois eixos. Cada eixo (X e Y) contém uma ponte de *Wheatstone* que transforma qualquer variação magnética numa diferença de potencial entre cada braço da ponte. Esta diferença de potencial é amplificada através de um amplificador de instrumentação da referência INA128P. Para funcionamento do sensor é requerida uma tensão de alimentação entre 5 V e 12 V (Tabela 3.2) [60].

HMC1002—Two-Axis MR Microcircuit

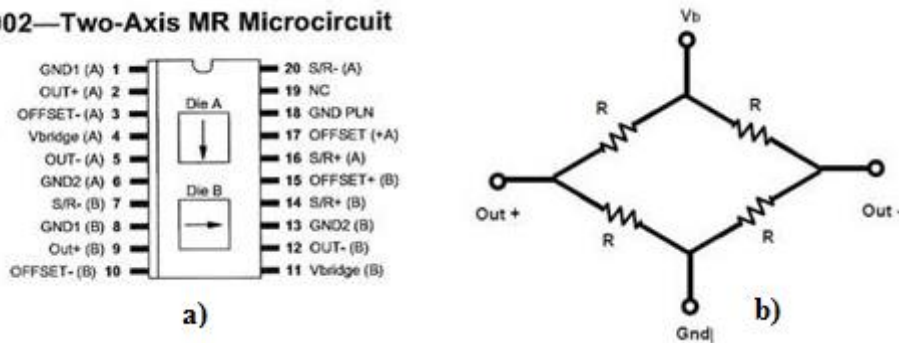


Figura 3.17 - HMC 1002: a) Pinout HMC1002; b) Ponte de Wheatstone. [11]

A equação que dá a diferença entre os dois pontos é dada pela seguinte:

$$V_{diff} = S \times V_b \times B_s + V_{offset} \quad (3.7)$$

Onde S é a sensibilidade dada em (mV/V/Gauss), V_b é a tensão de alimentação da ponte em V, B_s é o campo magnético em Gauss e V_{offset} é a tensão de *offset* da ponte em V. [11]

Tabela 3.2 - Tabela de características do sensor AMR HMC1002. [61]

| Características | Mínimo | Típico | Máximo |
|--|--------|--------|--------|
| V_{bridge} [V] | | 5 | 12 |
| Gama [G^6] | -2 | | 2 |
| Resolução [μG] | | 27 | |
| Largura de Banda [MHz] | | 5 | |
| Sensibilidade [$mV/V/G^7$] | 2,5 | 3,2 | 4 |
| Resistência [Ω] (10 mA em cada ponte) | 600 | 850 | 1200 |

A largura de banda típica situa-se nos 5 MHz o que é ideal para a aplicação, que se situa na gama dos kHz. Já a gama de campo situa-se entre -2 G a 2 G. O facto de o sensor detetar um campo negativo que é o espelho do campo positivo vai de encontro à anisotropia do sensor. Quanto à resolução situa-se na ordem dos 27 μG , que corresponde a 2,7 nT. Campos abaixo deste valor o sensor anisotrópico não lê porque está fora da gama de funcionamento. A sensibilidade estimada do sensor é de 3,2 mV/V/Gauss, que é implementada quando o circuito de Set/Reset gera os pulsos de 2 μs entre 2 A a 5 A. [61]

3.2.2 Circuito de Comutação Magnética Set/Reset

A maioria dos sensores magnéticos de baixa sensibilidade é afetada por campos magnéticos perturbadores na ordem dos 50 μT (campo magnético da Terra) ou superior, que conduz a uma degradação do sinal de saída [61]. A fim de reduzir este efeito, e maximizar o sinal de saída, uma técnica de comutação magnética é aplicada ao sensor AMR. O circuito implementado foi o seguinte:

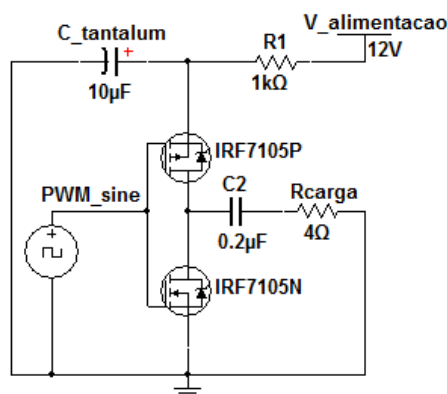


Figura 3.18 - Circuito Set/Reset implementado.

⁶ 1 Gauss = 1 Oersted = 10^{-4} Tesla

⁷ Após aplicação dos pulsos Set/Reset

O circuito Set/Reset (Figura 3.18) gera pulsos com uma entre 2 A e 5 A para que o sensor funcione à sensibilidade máxima. Este modo permite também virar a polaridade do sensor [61]. O circuito consiste em dois *mosfets* N e P que funcionam de forma alternada. Estes *mosfets* abrem ou fecham dependendo do sinal de *clock* estar ao nível alto ou baixo. Como resultado, no *drain* é produzida uma onda quadrada desfasada 180° da onda de entrada. Quando se liga a carga de 4Ω que corresponde à impedância entre o pino S/R- e SR+ do sensor AMR, são criados pulsos de 2 μs de forma exponencial e com uma amplitude entre 2 A a 5A (Figura 3.19).

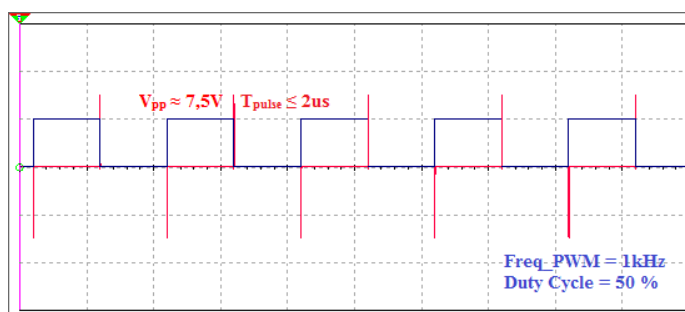


Figura 3.19 - Simulação do *clock* e pulsos de Set/Reset.

No que diz respeito à saída do sensor de campo magnético, quando o pulso de corrente (I_{set}) é conduzido para o pino SR+, a resposta de saída segue uma inclinação positiva. De modo inverso, quando um pulso de corrente (I_{reset}) é conduzido para o pino SR-, a resposta de saída segue uma inclinação negativa. Isto faz com que seja observado na saída uma onda triangular com variação em amplitude quando a resistência AMR está sujeita a um campo magnético, como se verificou no estado de arte relativo à resistência AMR.

Para este circuito foi utilizado um encapsulamento SOIC-8 correspondendo à referência IRF7105, que consiste em dois mosfets do tipo N e P. É recomendado o uso destes mosfets pois são capazes de ter uma alta comutação e uma baixa resistência entre o *drain* (D) e a *source* (S). Por consequente, também são capazes de conduzir correntes na ordem dos 3 A, suportando uma tensão de 25 V (Tabela 3.3).

Tabela 3.3 - Características dos *mosfets* utilizados. [62]

| IRF7105 | mosfet-N | mosfet-P |
|--------------|----------|----------|
| V_{DS} (V) | 25 | -25 |
| R_{DS} (Ω) | 0,10 | 0,25 |
| I_D (A) | 3,5 | -2,3 |

Conversor de Nível: Para que o circuito de comutação magnética funcione foi utilizado um conversor de nível para converter a tensão de 5 V em 12 V visto que o circuito necessita deste nível de tensão. Isto faz-se através do ajuste de condensadores no *chip* MAX662A (Figura 3.20) [63]. Esta é uma solução usual e que utiliza baixo consumo, sendo adequado à aplicação.

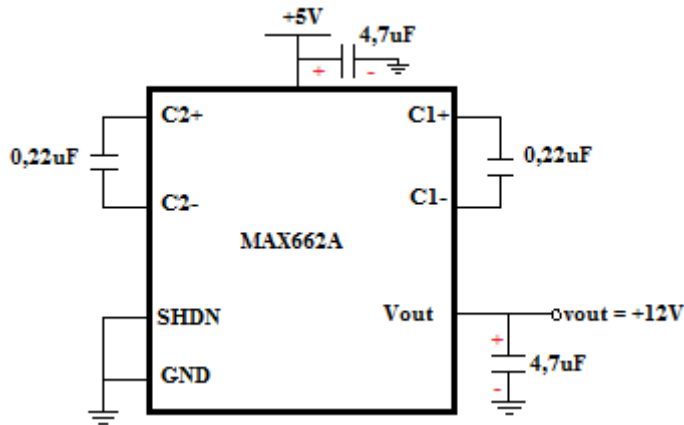


Figura 3.20 - Pinout do conversor de nível MAX662A.

3.2.3 Pré-amplificação e ganho

A pré-amplificação e ganho são compostos pela Ponte de *Wheatstone* do sensor AMR como se viu anteriormente e um amplificador de instrumentação para amplificar a diferença dos terminais da ponte. No que diz respeito ao amplificador de instrumentação foi utilizada a referência INA128P, que necessita de uma tensão de alimentação típica entre $\pm 2,25$ V até ± 18 V. Estes circuitos são formados por dois estágios de ganho (Figura 3.21). O primeiro estágio é formado por A1 e A2 e o segundo corresponde ao amplificador A3 que corresponde a um amplificador diferencial. Estes amplificadores são conhecidos por possuírem uma impedância de entrada que tende para infinito e uma impedância de saída que tende para zero [64]. Quanto ao ganho do amplificador pode ser ajustado por uma resistência ou potenciómetro que são ligados entre os terminais negativos do primeiro andar de amplificação (R_g).

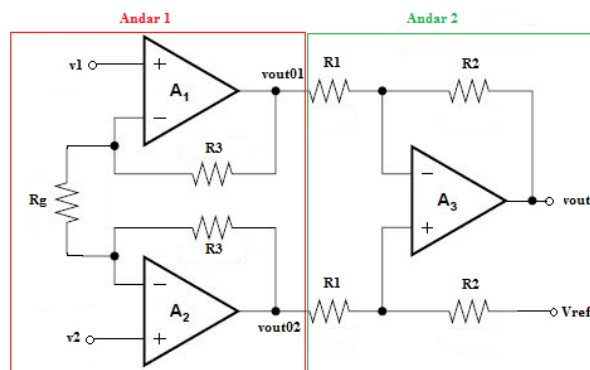


Figura 3.21 - Amplificador de Instrumentação.

A fórmula que determina a tensão de saída do amplificador de instrumentação é dada pela seguinte equação:

$$v_{out} = \left(1 + \frac{2R_3}{R_g}\right) \left(\frac{R_2}{R_1}\right) (v_2 - v_1) \quad (3.8)$$

Onde v_{out} corresponde à tensão de saída, v_2 e v_1 correspondem às entradas do amplificador e R_g corresponde à resistência de ajuste do ganho. A razão entre R_2 e R_1 corresponde ao ganho do amplificador diferencial, do segundo estágio [65].

Considerando os valores nominais do INA128P [66] que são $R_3 = 25k\Omega$ e $R_1=R_2=40k\Omega$, calcula-se assim o ganho total do amplificador dado pela seguinte equação:

$$G = \frac{v_{out}}{(v_2 - v_1)} = \left(1 + \frac{50k}{R_g}\right) \quad (3.9)$$

Assim ajustando o valor de R_g ajusta-se o valor do ganho total do circuito [65]. Utilizou-se um R_g fixo de 100Ω , o que perfaz um ganho de 501.

Para cada direção do sensor foi utilizada esta referência de modo a amplificar a diferença aos terminais de cada direção, designadas de *Sensitive Axis* e *Easy Axis*.

3.2.4 Microcontrolador

Para a parte digital foi utilizada uma placa Arduíno Mega baseada no microcontrolador da Atmega2560. Este elemento é importante para efetuar todo tipo de comunicação através da porta série usando o registo *USART* (do inglês Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter) e também para gerar o sinal de *clock* para o circuito de comutação magnética. O microcontrolador utilizado possuiu dois *timers* de 8-bit (Timer 0 e 2) e quatro *timers* de 16-bit (Timer 1, 3, 4 e 5), possuindo um cristal de 16Mhz. Para programação desta seção foi utilizado o programa AVR Studio 5 da Atmel.

Sinal de *clock*: Para gerar o sinal de *clock* foi utilizado o *timer 0* que corresponde a um timer de 8-bit. Foram então manipulados dois registos deste timer designados de TCCR0A e TCCR0B. Para o primeiro registo foram ativados os bits de controlo para que o sinal funcione no modo *fast* e no modo não inversor, isto é, para que o sinal fique na lógica positiva.

| | | | | | | | |
|--------|--------|--------|--------|---|---|-------|-------|
| COM0A1 | COM0A2 | COM0B1 | COM0B0 | - | - | WGM01 | WGM00 |
|--------|--------|--------|--------|---|---|-------|-------|

Figura 3.22 - Registo A de controlo do Timer 0 (TCCR0A)

| | | | | | | | |
|-------|-------|---|---|-------|------|------|------|
| FOC0A | FOC0B | - | - | WGM02 | CS02 | CS01 | CS01 |
|-------|-------|---|---|-------|------|------|------|

Figura 3.23 - Registo B de controlo do Timer 0 (TCCR0B)

Para que o sinal de *clock* funcione no modo não inversor foram então configurados os bits WGM01 e WGM00 do Registo A para o nível lógico “1” através da máscara:

$$TCCR0A |= (1 \ll WGM01) | (1 \ll WGM00);$$

Já para configurar o modo não inversor do sinal foram configurados os pinos COM0A1 para o nível lógico “1” e COM0A0 para o nível lógico “0” através das máscaras:

$$TCCR0A |= (1 \ll COM0A1);$$

$$TCCR0A \&= \sim(1 \ll COM0A0)$$

Configurados os modos do comportamento do sinal no *timer* 0, partiu-se então para o cálculo da frequência através da manipulação dos bits CS02, CS01 e CS00 do registo B do *timer* 0, consistindo na escolha do pré-escalar que determina a frequência do *clock* (Tabela 3.4).

Tabela 3.4 - Escolha do pré-escalar do timer 0.

| Pré-escalar (N) | CS02 | CS01 | CS00 |
|-----------------|------|------|------|
| Sem pré-escalar | 0 | 0 | 1 |
| 8 | 0 | 1 | 0 |
| 64 | 0 | 1 | 1 |
| 256 | 1 | 0 | 0 |
| 1024 | 1 | 0 | 1 |

Para o sinal de *clock* foi então escolhido um pré-escalar de 64, permitindo assim que o circuito de comutação magnética gere os pulsos com a amplitude de corrente dentro do espectável para que o sensor funcione à sensibilidade máxima. Foi assim calculada a frequência do *clock* através da fórmula:

$$f_{clock} = \frac{f_{cristal}}{N \times OCR0} = \frac{16000000}{64 \times 256} = 977\text{Hz} \quad (3.10)$$

Selecionada a frequência do *timer 0*, foi escolhido o *duty-Cycle* de operação do *clock*, ou seja, o tempo no estado ON e o tempo no estado OFF. Utilizou-se um *duty-Cycle* de 50 %, o que é o mais usual num sinal de *clock*. Estas instruções foram definidas através das instruções:

OCR0A = 128;
OCR0B = 128;

Como o registo OCR0 tem uma resolução de 256, foi então dividido 128 para o registo A que corresponde ao nível lógico alto e um valor de 128 para o registo B que corresponde ao nível lógico baixo.

Posto isto foi declarado o registo OC0A como saída no pino 7 do porto B através da instrução:

DDRB |= (1<<PORTB7);

Comunicação Série: Para a comunicação série foram utilizados os registos da *USART*, onde se configurou o *baud rate* para 9600 bps, utilizou-se 8 bits de dados 1 *stop bit* e 2 *start bits*.

Para fazer as configurações do *baud rate* foi necessário ter em conta a frequência do cristal. Calcula-se assim o valor do registo que irá configurar o *baud rate* dado pela equação:

$$\mathbf{ubrr} = \frac{f_{\text{cristal}}}{16(\text{baud}-1)} = \frac{16000000}{16(9600-1)} = \mathbf{104} \quad (3.11)$$

Este valor irá ser passado para o registo *UBRR* irá ser passado como parâmetro na função que configura o bloco de comunicação *USART*. É então definido o nível alto e baixo para configuração do *baud rate* através das instruções:

UBRR0H = (unsigned char)(ubrr>>8);
UBRR0L = (unsigned char)ubrr;

Seguidamente foi necessário habilitar os registos de receção e transmissão via porta série. Para isso foram configurados os bits RXEN0 e TXEN0 do registo B do *USART*, designado de OCSR0B (Figura 3.24).

| | | | | | | | |
|--------|--------|--------|-------|-------|--------|--------|-------|
| RXCIE0 | TXCIE0 | UDRIE0 | RXEN0 | TXEN0 | UCSZ02 | RX8B0n | TXB8n |
|--------|--------|--------|-------|-------|--------|--------|-------|

Figura 3.24 - Registo B do *USART* (OCSR0B)

Foram então definidos esses parâmetros através das seguintes instruções:

$$\text{UCSR0B} |= (1 \ll \text{RXEN0}) | (1 \ll \text{TXEN0});$$

Para definir os restantes parâmetros, designados de stop bits, 8 bits de dados, bit de paridade e modo assíncrono foram habilitados ou desabilitados alguns bits do registo C (Figura 3.25).

| | | | | | | | |
|---------|---------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|
| UMSEL01 | UMSEL00 | UPM01 | UPM00 | USBS0 | UCSZ01 | UCSZ00 | UCPOL0 |
|---------|---------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|

Figura 3.25 - Registo C do USART (OCSR0C)

Para o funcionamento com 1 stop bit e modo assíncrono foram desativados os seguintes bits:

$$\text{UCSR0C} \&= \sim(1 \ll \text{USBS0}) \& \sim(1 \ll \text{UPM01}) \& \sim(1 \ll \text{UPM00}) \& \sim(1 \ll \text{UMSEL00}) \& \sim(1 \ll \text{UMSEL01});$$

Para habilitar os 8 bits de dados foi utilizada a seguinte instrução:

$$\text{UCSR0C} |= (1 \ll \text{UCSZ01}) | (1 \ll \text{UCSZ00});$$

3.2.5 Base Final do Circuito

Como circuito final são apresentados todos os blocos constituintes da instrumentação da resistência AMR, baseados nas pontes de *Wheatstone* incluídas no sensor AMR, circuitos de amplificação e ganho, circuito de comutação magnética, conversor de nível utilizado bem como o microcontrolador (Figura 3.26).

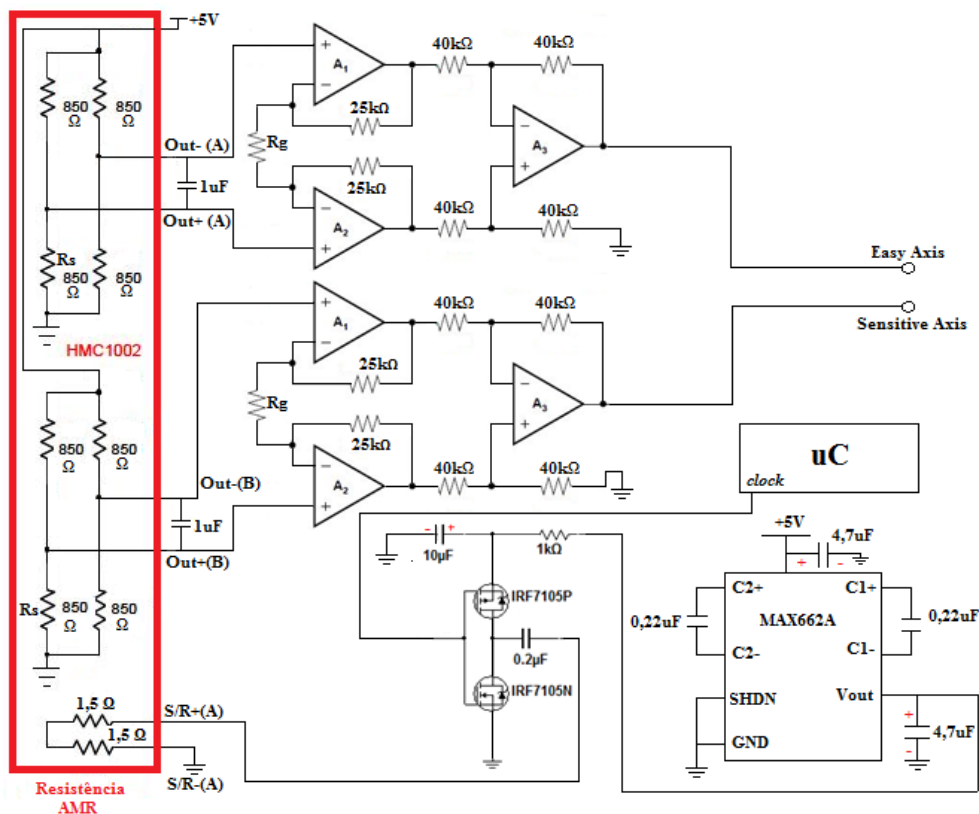


Figura 3.26 - Base final do circuito implementado da resistência AMR.

Capítulo 4

Discussão e Resultados

Aqui são descritos os resultados utilizando as duas técnicas. A técnica do material magnetoelétrico para dispositivos de *Energy Harvesting* e a técnica do efeito ME inverso para a parte do atuador ME.

Numa primeira fase foram realizados testes à amostra ME de forma a medir a tensão induzida em função da frequência, H_{ac} e H_{dc} , calculando assim o coeficiente ME da amostra, e validando o efeito ME. Numa segunda fase foram acrescentadas as topologias de *Energy Harvesting* implementadas e realizados os testes de otimização de potência. Numa terceira fase foram comparadas as topologias em termos de eficiência, destacando também o díodo que apresentou melhores resultados. Por último foi efetuado um varrimento ao H_{ac} , H_{dc} e frequência, de modo a verificar a potência de saída, usando o efeito ME.

Na parte do atuador foi medido o campo magnético terrestre lido pela resistência AMR e efetuada uma linearização por meio de bobinas de Helmholtz. Também foi medida a magnetoestrição do compósito composto por Vitrovac/PVDF/Vitrovac e efetuada uma tentativa de validar o efeito ME inverso, utilizando o mesmo compósito.

4.1 Medição do Efeito Magnetoelétrico

Para provar o bom funcionamento do compósito magnetoelétrico foram efetuados testes de modo a calcular o coeficiente magnetoelétrico e também a tensão induzida em função do H_{ac} e do H_{dc} . As medições foram feitas sem blindagem eletromagnética e à temperatura ambiente.

4.1.1 Medição do Coeficiente Magnetoelétrico

Para medir o coeficiente ME da amostra foi necessário definir os parâmetros de H_{ac} e H_{dc} para o seu ponto ótimo. Foi efetuado um varrimento em frequência do H_{ac} para obter a tensão induzida máxima da amostra ME. Na Figura 4.1 é mostrada a tensão induzida para as diferentes frequências onde é possível verificar o pico máximo próximo dos 46,8 kHz que corresponde à frequência de ressonância da amostra ME.

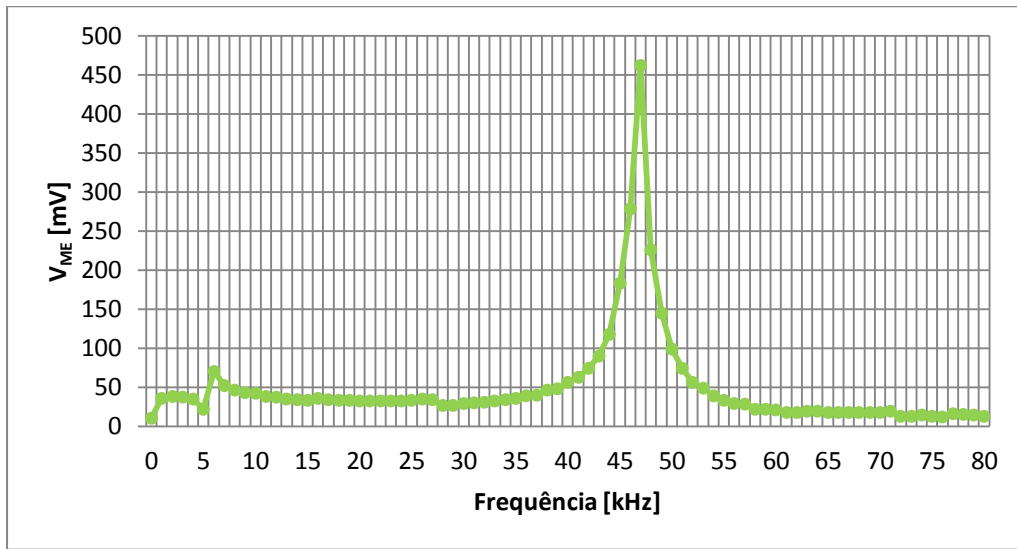


Figura 4.1 - Medição da tensão induzida na amostra ME em função da frequência do H_{ac} , onde V_{ME} corresponde à tensão induzida na amostra ME.

Foi medido um valor máximo de tensão induzida (V_{ME}) na amostra de 462 mV numa gama de 0 a 80 kHz. (Figura 4.1). No entanto, para que o coeficiente ME fique na unidade correta é necessário normalizar os valores para V/cm.Oe, como se verificou na literatura. A fórmula consiste em dividir a tensão induzida aos terminais do material piezoelétrico pela espessura desse material multiplicado pelo H_{ac} :

$$\alpha_{ME} = \frac{V_{ME}}{t_{piezo} \times H_{ac}} \quad (4.1)$$

t_{piezo} corresponde à espessura do material piezoelétrico dado cm, H_{ac} corresponde ao campo magnético dado em Oersted e V_{ME} corresponde à tensão dada em Volt.

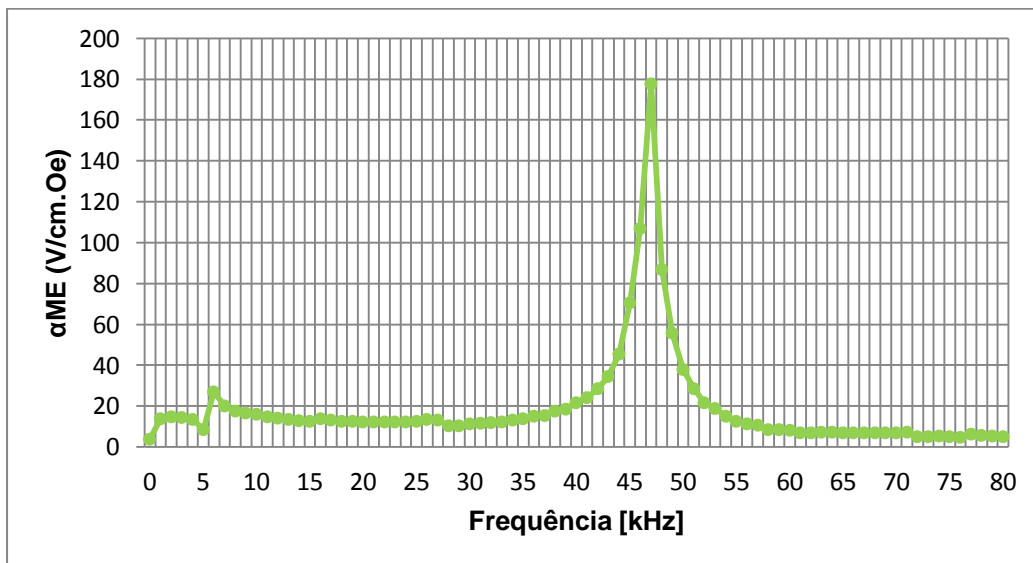


Figura 4.2 - Medição do coeficiente magnetoelétrico em função da frequência do H_{ac} .

Tendo em conta que a espessura do material piezoelétrico utilizado foi de 52µm, e o ponto máximo atingido foi de 462 mV utilizado um H_{ac} de 0,477 Oe (calculado mais à frente) foi então calculado o valor do coeficiente magnetoelétrico para a frequência de ressonância:

$$\alpha_{ME} = \frac{0,462}{0,0052 \times 0,477} = 186,26 \text{ V/cm.Oe} \quad (4.2)$$

Foi assim calculado um coeficiente ME que se situa perto dos 190 V/cm.Oe (Figura 4.2).

4.1.2 Medição da tensão induzida na amostra em função do H_{ac}

Como se investigou na literatura para medir o campo H_{ac} é necessário manter a frequência num certo valor constante, neste caso à frequência de ressonância e manter o campo H_{dc} constante no seu valor ótimo, neste caso no ponto máximo de 4,75 Oe como se vai verificar na próxima secção.

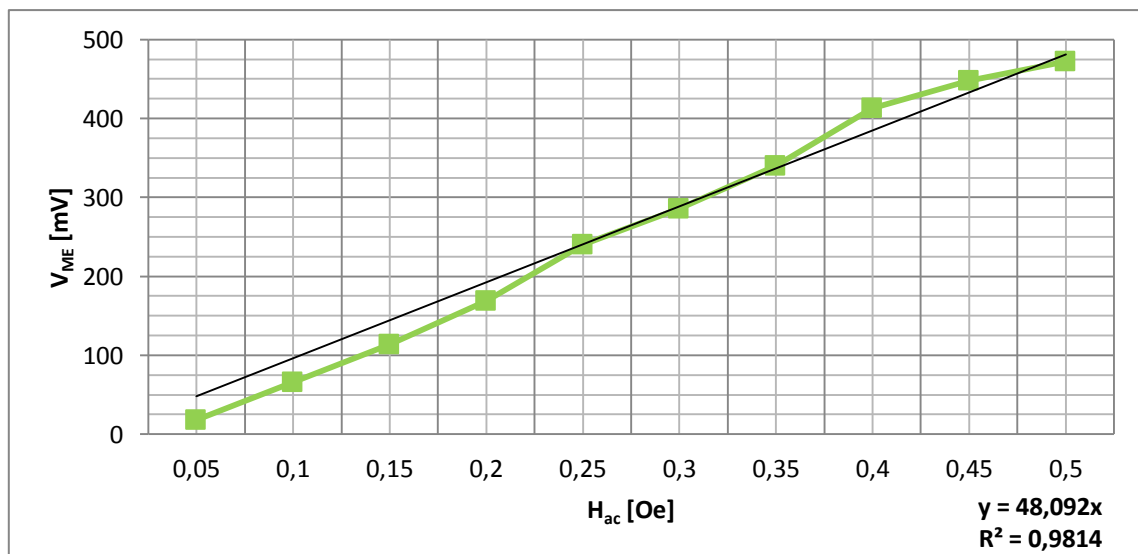


Figura 4.3 - Teste à tensão induzida em função do H_{ac} .

Foi então medida a tensão induzida na amostra ME (V_{ME}), que é praticamente uma relação linear do H_{ac} , com R^2 de 0,9814 (Figura 4.3). Este valor corresponde a um coeficiente que analisa o comportamento da variável dependente, neste caso o H_{ac} , onde o seu valor varia entre 0 e 1. O valor encontra-se dentro do espectável, visto que é maior que 0,9. Como é utilizado um gerador de sinais para alimentar as bobinas, é necessário conhecer o valor em amplitude em tensão que será aplicado às bobinas para um determinado H_{ac} .

Medição do H_{ac} : Para medir o H_{ac} foi necessário medir o valor de tensão pico-a-pico na resistência em série com as bobinas de Helmholtz AC, como foi discutido na fase da implementação do sistema. A resistência em série com as bobinas funciona como um sensor de corrente e tem o valor de 1Ω . Foi então medido um valor de 90 mV_{pp} o que corresponde a uma corrente pico-a-pico de 90 mA_{pp} . Para obter o valor eficaz dessa corrente foi necessário aplicar a equação:

$$I_{rms} = \frac{I_{pp}}{2\sqrt{2}} = \frac{90}{2\sqrt{2}} = 31,82\text{mA} \quad (4.3)$$

É através do valor desta corrente que foi calculado o campo H_{ac} aplicado às bobinas dado pela fórmula das bobinas de Helmholtz:

$$H_{ac} = \left(\frac{4}{5}\right)^{\frac{3}{2}} \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 50}{0,03} 31,82 \times 10^{-3} = 4,77 \times 10^{-5}\text{T} \quad (4.4)$$

Sabendo que 1 Oe corresponde 10^{-4} T calcula-se assim o valor em Oe do H_{ac} :

$$H_{ac} = \frac{4,77 \times 10^{-5}}{1 \times 10^{-4}} = 0,477\text{ Oe} \quad (4.5)$$

4.1.3 Medição da tensão induzida na amostra em função do H_{dc}

A tensão induzida é máxima nos $4,75\text{ Oe}$ que corresponde ao H_{dc} ótimo necessário para polarizar os dipolos do material magnetoelétrico (Figura 4.4). Para este teste foi preciso fixar o H_{ac} no seu valor de $0,477\text{ Oe}$ e a frequência no valor de $46,8\text{ kHz}$.

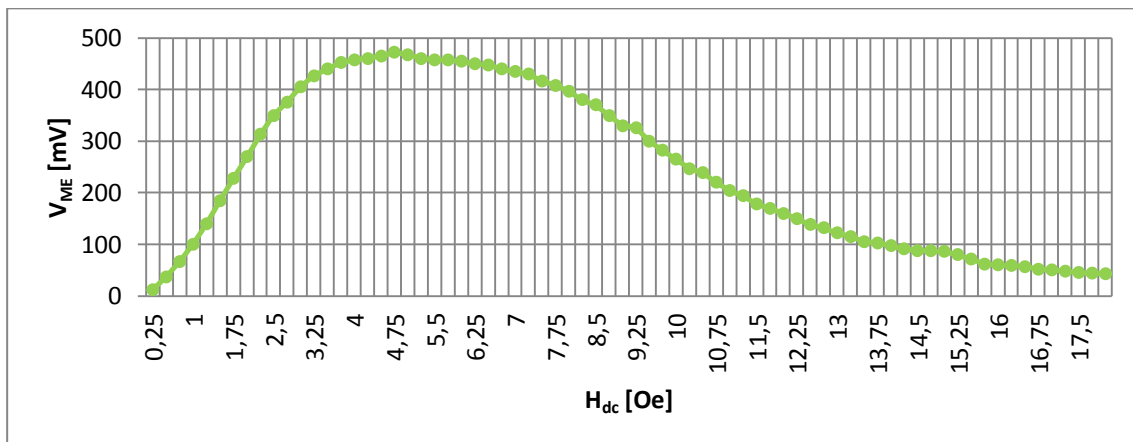


Figura 4.4 - Teste à tensão induzida em função do H_{dc} .

Dependendo da constituição da amostra em termos de geometria ou dos materiais que a compõem, a curva do H_{dc} tem um comportamento diferente. Para estes

materiais, a curva tem uma subida de cerca de 5 Oe e uma descida que pode ir até 20 Oe. Alguns testes com outros materiais necessitam de uma polarização de campo H_{dc} maior na ordem das centenas de Oe [36], o que iria corresponder a uma subida mais lenta até ao ponto ótimo, isto é, até à tensão induzida máxima.

Medição do H_{dc} : Para medir o campo H_{dc} é necessário conhecer o valor I_{dc} injetado nas bobinas DC. Foi então feito o ajuste através da corrente para descobrir o ponto de tensão induzida máxima na amostra. A corrente medida corresponde a um valor de 220mA. Foi então calculado o H_{dc} através da mesma fórmula das bobinas de Helmholtz.

$$H_{dc} = \left(\frac{4}{5}\right)^{\frac{3}{2}} \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 240}{0,1} 220 \times 10^{-3} = 4,75 \times 10^{-4} T \quad (4.6)$$

Fazendo a conversão para Oe:

$$H_{dc} = \frac{4,75 \times 10^{-4}}{1 \times 10^{-4}} = 4,75 Oe \quad (4.7)$$

4.2 Resultados experimentais de Energy Harvesting

Implementados os circuitos e testada a amostra ME como sinal de entrada com o coeficiente já conhecido, foram feitos vários testes de modo a otimizar a potência de saída para as diferentes topologias implementadas. Para ambos os testes foi aplicado um H_{ac} de 0,477 Oe e um H_{dc} de 4,75 Oe medidos e calculados anteriormente. Foi utilizada a frequência de ressonância de 46,8 kHz que corresponde à frequência de operação do compósito utilizado. Quanto ao sinal obtido na amostra ME situa-se nos 1,4 V_{pp} que corresponde a um sinal com valor eficaz de 494 mV.

4.2.1 Testes de otimização de potência

Serão analisados e discutidos os resultados das diferentes topologias de *Energy Harvesting*, onde se pode fazer um termo comparativo entre os respetivos circuitos e analisar qual foi mais eficiente em termos de potência consumida na carga. Foram usados os díodos de Schottky discutidos na implementação do sistema e selecionadas 20 cargas resistivas entre o valor zero e a impedância nominal do osciloscópio que se situa em 1 MΩ.

O primeiro teste de otimização de potência foi realizado ao retificador de onda completa.

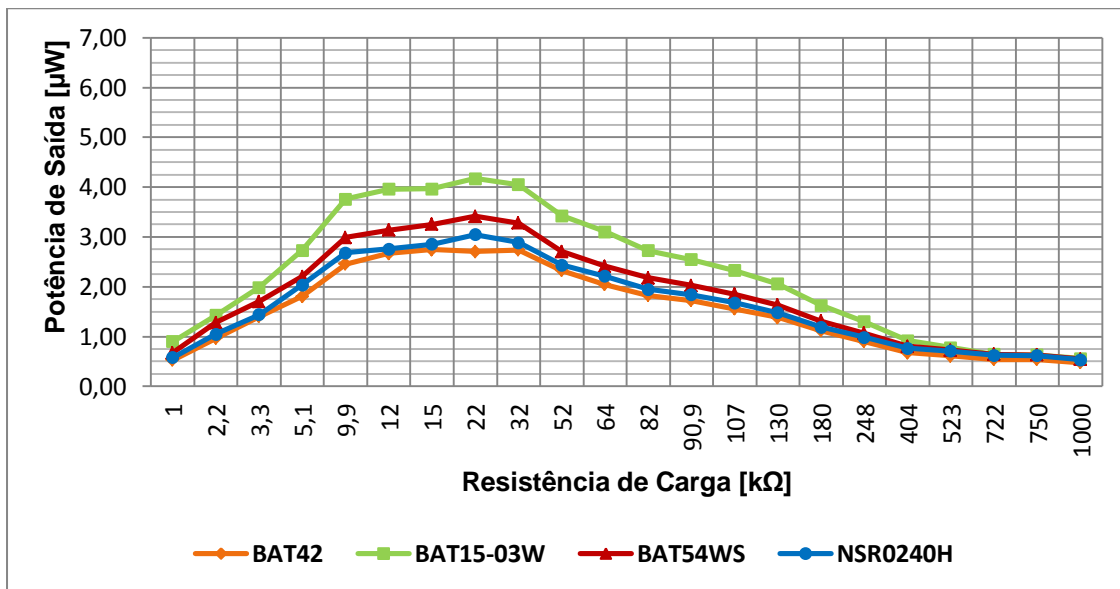


Figura 4.5 - Potência de saída em função da resistência de carga para o retificador de tensão.

No gráfico da Figura 4.5, é possível verificar que para o retificador de tensão a potência máxima de saída situa-se perto dos 4,2 μW , para uma carga máxima de aproximadamente 22 $\text{k}\Omega$.

Tabela 4.1 - Parâmetros medidos no retificador de tensão para a carga máxima.

| Díodos | $V_{\text{retificado}}$ [V] | $I_{\text{DC_carga}}$ [μA] | $P_{\text{saída}}$ [μW] |
|------------------|-----------------------------|--|--------------------------------------|
| BAT42 | 0,244 | 11,09 | 2,71 |
| BAT15-03W | 0,303 | 13,77 | 4,17 |
| BAT54WS | 0,274 | 12,45 | 3,41 |
| NSR0240H | 0,259 | 11,77 | 3,05 |

Após análise da Tabela 4.1 verifica-se que para esta topologia os díodos BAT15-03W apresentam melhor desempenho relativamente aos outros díodos o que era expectável, pois possuem menor queda de tensão para as correntes baixas na ordem dos 10^{-6} A e a potência dissipada de cada um é relativamente baixa na ordem dos 100 mW, como foi verificado na implementação, representando assim um aumento na potência de saída.

Verifica-se que as correntes são mais altas para este tipo de topologia (13,77 μA), como se vai analisar após comparação com os outros circuitos. Já a tensão retificada é mais baixa (0,303 V). Isto acontece, porque este circuito tem apenas a função de transformar a tensão alternada em tensão contínua, não havendo necessidade de elevar a tensão (exceto se houver o acréscimo de um conversor DC-DC destinado a esse efeito). Quanto às tensões de polarização dos díodos, são maiores para este tipo de

topologia, visto que a curva característica dos díodos $I_F = f(V_F)$ aumenta a tensão de polarização à medida que a corrente aumenta, ou diminui a tensão de polarização à medida que a corrente diminui.

Terminando este teste foi efetuado outro teste mas agora com uma topologia diferente. Desta vez foi utilizado o duplicador de tensão de forma a conhecer a curva de otimização de potência para as mesmas condições.

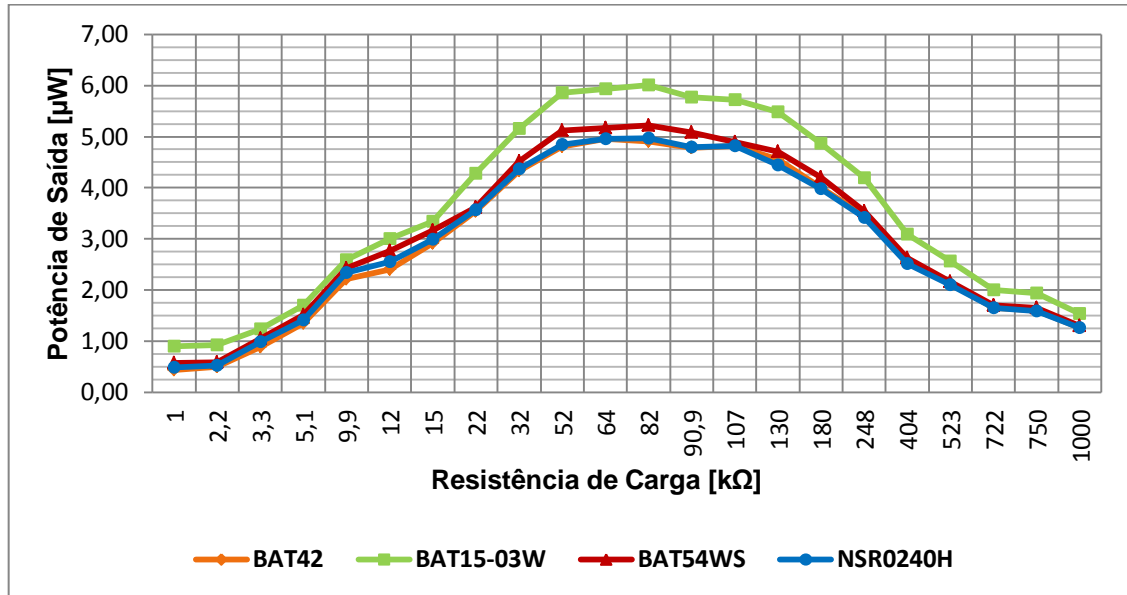


Figura 4.6 - Potência de saída em função da resistência de carga para o duplicador de tensão.

Nesta topologia verifica-se que a carga máxima alterou para um valor maior visto que as correntes disponíveis são menores, o que era esperado pois neste circuito o aumento da tensão proporciona valores de correntes mais baixos.

Tabela 4.2 - Parâmetros medidos no duplicador de tensão para a carga máxima.

| Díodos | $V_{\text{retificado}} [V]$ | $I_{DC_carga} [\mu A]$ | $P_{\text{saída}} [\mu W]$ |
|-----------|-----------------------------|-------------------------|----------------------------|
| BAT42 | 0,634 | 7,73 | 4,90 |
| BAT15-03W | 0,702 | 8,56 | 6,01 |
| BAT54WS | 0,654 | 7,98 | 5,22 |
| NSR0240H | 0,638 | 7,78 | 4,96 |

Após análise da Tabela 4.2 verifica-se que a potência máxima alcançada é novamente através da utilização dos díodos BAT15-03W, com um valor de 6,01 μW . Desta vez a potência menor é para os díodos BAT42 que se situa nos 4,90 μW . Uma diferença relativamente grande, que mostra que a escolha de díodos com baixa tensão de polarização e pouca dissipação de potência é crucial para este tipo de sistemas. Já no valor de corrente é possível ver uma diminuição relativamente ao retificador (8,56 μA),

pois a tensão foi aumentada (0,702 V). A carga máxima nesta topologia situa-se próximo dos 82 k Ω .

Como terceiro teste foi efetuado a otimização de potência do multiplicador de tensão, não alterando os valores do H_{ac} , H_{dc} , nem a frequência de ressonância do compósito ME.

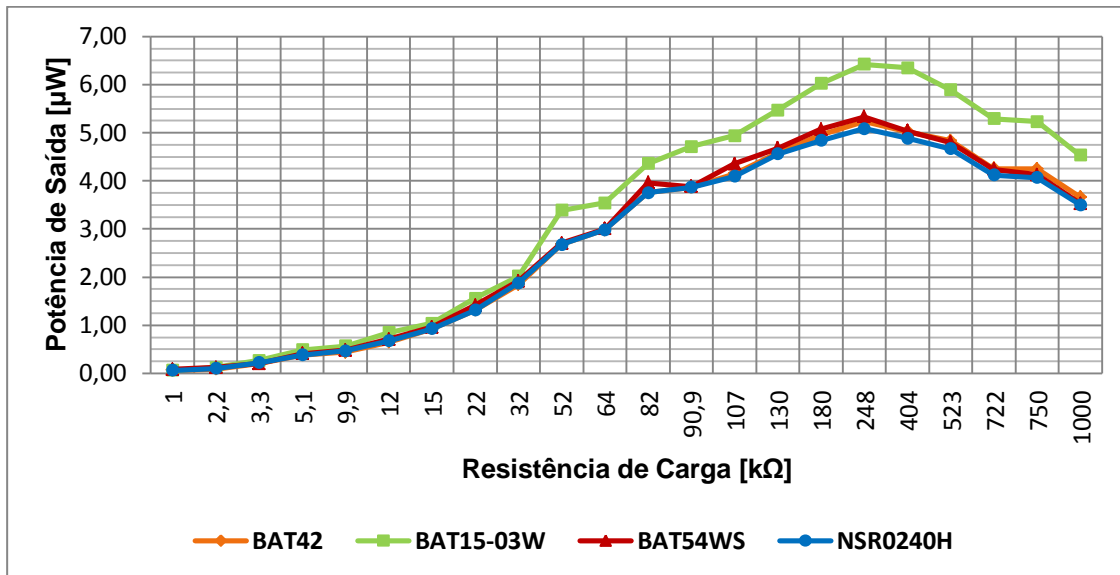


Figura 4.7 - Potência de Saída em função da resistência de carga para o multiplicador de tensão.

Foi então medida uma carga máxima no valor aproximado de 248 k Ω (Figura 4.7). Neste teste é possível verificar que os díodos BAT15-03W apresentam uma discrepância grande relativamente aos restantes três. Como o circuito alterou, a carga máxima de saída vai alterar também visto que a impedância total do circuito também alterou. Os valores dos parâmetros para este circuito são possíveis verificar na tabela abaixo:

Tabela 4.3 - Parâmetros medidos no multiplicador de tensão para a carga máxima.

| Díodos | $V_{retificado}$ [V] | I_{DC_carga} [μ A] | $P_{saída}$ [μ W] |
|------------------|----------------------|----------------------------|------------------------|
| BAT42 | 1,14 | 4,60 | 5,24 |
| BAT15-03W | 1,26 | 5,09 | 6,41 |
| BAT54WS | 1,15 | 4,64 | 5,34 |
| NSR0240H | 1,12 | 4,53 | 5,07 |

Após análise dos valores da Tabela 4.3 é possível verificar que a corrente baixou para aproximadamente metade da corrente consumida no duplicador de tensão (5,09 μ A). Isto aconteceu devido ao acréscimo de mais um andar (deslocador de nível e detetor de pico), que fez com que a tensão aumentasse para quase o dobro da topologia

anterior (1,26 V). Quanto à potência máxima é relativamente maior do que a alcançada no duplicador de tensão, situando-se nos 6,41 μW .

Por último foi feito o teste de otimização ao circuito Dickson *charge pump*. Este circuito tem a desvantagem de descer ainda mais a corrente, mas em contrapartida aumenta a tensão de saída, através do acréscimo de mais um díodo e condensador em cascata.

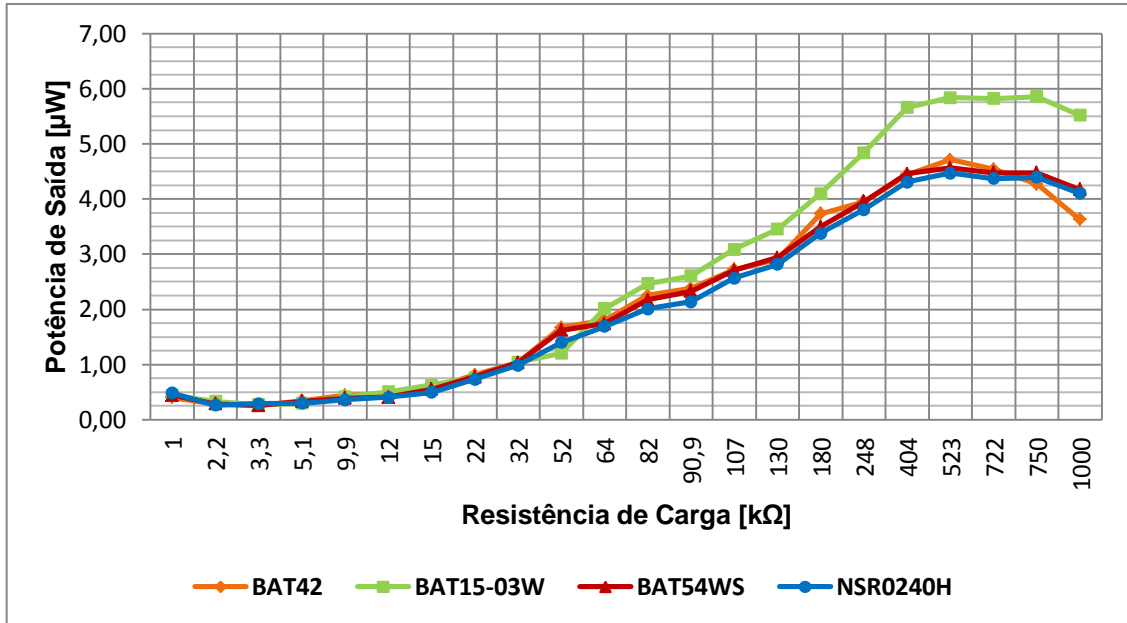


Figura 4.8 - Potência de Saída em função da resistência de carga para o Dickson *charge pump*.

Analisando o gráfico da Figura 4.8 a potência consumida na carga baixou em relação ao duplicador e multiplicador de tensão.

Tabela 4.4 - Parâmetros medidos na Dickson *charge pump* para a carga máxima.

| Díodos | $V_{\text{retificado}}$ [V] | $I_{\text{DC_carga}}$ [μA] | $P_{\text{saída}}$ [μW] |
|-----------|-----------------------------|--|--------------------------------------|
| BAT42 | 1,57 | 3,00 | 4,71 |
| BAT15-03W | 1,75 | 3,34 | 5,85 |
| BAT54WS | 1,55 | 2,95 | 4,57 |
| NSR0240H | 1,52 | 2,92 | 4,47 |

Na Tabela 4.4 verifica-se que as correntes diminuíram ainda mais (3,34 μA), pois existe o acréscimo de mais um andar multiplicador, o que força que a corrente baixe na mesma proporção do aumento da tensão. Neste teste a carga máxima situa-se no valor aproximado de 523 k Ω , onde foi obtida uma tensão de 1,75 V.

4.2.2 Comparação das eficiências de cada topologia

Os testes realizados permitiram determinar que o multiplicador de tensão é a topologia que apresenta maior potência de saída (Figura 4.9), no entanto as correntes disponíveis são baixas, o que pode interferir na futura alimentação de um pequeno dispositivo. Em contrapartida é útil para alimentar dispositivos na ordem das dezenas de μW , ou um dispositivo que necessite de tensões na ordem dos V. Estes testes também permitiram determinar o diodo mais eficiente que foi o BAT15-03W, pois é o que apresenta menos perdas, isto é, são capazes de conduzir com uma corrente de polarização baixa com uma queda de tensão baixa. Sendo assim para este tipo de aplicações, a escolha da referência dos diodos de Schottky a utilizar é importante, pois cada μW é crucial para competir com as aplicações que já existem a nível de mercado.

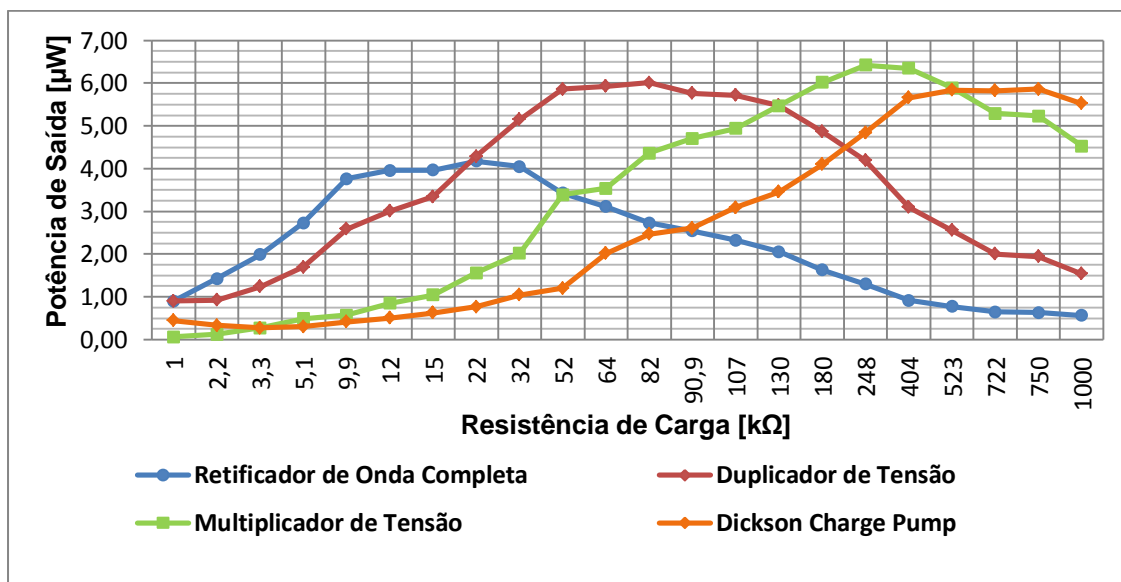


Figura 4.9 - Comparação eficiência de cada circuito implementado.

4.2.3 Comparação da potência consumida usando efeito magnetoelétrico

Selecionado o melhor diodo que foi o BAT15-03W, e a melhor topologia que foi o multiplicador de tensão, foram realizados três testes variando a frequência do H_{ac} , o H_{ac} e o H_{dc} . Foi utilizada a carga máxima do multiplicador de tensão que se situa aproximadamente nos 248 kΩ.

Teste 1: Variação do H_{ac} :

Numa primeira fase foi necessário verificar a resposta da potência consumida na carga em função do campo H_{ac} . O gráfico da Figura 4.10 demonstra o comportamento da potência de saída em relação à variação do H_{ac} .

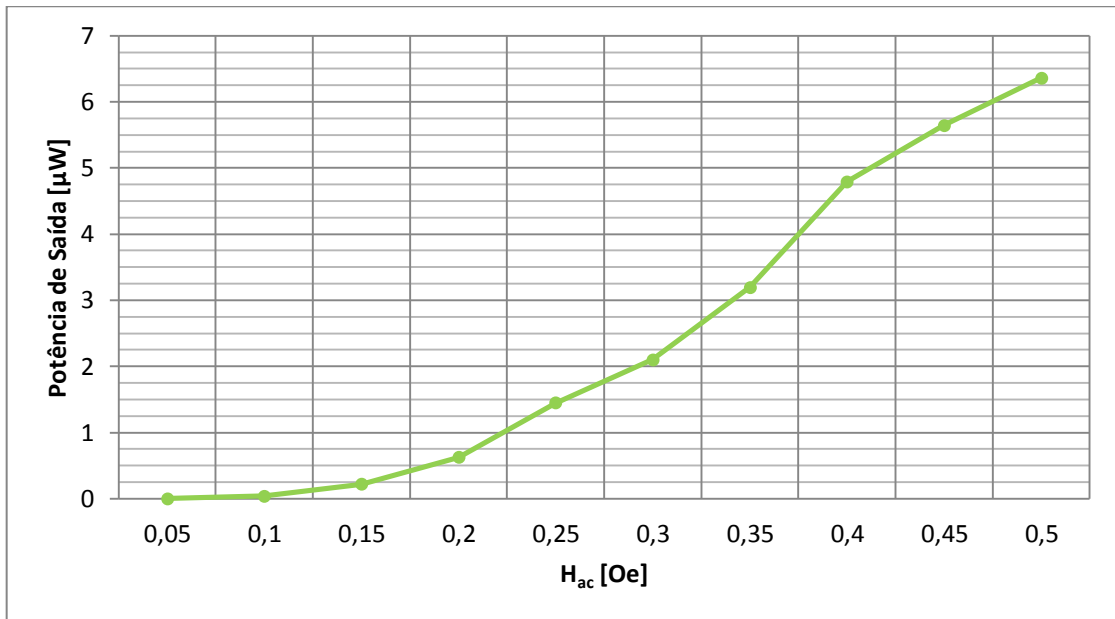


Figura 4.10 - Potência consumida na carga em função do H_{ac}.

Analisando o gráfico verifica-se que a relação entre o H_{ac} e a potência consumida na carga não corresponde a uma relação linear isto porque os díodos utilizados no circuito são cargas não lineares e têm diferentes comportamentos para diferentes correntes induzidas na amostra ME. Ao analisar a resposta gerada no gráfico, verifica-se de um certo modo que vai de encontro à curva característica de um diodo. A potência máxima calculada foi de 6,36 µW. Foi então calculado o erro entre a potência máxima alcançada nesta medição e a potência máxima alcançada no teste de otimização de potência para o multiplicador de tensão:

$$\varepsilon_{Potências} = \frac{6,41-6,36}{6,36} \times 100 = 0,78\% \quad (4.8)$$

Corresponde a um valor em erro de 0,78 %.

Teste 2: Variação do H_{dc}:

Como segundo teste manteve-se o H_{ac} constante na frequência de ressonância variando assim o H_{dc} numa gama de 0 a 15 Oe.

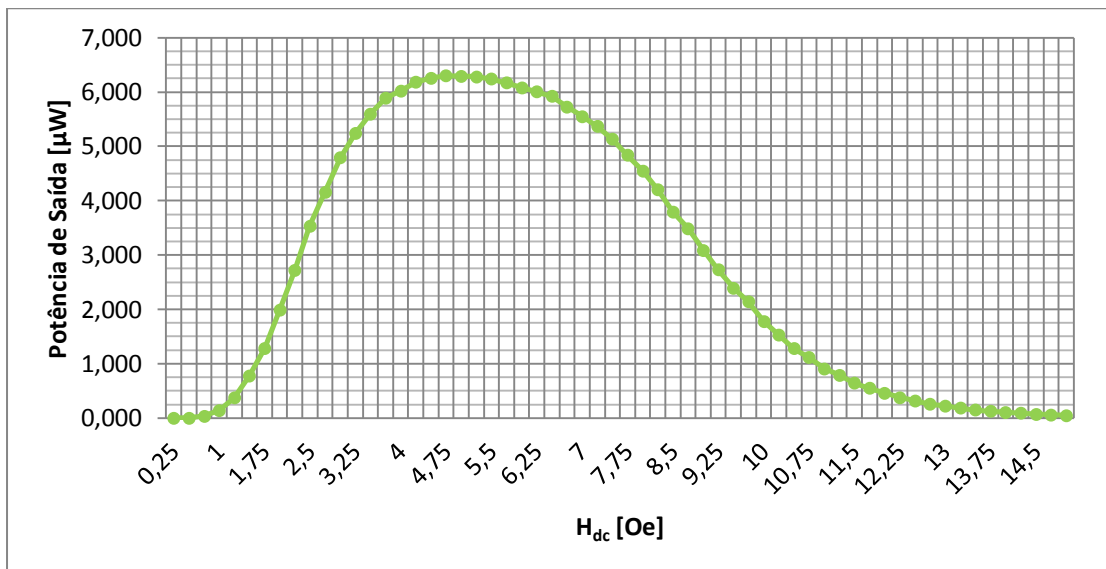


Figura 4.11 - Potência consumida na carga em função do H_{dc}.

É possível analisar pelo gráfico da Figura 4.11 que a curva da potência na carga em função do H_{dc} tem quase o mesmo comportamento da resposta ao campo H_{dc} da amostra como se verificou nos testes para prova do efeito magnetoelétrico (Figura 4.4).

Verificou-se que o pico máximo corresponde a uma potência consumida de 6,3 µW. Foi calculado de novo o erro entre as potências:

$$\epsilon_{Potências} = \frac{6,41 - 6,30}{6,30} \times 100 = 1,74 \% \quad (4.9)$$

O erro calculado situa-se nos 1,74 %, o que é bem abaixo do limite de 5 % aceitável.

Teste 3: Variação da frequência do H_{ac}:

Como terceiro teste variou-se a frequência para valores próximos da ressonância, de modo a verificar a importância que a frequência do H_{ac} usufrui em relação à potência consumida na carga.

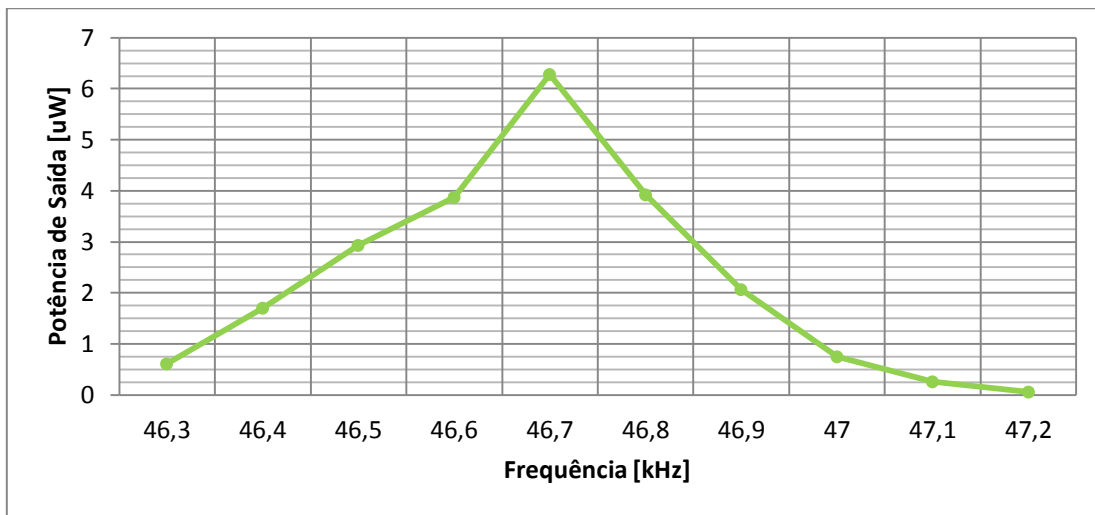


Figura 4.12 - Potência de saída em função da frequência do H_{ac} .

Após este teste verificou-se que a potência máxima situa-se nos $6,28\mu\text{W}$ que corresponde à frequência de ressonância do composto ME.

$$\varepsilon_{\text{Potências}} = \frac{6,41 - 6,28}{6,28} \times 100 = 2,07\% \quad (4.10)$$

Verificou-se um erro de potências de 2,07 % em relação ao teste de otimização de potência da montagem do multiplicador de tensão.

4.3 Resultados experimentais da AMR e atuador

Numa segunda fase foram efetuadas testes ao efeito ME inverso. Numa primeira fase será mostrado o resultado dos pulsos do circuito Set/Reset que permite que a resistência AMR funcione à sensibilidade máxima. Seguidamente foi analisado o campo magnético terrestre que corresponde ao campo parasita lido pelo sensor anisotrópico. Numa terceira fase foi feita a linearização por meio de bobinas de Helmholtz de forma a observar a relação linear entre o campo magnético aplicado e a tensão de saída. Por último, foram feitos testes à amostra ME de forma a ler a variação do campo magnético com magnetoestrição e o sinal aplicado.

4.3.1 Testes ao Circuito de comutação magnética

Para que o circuito de comutação magnética funcione é necessário aplicar à *gate* dos *mosfets* IRF7105 um sinal de *clock* com uma frequência que permita que o sensor funcione à sensibilidade estimada através dos pulsos gerados com uma amplitude de 2,5 A, como foi verificado durante as simulações ao circuito. A amplitude dos pulsos

aumenta com a diminuição da frequência do *clock*. Foi assim escolhida uma frequência de 980Hz.

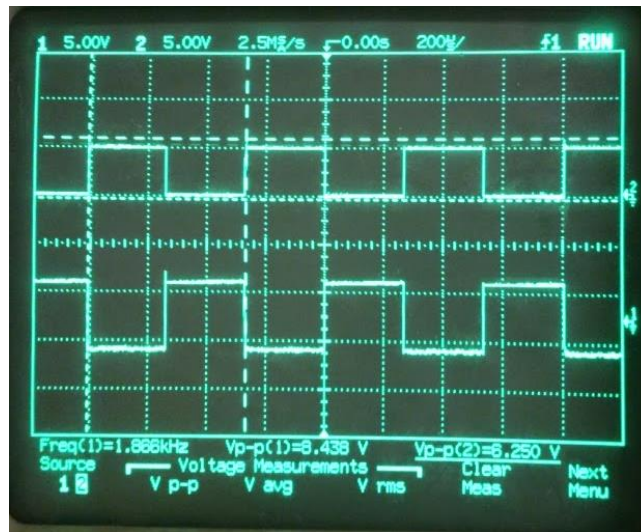


Figura 4.13 - Sinais Set/Reset sem carga: Sinal de *clock* gerado pelo microcontrolador acima; Sinal à saída do condensador C2 sem resistência Set/Reset, abaixo.

Na Figura 4.13 é mostrada as duas formas de onda com o circuito a operar em aberto. O sinal aplicado à *gate* dos *mosfets* é o sinal que é gerado pelo microcontrolador, enquanto o sinal em baixo é o sinal à saída do circuito de comutação magnética, neste caso o que faz a conexão ao pino S/R+ do sensor HMC1002. Isto permite que a onda triangular à saída da resistência AMR tenha uma inclinação positiva no momento que o sinal de saída da AMR está no nível lógico alto. No modo inverso, permite que tenha uma inclinação negativa quando o sinal de saída da AMR esteja no nível lógico baixo.

Seguidamente foi ligado o circuito ao sensor anisotrópico e verificou-se que os pulsos tinham uma amplitude perto de 7,5 V utilizando a resistência S/R interna do *chip* HMC1002. O que permite um pulso de corrente negativo e positivo de cerca 2,5 A (entre 2 A e 5 A), considerando a resistência entre o pino S/R- e S/R+ de 3Ω.



Figura 4.14 - Pulsos gerados após conexão ao sensor AMR.

4.3.2 Campo Magnético Terrestre

Como se verificou na fase da implementação, era expectável que a onda à saída do sensor anisotrópico fosse triangular. No momento do reset do *clock* a onda segue uma inclinação negativa e no momento do set do *clock* a onda segue uma inclinação positiva.



Figura 4.15 - Campo magnético terrestre lido no osciloscópio à saída da resistência AMR.

Foi medido um valor de 1.219 V_{pp} o que corresponde a um valor eficaz 432 mV à frequência do sinal de *clock* do circuito de comutação magnética que era o esperado. Este sinal quando sujeito a um campo magnético, varia a sua amplitude, fazendo com que a amplitude seja proporcional ao valor de campo magnético aplicado.

Este valor de amplitude pode ser minimizado alterando o valor do ângulo da resistência AMR.

4.3.3 Teste com Bobinas de Helmholtz e amostra magnetoelétrica

Como terceiro teste foi efetuada a linearização com bobinas de Helmholtz e medindo os valores de tensão eficazes produzidos pelas duas direções de campo magnético da resistência AMR designadas de *Easy axis* e *Sensitive axis*.

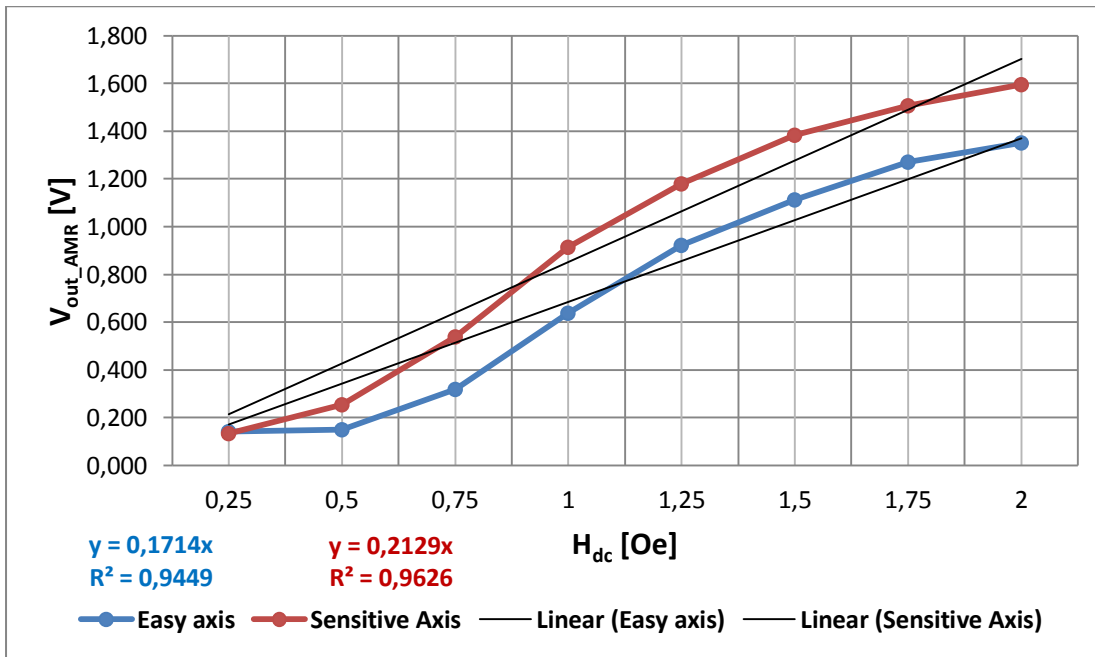


Figura 4.16 - Tensão de saída da resistência AMR nas duas direções em função do H_{dc}, onde V_{out_AMR} corresponde à tensão de saída da AMR.

Analisando o gráfico da Figura 4.16 verifica-se que a resposta nas duas saídas varia de forma quase linear. Para a saída *Easy Axis* verifica-se que o R² situa-se nos 0,9449, enquanto que para a saída *Sensitive Axis*, o R² situa-se nos 0,9626. Após 2 Oe o sensor anisotrópico satura pois encontra-se fora da gama que é de -2 Oe a 2 Oe. As oscilações observadas nas duas curvas têm a ver com ruídos perturbadores que são lidos pela resistência AMR. Como o sensor é sensível a variações de campo muito pequenas, a resposta altera um pouco. O uso de uma gaiola de Faraday para este tipo de aplicação é crucial pois os campos magnéticos gerados pela amostra magnetoelétrica são muito pequenos, que podem ser adulterados por campos parasitas superiores nas medições. Quanto às amostras magnetoelétricas utilizadas, foram usadas uma amostra de Vitrovac/PVDF/Vitrovac e outra de Metglas/PVDF/Metglas, com as dimensões discutidas na fase de implementação.

Foi possível verificar uma variação máxima na saída até ≈ 300 mV variando a magnetoestrição do compósito ME composto por Vitrovac/PVDF/Vitrovac. Calculou-se assim o campo magnético gerado, considerando a tensão de *offset* com o valor zero, a sensibilidade típica após os pulsos Set/Reset de 3,2 mV/V/G, tensão de alimentação de 5V, e sabendo a variação máxima do material magnetoestritivo ($V_{diff} = V_{out_AMR}/G$) e ganho do circuito (G), calcula-se assim o campo magnético gerado através da fórmula já analisada na fase da implementação:

$$B_{ME} = \frac{V_{diff}}{S \times V_b} = \frac{0,0006}{3,2 \times 5} = 0,0000375 \text{ G} = 3,75 \text{ nT} \quad (4.11)$$

Foi obtido um campo magnético (B_{ME}) de $\approx 3,75$ nT, variando a magnetoestrição do compósito ME composto por Vitrovac/PVDF/Vitrovac.

Contudo, com sinal aplicado não foi possível verificar as pequenas variações induzidas, devido ao material piezoelétrico não deformar o suficiente para que o material magnetoestrutivo gere um campo magnético acima dos 2,7 nT [61].

Capítulo 5

Conclusões e Trabalho futuro

O objetivo desta dissertação era a avaliação de materiais magnetoelétricos como potenciais sistemas de *Energy Harvesting*. Com este objetivo foi desenvolvido um sistema de testes baseado em bobinas de Helmholtz para aplicação de campos magnéticos AC e DC. Deste modo, foi provada a captação de energia por meio de campos magnéticos, efetuando uma comparação entre a variação de potência consumida na carga em função do H_{dc} , H_{ac} e da frequência do H_{ac} . Foram testadas quatro topologias de *Energy Harvesting* denominadas de retificador de onda completa, duplicador de tensão, multiplicador de tensão e circuito Dickson *charge pump*. Quanto à amostra ME utilizada, corresponde a um compósito laminado composto por duas camadas de Metglas e uma de PVDF com um coeficiente magnetoelétrico medido próximo dos 190 V/cm.Oe. A potência máxima foi alcançada com o multiplicador de tensão com um valor de potência de 6,41 μ W para uma carga resistiva de aproximadamente 248 k Ω . Os campos magnéticos utilizados para polarizar a amostra correspondem a um H_{dc} de 4,75 Oe e um H_{ac} de 0,477 Oe, para uma frequência de ressonância de 46,8 kHz. Uma desvantagem da topologia utilizada deve-se ao facto das correntes disponíveis na carga serem baixas. Para alimentação de dispositivos de baixo consumo, esta potência nominal enquadra-se no espectável, visto que o nível de tensão é aceitável. Contudo, as correntes consumidas na carga são na ordem dos μ A, o que determina a potência consumida na ordem dos μ W. Este sistema pode ter como futuras aplicações a área da biomedicina nomeadamente para alimentação de pequenos dispositivos no interior do corpo humano.

Quanto ao sensor de campo magnético utilizado, foi medido o campo magnético produzido pelas bobinas de Helmholtz de modo a provar a linearização e funcionamento da resistência AMR até 2 Gauss⁸, que é a zona limite de medição do sensor anisotrópico. Conseguiu-se medir a magnetoestrição do material ME (composto por duas camadas magnetoestritiva de Vitrovac e uma camada piezoelétrica de PVDF) como variações no sinal de saída da resistência AMR até 300 mV, correspondendo a um campo magnético gerado de 3,75 nT, após aplicação da técnica de Set/Reset, com

⁸ 1 Gauss = 1 Oersted

amplificação e ganho. Foi atingida a sensibilidade de 3,2 mV/V/G utilizando o circuito de comutação magnética Set/Reset que opera à frequência de aproximadamente 980 Hz. Concluiu-se que o material magnetoestrutivo Vitrovac é o que apresenta melhores condições para uso em atuadores. No entanto, não foi possível medir as variações de campo magnético com sinal aplicado à amostra ME, isto porque os campos produzidos situam-se abaixo dos 2,7 nT.

Trabalho Futuro:

No que diz respeito à *Energy Harvesting* dos compósitos ME, propõe-se como trabalho futuro o uso da configuração *multi* L-T baseada em vários materiais piezoelétricos e magnetoestrutivos de modo a aumentar os sinais disponíveis. Outra possível solução seria a implementação de um *step-up*⁹ de modo a regular a tensão de saída, partindo do retificador de tensão, que é a montagem que apresenta mais corrente disponível.

Para a parte do atuador sugere-se o uso de uma estrutura mecânica a auxiliar o compósito ME, visto que com o efeito Villari da magnetoestrição, consegue-se variar a resposta de saída da resistência AMR. Uma outra solução seria o uso de compósitos ME com frequência de ressonância baixa na ordem dos Hz, pois as correntes disponíveis na amostra seriam maiores e por consequência o campo magnético gerado também. Por último, sugere-se também aumentar a amplitude do sinal aplicado ao material piezoelétrico utilizando um material mais robusto como o PZT [23] em conjunto com o material magnetoestrutivo Vitrovac ou então utilizar um sensor com maior resolução na ordem dos pT ou fT.

É também importante o uso de uma gaiola de Faraday para eliminar todas as interferências eletromagnéticas. Uma possível solução foi desenhada no programa *Inventor* da *Autodesk*, que consiste numa blindagem em forma metálica com dimensões de 250 mm x 250 mm x 250 mm. Quanto à sua composição contém alumínio que é dos materiais mais indicados para blindagem eletromagnética. Esta estrutura tem diversos mecanismos para permitir a medição de materiais magnetoelétricos em várias configurações tais como sensor de corrente ou atuador. Um dos mecanismos é um suporte para a amostra magnetoelétrica e outro para a resistência AMR. O mecanismo para a amostra magnetoelétrica possibilita a rotação da amostra 360°. Também é constituída por uma estrutura deslizante em dois veios para permitir a aproximação da

⁹ Conversor DC-DC utilizado para elevar a tensão através do ajuste do sinal de PWM.

resistência AMR à amostra ME, ou do condutor à amostra, no caso do sensor de corrente.

Este dispositivo projetado consiste numa caixa condutora fechada que permite o cancelamento de campos magnéticos do meio ambiente. Pode ser um invólucro metálico totalmente fechado ou simplesmente uma caixa metálica em malha como é o caso da gaiola de Faraday desenhada (Figura 5.1). Sendo assim a área que está isolada do meio ambiente deve ter campo elétrico nulo.

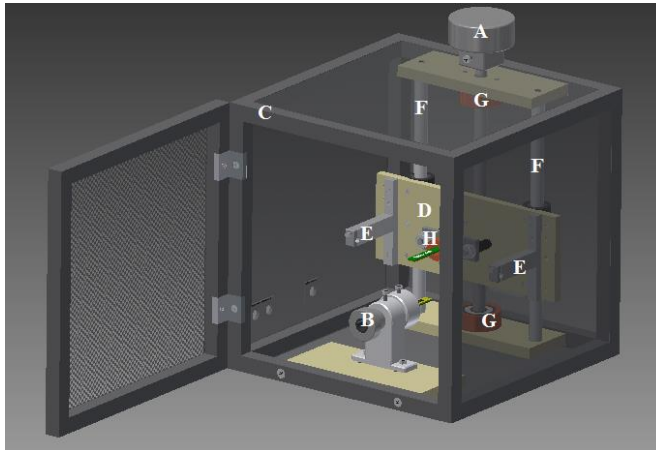


Figura 5.1 - Protótipo futurista da Gaiola de Faraday para sensor de corrente e atuador ME.

Legenda:

- A – Parafuso calibre M12 para ajuste da estrutura deslizante.
- B – Porta amostra
- C – Invólucro metálico da Gaiola
- D – Estrutura deslizante para suporte do cabo ou resistência AMR
- E – Suportes para cabo para funcionamento de sensor de corrente
- F – Veios deslizantes
- G – Casquilhos
- H – Suporte resistência AMR

Referências

- [1] Y. Wang, J. Li, and D. Viehland, “Magnetolectrics for magnetic sensor applications: status, challenges and perspectives,” *Mater. Today*, vol. 17, no. 6, pp. 269–275, Jul. 2014.
- [2] R. C. Kambale, D.-Y. Jeong, and J. Ryu, “Current Status of Magnetolectric Composite Thin/Thick Films,” *Adv. Condens. Matter Phys.*, vol. 2012, pp. 1–15, 2012.
- [3] J. V. S. Vidal, “Desenvolvimento e testagem de um espectrómetro magnetoelétrico,” Universidade de Aveiro, 2012.
- [4] Z. Fang, F. Li, N. Mokhariwale, S. Datta, and Q. M. Zhang, “Direct Integration of Magnetolectric Sensors with Microelectronics - Improved Field Sensitivity, Signal- to-Noise Ratio and Frequency Response,” no. d, pp. 614–619, 2010.
- [5] A. G. Olabi and A. Grunwald, “Design and application of magnetostrictive materials,” *Mater. Des.*, vol. 29, no. 2, pp. 469–483, Jan. 2008.
- [6] J. R. Yu, V. Alfredo, C. Arazo, K. U. Chino, and H. K. Im, “Magnetolectric Properties in Piezoelectric and Magnetostrictive Laminate Composites,” vol. 40, no. 8, pp. 4948–4951, 2001.
- [7] I. N. Soloviev, M. I. Bichurin, and R. V Petrov, “Magnetolectric Magnetic Field Sensors,” pp. 1359–1362, 2012.
- [8] M. Silva, S. Reis, C. S. Lehmann, P. Martins, A. Lasheras, J. Gutie, and S. Lanceros-Méndez, “Optimization of the Magnetolectric Response of Poly (vinylidene fl uoride)/ Epoxy / Vitrovac Laminates,” 2013.
- [9] S. Dong, J.-F. Li, and D. Viehland, “Ultrahigh magnetic field sensitivity in laminates of TERFENOL-D and $\text{Pb}(\text{Mg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3\text{-PbTiO}_3$ crystals,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, no. 11, p. 2265, 2003.
- [10] J. Lenz and S. Edelstein, “Magnetic sensors and their applications,” *IEEE Sens. J.*, vol. 6, no. 3, pp. 631–649, Jun. 2006.
- [11] V. Detection and U. Amr, “Application Note – AN218 Vehicle Detection Using AMR Sensors,” 2005.
- [12] S. Uchaikin, a Likhachev, F. Cioata, I. Perminov, H. Sanghera, I. Singh, P. Spear, P. Chavez, X. Han, C. Petroff, and C. Rich, “3D magnetometer for a dilution refrigerator,” *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 400, no. 5, p. 052037, Dec. 2012.
- [13] W. Pan and David Pommerenke, “EMI Failure Analysis Techniques,” *IEEE Sens. J.*, pp. 31–34, 2010.
- [14] J. Gao and G. Lu, “Magnetolectric (ME) composites and functional devices based on ME effect,” Virginia Polytech Institute and State University, 2013.

- [15] Z. Xing, “Magnetolectric Device and the measurement unit,” Virginia Polytechnic, 2009.
- [16] P. Martins and S. Lanceros-Méndez, “Polymer-Based Magnetolectric Materials,” *Adv. Funct. Mater.*, vol. 23, no. 27, pp. 3371–3385, Jul. 2013.
- [17] C.-W. Nan, M. I. Bichurin, S. Dong, D. Viehland, and G. Srinivasan, “Multiferroic magnetolectric composites: Historical perspective, status, and future directions,” *J. Appl. Phys.*, vol. 103, no. 3, p. 031101, 2008.
- [18] W. Eerenstein, N. D. Mathur, and J. F. Scott, “Multiferroic and magnetolectric materials,” *Nature*, vol. 442, no. 7104, pp. 759–65, Aug. 2006.
- [19] Americanpiezo, “Piezoelectricity.” [Online]. Available: <https://www.americanpiezo.com/knowledge-center/piezo-theory/piezoelectricity.html>. [Accessed: 11-Dec-2013].
- [20] H. Of, *Handbook of Modern Sensors*. New York: Springer-Verlag, 2004.
- [21] T. Rafael, “Colheita Piezoelétrica de Energia,” Universidade Nova de Lisboa, 2011.
- [22] P. Paufler, “Fundamentals of Piezoelectricity,” *Zeitschrift für Krist.*, vol. 199, no. 1–2, pp. 158–158, Jan. 1992.
- [23] S. Priya, R. Islam, S. Dong, and D. Viehland, “Recent advancements in magnetolectric particulate and laminate composites,” *J. Electroceramics*, vol. 19, no. 1, pp. 149–166, Feb. 2007.
- [24] E. C. Santos, R. M. E. Santo, D. C. Pedrelli, J. C. N. Aires, T. C. Ramalho, V. S. Mota, and A. M. J. C. Neto, “Study of the behavior of polyvinylidene fluoride (PVDF) under the action of electric field using semi-empirical methods (PM3),” pp. 4–6, 2012.
- [25] J. Sirohi and I. Chopra, “Fundamental Understanding of Piezoelectric Strain Sensors,” *J. Intell. Mater. Syst. Struct.*, vol. 11, no. 4, pp. 246–257, Apr. 2000.
- [26] A. G. Olabi and A. Grunwald, “Design and Application of Magnetostrictive ‘ MS ’ Materials,” vol. i, pp. 1–30.
- [27] S. a. Wilson, R. P. J. Jourdain, Q. Zhang, R. a. Dorey, C. R. Bowen, M. Willander, Q. U. Wahab, S. M. Al-hilli, O. Nur, E. Quandt, C. Johansson, E. Pagounis, M. Kohl, J. Matovic, B. Samel, W. van der Wijngaart, E. W. H. Jager, D. Carlsson, Z. Djinovic, M. Wegener, C. Moldovan, R. Iosub, E. Abad, M. Wendlandt, C. Rusu, and K. Persson, “New materials for micro-scale sensors and actuators,” *Mater. Sci. Eng. R Reports*, vol. 56, no. 1–6, pp. 1–129, Jun. 2007.
- [28] T. Ueno, J. Qiu, and J. Tani, “Magnetic Force Control Based on the Inverse Magnetostrictive Effect,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 3, pp. 1601–1605, May 2004.

- [29] S. R. Gyawali, “Design and Construction of Helmholtz coil for Biomagnetic,” University of Missouri-Columbia, 2008.
- [30] R. P. R. Caldeira, “Controlling Superparamagnetic particles with Dynamic Magnetic Fields Generated by a Helmholtz-coil System,” 2010.
- [31] V. Bhatt, R. S. Rautela, P. Sharma, D. C. Tiwari, and S. Khushu, “Design & Development of Helmholtz Coil for Hyperpolarized MRI,” 2010.
- [32] N. H. Duc and D. T. H. Giang, “Magnetic sensors based on piezoelectric–magnetostrictive composites,” *J. Alloys Compd.*, vol. 449, no. 1–2, pp. 214–218, Jan. 2008.
- [33] S. Dong, J.-F. Li, and D. Viehland, “A longitudinal-longitudinal mode Terfenol-D Pb (Mg₁₃Nb₂₃) O₃ -PbTiO₃ laminate composite,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 85, no. 22, p. 5305, 2004.
- [34] S. Dong, J. Zhai, F. Bai, J.-F. Li, and D. Viehland, “Push-pull mode magnetostrictive/piezoelectric laminate composite with an enhanced magnetoelectric voltage coefficient,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 87, no. 6, p. 062502, 2005.
- [35] S. Dong, J. Zhai, Z. Xing, J.-F. Li, and D. Viehland, “Extremely low frequency response of magnetoelectric multilayer composites,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 86, no. 10, p. 102901, 2005.
- [36] S. Dong, J. Zhai, J. Li, and D. Viehland, “Small dc magnetic field response of magnetoelectric laminate composites,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 88, no. 8, p. 082907, 2006.
- [37] M. Díaz-Michelena, “Small magnetic sensors for space applications,” *Sensors (Basel)*, vol. 9, no. 4, pp. 2271–88, Jan. 2009.
- [38] W. Sriratana and R. Murayama, “Application of Hall Effect Sensor:,” no. 1.
- [39] S. C. Magnetometers, “Analytical Optimization of Low-Frequency,” vol. 12, no. 8, pp. 2719–2723, 2012.
- [40] “Fluxgate Magnetometer for NASA/GSFC ST5 Mission,” 2001. [Online]. Available: <http://www-ssc.igpp.ucla.edu/st5/design.html>. [Accessed: 10-Dec-2013].
- [41] C. Reig, M.-D. Cubells-Beltran, and D. R. Muñoz, “Magnetic Field Sensors Based on Giant Magnetoresistance (GMR) Technology: Applications in Electrical Current Sensing,” *Sensors (Basel)*, vol. 9, no. 10, pp. 7919–42, Jan. 2009.
- [42] Y. Adachi, J. Kawai, M. Miyamoto, H. Ogata, M. Tomori, S. Kawabata, T. Sato, and G. Uehara, “A SQUID System for Measurement of Spinal Cord Evoked Field of Supine Subjects,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 19, no. 3, pp. 861–866, Jun. 2009.

- [43] C. R. Valenta and G. D. Durgin, “Harvesting Wireless Power,” *IEEE Sens. J.*, no. May, 2014.
- [44] G. P. Crawford, “Flexible Flat Panel Display Technology,” vol. 2, pp. 1–10.
- [45] R. Kay, “Tracking Real-World Phenomena with Smart Dust.” [Online]. Available: <http://www.vs.inf.ethz.ch/publ/papers/tracking.pdf>.
- [46] L. Bian, Y. Wen, P. Li, Q. Gao, and M. Zheng, “Magnetolectric transducer with high quality factor for wireless power receiving,” *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 150, no. 2, pp. 207–211, Mar. 2009.
- [47] P. Li, Y. Wen, P. Liu, X. Li, and C. Jia, “A magnetolectric energy harvester and management circuit for wireless sensor network,” *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 157, no. 1, pp. 100–106, Jan. 2010.
- [48] A. V Medved, R. G. Kryshchal, A. I. Krikunov, and S. I. Kasatkin, “Use of the Anisotropic Magnetoresistance Effect for Direct Measurement of the Coercivity and Exchange Bias Fields of Magnetization Reversal in Conducting Magnetic Films of Nanometer Thickness,” vol. 31, no. 10, pp. 875–877, 2005.
- [49] P. Ripka and M. Jano, “Advances in Magnetic Field Sensors,” vol. 10, no. 6, pp. 1108–1116, 2010.
- [50] S. A. M. Davis, “Schottky Diodes: the Old Ones Are Good, the New Ones Are Better,” no. March, pp. 36–38, 2011.
- [51] V. Roederstein, “Film Capacitors,” 2012. [Online]. Available: <http://www.vishay.com/docs/26033/gentechinfofilm.pdf>. [Accessed: 10-May-2014].
- [52] Multicomp, “Schottky Diode,” 2013. [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1685352.pdf>. [Accessed: 05-May-2014].
- [53] Infineon, “Silicon Schottky Diodes,” 2011. [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1835972.pdf>. [Accessed: 05-May-2014].
- [54] Vishay, “Small Signal Schottky Diode,” 2013. [Online]. Available: <http://www.vishay.com/docs/85667/bat54ws.pdf>. [Accessed: 05-May-2014].
- [55] O. Semiconductor, “Schottky Barrier Diode,” 2014. [Online]. Available: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NSR0240H-D.PDF>. [Accessed: 05-May-2014].
- [56] J. G. V. da Rocha, *Díodos e Transístors Bipolares*. Porto: Multinema, 2008.
- [57] W. Storr, “Basic Electronics Tutorials,” 2013. [Online]. Available: http://www.electronics-tutorials.ws/diode/diode_6.html. [Accessed: 02-Apr-2014].

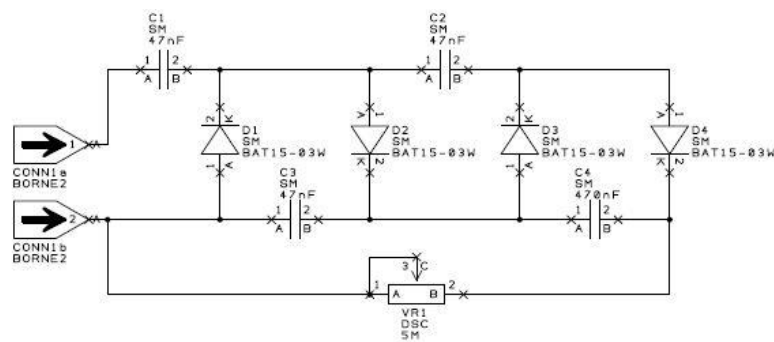
-
- [58] W. Storr, “Basic Electronics Tutorials,” 2013. [Online]. Available: <http://www.electronics-tutorials.ws/blog/voltage-multiplier-circuit.html>. [Accessed: 05-Apr-2014].
- [59] H. Jabbar, S. Member, Y. S. S. Member, and T. T. Jeong, “1 and Circuits for Charging RF Energy Harvesting System of Mobile Devices,” pp. 247–253, 2010.
- [60] S. Baghaee, “Identification and Location on a wireless magnetic sensor network,” 2012.
- [61] Honeywell, “1 and 2 Axis Magnetic Sensors.” [Online]. Available: <https://physics.ucsd.edu/neurophysics/Manuals/Honeywell/HMC 1001 and HMC 1002.pdf>.
- [62] Hexfet Power Mosfet, “International Rectifier.” [Online]. Available: <http://datasheet.octopart.com/IRF7105PBF-International-Rectifier-datasheet-57851.pdf>. [Accessed: 02-Apr-2014].
- [63] MAXIM, “Flash Memory Programming Supply.” [Online]. Available: <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX662A.pdf>.
- [64] J. G. V. da Rocha, *Mosfets e Amplificadores Operacionais*. Porto: Multinema, 2005.
- [65] C. Kitchin and L. Counts, *A Designer’s Guide to Instrumentation Amplifiers*, 3rd ed. 2006.
- [66] L. O. W. O. Voltage, L. O. W. Drift, L. O. W. Input, B. Current, H. Cmr, I. P. To, W. S. Range, L. O. W. Q. Current, P. I. N. P. Dip, T. Ina, B. Amplifier, T. Amplifier, R. T. D. S. Amplifier, M. Instrumentation, and D. Acquisition, “INA128 Precision , Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIERS vs Power Supply,” vol. 6133, no. 1, 1996.

Anexos

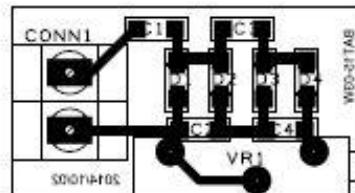
Circuito de *Energy Harvesting*:

No seguimento do desenvolvimento da componente prática de *Energy Harvesting* foi produzida uma placa de circuito impresso de modo a reduzir o tamanho da eletrónica implementada. O circuito corresponde ao multiplicador de tensão com os díodos no formato SOD323 (como se verificou na implementação do sistema) e condensadores SMD de modo a reduzir o espaço na placa.

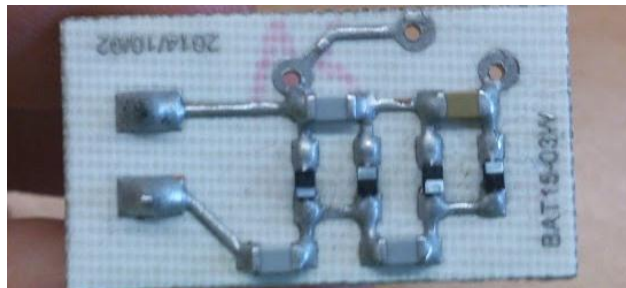
Esquemático:



Esquema de ligações na placa:

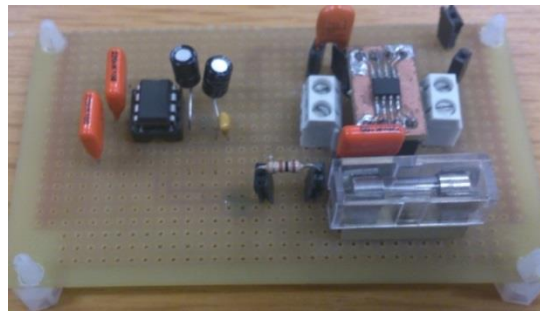
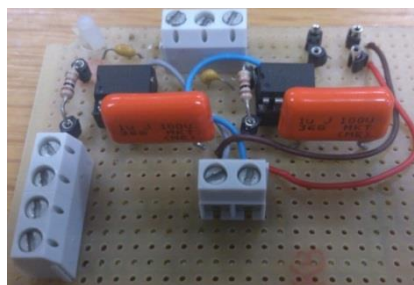


Placa de circuito impresso:



Resistência AMR:

É também apresentada a instrumentação da AMR e respetivas placas. Para o *chip* HMC1002 foi utilizada uma placa de circuito impresso, onde se utilizou uma *veroboard* com os respetivos conectores para as saídas principais do AMR. No circuito de comutação magnética, amplificação e ganho utilizou-se também uma *veroboard* com os respetivos conectores de acesso aos pinos de alimentação. A utilização da *veroboard* deve-se sobretudo ao facto do tamanho dos pulsos de corrente no circuito de comutação magnética corresponderem a uma amplitude que ultrapassa 1A, o que seria impossível produzir o circuito numa *breadboard*.

HMC1002:Circuito de Comutação Magnética Set/Reset:Circuito de Amplificação e Ganho:

Código Resistência AMR em AVR Studio 5:

Usart.h

```
#ifndef USART_H_
#define USART_H_

void USART_Init( unsigned int ubrr); //Inicializar USART
void USART_Transmit(unsigned char data); //Transmitir Dados TX
unsigned char USART_Receive(void); //Receber Dados RX
void USART_Send_int(unsigned int d ); //Enviar Inteiro
void USART_Send_string(const char *str); //Enviar String

#endif
```

Usart.c

```
#include <string.h>
#include <avr/io.h>

//Configurar USART
void USART_Init( unsigned int ubrr)
{
    /*Definir o Baud Rate */
    UBRR0H = (unsigned char)(ubrr>>8);
    UBRR0L = (unsigned char)ubrr;
    //Habilitar Recetor e Transmissor*/
    UCSR0B |= (1<<RXEN0)|(1<<TXEN0);
    /* Formato da Frame: 8 bits de dados*/
    UCSR0C |= (1<<UCSZ01)|(1<<UCSZ00);
    //Habilitar interrupção de receber dados
    UCSR0B |= (1<<RXCIE0);
    /*1 stop bit, paridade desabilitada e modo assincrono*/
    UCSR0C &= ~(1<<USBS0) & ~(1<<UPM01) & ~(1<<UPM00) & ~(1<<UMSEL00) &
~(1<<UMSEL01);
}
//Transmitir Dados TX
void USART_Transmit( unsigned char data )
{
    /* Aguardar buffer de transmissão vaziao*/
    while ( !( UCSR0A & (1<<UDRE0)) );
    /* Colocar os dados no buffer, envio de dados*/
    UDR0 = data;
}
//Receber Dados RX
unsigned char USART_Receive( void )
{
    /* Aguardar os Dados a ser recebidos */
    while ( !(UCSR0A & (1<<RXC0)) );
    /* Obter e retornar os dados obtidos do buffer */
    return UDR0;
}
//Enviar String USART
void USART_Send_string(const char *str)
{
    while (*str) //Enquanto recebe uma String
        USART_Transmit(*str++); //Transmite essa string
}
//Enviar Inteiro USART
void USART_Send_int(unsigned int d )
{
    char *str;
    sprintf(str,"%u",d);
```

```

    USART_Send_string(str);
}

```

Timer.c

```

#include <avr/io.h>
void timer0_fastpwm(void)
{
    DDRB |= (1<<PORTB7); //REGISTO OC0A PWM CONFIGURADO COMO SAIDA
OCR0A = 128;
    OCR0B = 128;
    TCCR0A |= (1<<WGM01) | (1<<WGM00); //MODO FAST PWM
    TCCR0A |= (1<<COM0A1); //SET OC0A, MODO NÃO INVERSOR
    TCCR0A &= ~(1<<COM0A0); //SET OC0A, MODO NÃO INVERSOR
}
void limpar_timer(void)
{
    OCR0A = 0;
    OCR0B = 256;
}

```

Timer.h

```

#ifndef TIMER_H_
#define TIMER_H_

void timer0_fastpwm(void);
void limpar_timer(void);

#endif

```

ResistenciaAMR.c

```

#define F_CPU 16000000L
#define FOSC 16000000// Clock Speed
#define BAUD 9600
#define MYUBRR FOSC/16/BAUD-1

#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include <stdint.h>
#include <util/delay.h>

#include "Timer.h"
#include "USART.h"

char c[10];
uint8_t i=0;
unsigned char leitura;
int character = 0;
uint8_t x=0;

//FUNÇÕES AUXILIARES
void Interface();

void Interface()// função que identifica se os caracteres inseridos correspondem
a algum comando
{
    if(strcmp(c,"a")== 0)
    {
        if (leitura==0x0D)// Verifica ENTER

```

```

        {
            USART_Send_string("Sub-Menu:");
            USART_Send_string("\n\n1- Frequencia 243.90Hz: \n");
            USART_Send_string("2- Frequencia 980Hz: \n");
            USART_Send_string("3- Frequencia 7.81kHz\n");
            USART_Send_string("4- Voltar ao menu anterior\n");
        }
    }
else if(strcmp(c, "1")==0)
{
    if (leitura==0x0D)// Verifica ENTER
    {
        TCCR0B |= (1<<CS02);
        TCCR0B &= ~(1<<CS01);
        TCCR0B &= ~(1<<CS00);
        timer0_fastpwm(); //Gerar sinais SET e RESET
        USART_Send_string("\n5243Hzs\n");
    }
}
else if(strcmp(c, "2")==0)
{
    if (leitura==0x0D) // Verifica ENTER
    {
        TCCR0B &= ~(1<<CS02);
        TCCR0B |= (1<<CS01);
        TCCR0B |= (1<<CS00);
        timer0_fastpwm();
        USART_Send_string("\n940Hz\n");
    }
}
else if(strcmp(c, "3")==0)
{
    if (leitura==0x0D) // Verifica Enter
    {
        TCCR0B &= ~(1<<CS02);
        TCCR0B &= ~(1<<CS01);
        TCCR0B |= (1<<CS00);
        timer0_fastpwm();
        USART_Send_string("\n7.81kHz\n");
    }
}
else if(strcmp(c, "4")==0)
{
    if (leitura==0x0D)
    {
        USART_Send_string("\n\nMenu Principal:\n\n");
        USART_Send_string("A-Resistencia AMR\n\n");
    }
}
}
ISR(USART0_RX_vect) //Rotina de Interrupção do USART
{
    leitura = USART_Receive();
    if (leitura != 0x08 && leitura != 0x0D)
    {
        c[i] = leitura;
        i++;
    }
    else
    {
        if (i>0)
            i--;
    }
}
_delay_ms(500);

```

```

Interface();
if (valido = 0 && leitura == 0x0D)
{
    c[i]='\0';
}
}
int main(void)
{
    sei(); //Habilitar Interrupções
    USART_Init (MYUBRR); //Definir parâmetros de transmissão
    USART_Send_string("Menu Principal:\n\n");
    USART_Send_string("A-Resistencia AMR\n\n");
    while(1)
    {
    }
}

```

Terminal:

