



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Nelson José Fernandes Castro
Sistema de aquisição e comunicação para
sensores magnetoelétricos

Nelson José Fernandes Castro

Sistema de aquisição e comunicação para
sensores magnetoelétricos



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Nélson José Fernandes Castro

Sistema de aquisição e comunicação para
sensores magnetoelétricos

Tese 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 Rocha

e co-orientação do
Professor Doutor Senentxu Lanceros-Mendez

Agradecimentos

Ao longo deste projeto tive sempre todo o apoio, técnico e científico, que necessitei por parte das pessoas à minha volta que contribuíram para a construção deste sistema e para o meu conhecimento. Dito isto, queria agradecer aos professores Gerardo Rocha e Senentxu Lanceros-Méndez por me orientarem ao longo do projeto, pela oportunidade de fazer parte deste grupo de trabalho e pela transmissão de conhecimento.

Queria também agradecer às pessoas que seguiram o meu trabalho mais de perto, nomeadamente à Sílvia Reis, ao Vítor Correia e também ao Marco Silva pela disponibilidade e apoio na área de materiais. Também deixo um agradecimento a todos os colegas que trabalharam ao meu lado nos seus projetos, especialmente ao Rui Luz e ao João Pinheiro, pela camaradagem e bom ambiente de trabalho. Também queria deixar um agradecimento em especial ao meu primo Luís Castro pela revisão que fez a todo o documento.

Por último, queria agradecer à minha família pelo apoio, toda a dedicação e pela importância que representa na minha vida e, aos meus amigos que de forma direta ou indireta, contribuíram na melhoria do meu dia-a-dia durante a vida académica e fora dela.

Resumo

Os sensores são utilizados para as mais diversas aplicações medindo as mais distintas grandezas analógicas. O propósito desta dissertação é desenvolver um sistema de aquisição de sinal para uma tecnologia recente - os sensores magnetoelétricos (ME), constituídos por uma camada magnetoestrictiva (Vitrovac) e uma piezoelétrica (PVDF - *Polyvinylidene Fluoride*). Para que este compósito ME exiba uma variação do campo magnético contínuo (H_{dc}), deve existir, simultaneamente, um campo magnético alternado (H_{ac}) a funcionar como campo de excitação. As variações no campo H_{dc} serão exibidas no sinal de saída do sensor ME como uma mudança na amplitude do sinal. Então, o valor lido em tensão pico a pico, obtido pelo sistema de aquisição de sinal e enviado para uma plataforma computacional ou microprocessador, pode ser utilizado para identificar o valor de campo H_{dc} ao qual o sensor está sujeito. Para construir um sistema de aquisição de sinal, a metodologia a implementar é baseada em vários estágios do sinal desde a amplificação, conversão de analógico para digital, processamento de dados e comunicações ao nível do *firmware*. A identificação do nível de campo H_{dc} pode ser feita através de uma análise prévia, adquirida através da excitação do sensor, com valores linearizados retirados dos dados experimentais obtidos. Os valores de saída do sensor ME são amplificados, convertidos para digital e então armazenados na memória do microcontrolador em forma de amostras do sinal. As amostras são enviadas através de uma comunicação série entre o microcontrolador e o computador. A partir das amostras é obtido no monitor do computador o valor de campo H_{dc} aplicado ao sensor ME através da cálculo do valor de tensão pico a pico. Subsequentemente, é feita, de uma forma compacta, uma implementação do circuito numa placa de circuito impresso (PCB) do protótipo desenvolvido. Através deste projeto é atingido um sistema pequeno e barato capaz de detetar variações no campo magnético contínuo até $10^{-6} T$, com possibilidade de futuro aperfeiçoamento. As técnicas de produção destes compósitos magnetoelétricos são simples e rápidas. Os materiais são também de baixo custo, contribuindo tudo para um tipo de sensor de custo reduzido, ca-

paz de substituir alguns dos atuais sensores no mercado para gamas de medição do campo magnético como a testada neste projeto entre 0 a 1 mT no campo magnético contínuo. Existem boas expectativas que apontam que, no futuro, este sensor fará parte da integração em dispositivos com aplicações como a magnetocardiografia, a magneto-encefalografia, localização/navegação, entre outras.

Palavras Chave : Campos Magnéticos, Sensores Magnetoelétricos, Amplificação de Sinal, Amplificadores de Carga, Instrumentação, Microcontroladores, Comunicação SPI, Tratamento de Sinal, Efeito Magnetoelétrico

Abstract

Sensors are used in many different applications for measuring the most distinct analogical values. The purpose of this dissertation is to develop a signal acquisition system to a recent technology - the magnetoelectric (ME) sensors, constituted by a magnetostrictive (Vitrovac) and a piezoelectric (PVDF - Polyvinylidene Fluoride) layer. In the last decade, a lot of research has been carried out on this kind of sensors, but not yet for market purposes. In order for this ME composite sense the variations in the continuous magnetic field (H_{dc}), simultaneously, there must be an alternated magnetic field (H_{ac}) working as an excitation field. The variations in the H_{dc} will be shown, at the ME sensor output, as a change in the amplitude of its signal. Thereby, the value read in voltage peak to peak obtained by the system to a computational platform or microprocessor, can be used to understand the value of continuous magnetizing field to which the sensor is subjected. To build a signal acquisition system, the methodology to apply is based on amplification, analog to digital conversion, data processing and firmware communications. This can be done by analyzing the signal acquired through the sensor excitation, with linearized values taken from the data obtained from experimental tests. The output values of the ME sensor are amplified, converted to digital and then stored in the microcontroller's memory in signal samples. The samples are transmitted through a series communication between the microcontroller and the computer. From the samples it's possible to get the in the computer's screen the H_{dc} field value applied to the ME sensor through the computation of the peak to peak voltage value. Subsequently an implementation in a printed circuit board (PCB) of the prototype is done, which must be as compact as possible. It is achieved a cheap and small system which can sense smaller variations in the continuous magnetic field, with a sensibility of $10^{-6} T$, yet with room for improvement. The production techniques of this magnetoelectric composites are simple and fast. Also the materials are cheap contributing to a low cost type of sensor, capable of replacing the current ones on the market, for some reading ranges of magnetic field like the one tested in this project between 0 and 1

mT in the continuous magnetic field. There are good perspectives which pinpoints that, in the future, this sensor will make part of the integration in a variety of devices which are used in fields such as magnetocardiography, magnetoencephalography, localization/navigation, among others. (Xing, Zhai, Dong, Li, Viehland and Odendaal, 2008, p. 19)

Keywords: Magnetic Fields, Magnetoelectric Sensors, Instrumentation, Signal Amplification, Charge Amplifier, Microcontrollers, SPI Communication, Signal Processing, Magnetoelectric Effect

“Our greatest weakness lies in giving up. The most certain way to succeed is always to try just one more time.”

Thomas A. Edison

Conteúdo

Nomenclaturas	xvii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	2
1.2 Efeito Magnetoelétrico	2
1.2.1 Breve Base Histórica sobre Magnetoelétricos	3
1.2.2 Princípio de Funcionamento do Efeito Magnetoelétrico	4
1.3 Estado da Arte	7
1.3.1 Sensores de Campo Magnético	8
1.3.2 Aquisição de Dados e Comunicação	15
1.4 Objetivos	20
1.5 Resumo	20
2 Estudo dos Sistemas de Aquisição de Sinal e de Comunicação	23
2.1 Campos Magnéticos Alternado e Contínuo	24
2.2 Materiais ME	24
2.3 Sinal do Material ME	26
2.4 Amplificação e Filtro de <i>Anti-Aliasing</i>	27
2.5 Conversor Analógico para Digital e Comunicação	29
2.6 Microcontrolador	31
2.7 Conversor TTL/RS232 e Comunicação	33
2.8 Tratamento do Sinal	33
2.9 Resumo	37
3 Projeto Experimental	39
3.1 Microcontrolador	39
3.2 Conversor Analógico-Digital	45
3.3 Comunicação com o Computador	49

3.4	Circuito de Aquisição de Sinal e Taxa de Amostragem	50
3.4.1	Circuito de Amplificação	51
3.4.2	Taxa de Amostragem	53
3.5	<i>Software</i> de Aquisição e Reconstrução do Sinal	54
3.5.1	Linearização do Sinal	55
3.6	Resumo	58
4	Conclusão	61
4.1	Aproximação aos Objetivos	62
4.1.1	Problemas Principais	62
4.2	Trabalho Futuro	63
	Bibliografia	65

Lista de Figuras

1.1	Representação de forma esquemática do efeito ME.	3
1.2	Relação entre materiais multiferroicos e magnetoelétricos [2]	5
1.3	a) Material em repouso b) Efeito piezoelétrico inverso c) Efeito piezoelétrico direto [7]	6
1.4	Efeito magnetoestrutivo pela alteração da magnetização (esquerda) ou aplicação de uma tensão mecânica (direita) [11].	7
1.5	Sensibilidade estimada dos diferentes sensores de campo magnético. Os símbolos E e GMN são usados para indicar a força do campo magnético da Terra e o ruído geomagnético [12].	8
1.6	Montagem experimental para medição da tensão ME [14].	11
1.7	Tensão ME induzida em função do campo magnético para os valores $10^{-11} < H_{ac} < 10^{-3}T$ [15].	12
1.8	Tensão ME e tensão equivalente ao ruído em função da frequência do campo magnético dos 5 <i>mHz</i> aos 100 <i>Hz</i> [16].	12
1.9	Resposta do sistema a diferentes campos magnéticos alternados: (a) 0,1 <i>Hz</i> , H_{ac} de 26 nT; (b) 1 <i>Hz</i> , H_{ac} de 2,6 nT; (c) 10 <i>Hz</i> , H_{ac} de 2,6 nT [18].	13
1.10	Esquema equivalente, incluindo um filtro passa-baixo [18].	13
1.11	Esquema do sensor utilizado (à base de duas fases piezoelétricas (PZT) e uma magnetoestrutiva (Terfenol-D)) para medição do coeficiente ME em sensores campo magnético contínuo [21].	14
1.12	Limite de sensibilidade do sensor ME para campos H_{dc} [21].	15
1.13	Modelos elétricos de um sensor piezoelétrico, modelo em carga (esquerda) e modelo em tensão (direita) [27].	17
1.14	Circuito de amplificação por carga (a) e por tensão (b) com filtro ativo passa-banda com frequências de corte e ganho especificadas pelos componentes [27]	18
1.15	Diagrama de blocos do circuito de aquisição de sinal [8].	19

1.16	Valores de saída do circuito de aquisição de um sensor piezoelétrico de acordo com a força aplicada [8].	19
1.17	Estrutura do sistema de aquisição de dados do sensor baseado num giroscópio piezoelétrico [30].	20
2.1	Diagrama de blocos do sistema.	24
2.2	Campos magnéticos alternado (a) e contínuo (b) gerados pelos dois pares de bobinas de <i>Helmholtz</i> conforme a corrente injetada.	25
2.3	Representação esquemática do compósito PVDF/Vitrovac, Resposta ME onde α representa o coeficiente ME [32].	26
2.4	Sinal de Saída do Material ME a um Campo Magnético Alternado de 1 kHz	27
2.5	Filtro de <i>Anti-Aliasing</i>	28
2.6	Esquema básico de um amplificador de carga clássico.	28
2.7	Variação para $100\ \mu V$ do campo magnético alternado.	30
2.8	Ligações SPI.	32
2.9	Ligações de um transdutor de TTL para RS232 [42].	34
3.1	Esquema de ligações do microcontrolador.	45
3.2	Esquema de ligações do ADC [47].	46
3.3	Esquema básico das temporizações do ADS7813 [47].	48
3.4	Esquema detalhado das temporizações do ADS7813 [47].	48
3.5	Esquema de ligações do ADC ao microcontrolador.	49
3.6	Esquema de ligações utilizado com o ICL3232.	50
3.7	Circuito de amplificação do sinal.	51
3.8	Circuito completo do sistema para aquisição digital.	53
3.9	Aquisição de amostras por sub-amostragem [50].	54
3.10	Conjunto de bobinas utilizadas para gerar os campos magnéticos alternado e contínuo.	55
3.11	Gráfico dos valor pico a pico obtido em relação ao campo $0 < H_{dc} < 10\text{ Oe}$ aplicado no compósito ME para uma excitação de um campo $H_{ac} = 0,2\text{ Oe}$	56
3.12	Variações de amplitude pico a pico obtidas de acordo com o campo H_{dc} aplicado.	57
3.13	Gráfico do valor pico a pico obtido em relação ao campo H_{dc} aplicado no compósito ME para uma excitação de um campo $H_{ac} = 0,2\text{ Oe}$	58

3.14	Variações de amplitude pico a pico obtidas de acordo com o campo H_{dc} aplicado.	58
3.15	Gráficos com a variação nos valores de tensão pico a pico médios obtidos (esquerda) e a forma de onda de saída (direita) para um campo $H_{dc} \approx 3 Oe$	59
4.1	Desenho da placa de circuito impresso.	71

Lista de Tabelas

2.1	FIR - Respostas Ideais em Frequência	36
4.1	Lista de componentes	72

Nomenclaturas

AC	Corrente Alternada
ADC	Analogic to Digital Converter
buffer	Porção de memória com limite definido num sistema computacional ou microcontrolador
CMOS	Complementary Metal Oxide Silicon
DAC	Digital to Analog Converter
datasheet	Documento técnico de um dispositivo eletrónico
DC	Corrente Contínua
DSP	Digital Signal Processor
Duty Cycle	Percentagem de tempo de um período do sinal com o valor digital 1
FET	Field Effect Transistor
firmware	Software de controlo de baixo nível
FPGA	Field Programmable Gate Array
I2C	Inter-Integrated Circuit
ICSP	In-Circuit Serial Programming
JFET	Junction Field-Effect Transistor
jitter	Oscilações na transição de um sinal digital
MAD	Magnetic Anomaly Detection
ME	Magnetoelétrico

PLL	Phase Locked Loop
pooling	O código de programa espera que um bit de controlo mude de estado
prescaler	Divisor da frequência do sinal de relógio
PVDF	Polyvinylidene Fluoride
PWM	Pulse Width Modulation
RAM	Random Access Memory
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SPI	Serial to Peripheral Interface
sps	Samples per Second
TTL	Transistor-Transistor Logic
USART	Universal Synchronous/Assynchronous Receiver/Transmitter
USB	Universal Serial Bus
V _{pp}	Valor de pico a pico numa onda sinusoidal em Volts

1 Introdução

Neste capítulo são identificadas as motivações principais que tornam este tema de dissertação um desafio interessante. É também desvendado o princípio de funcionamento da tecnologia ME (magnetoelétrica) e as potencialidades que pode ter no futuro como sensores. É abordado de forma breve, a história da descoberta e os esforços ao longo do tempo para o desenvolvimento deste tipo de sensores, tal como os princípios de funcionamento dos materiais envolventes. São também referidos alguns estudos e sistemas de amplificação para os sensores ME e outros com comportamento elétrico semelhante. São descritos alguns tipos de comunicações existentes ao nível do *hardware* e como é efetuada a interface com um computador. As potencialidades e limites máximos de medição já conseguidos são discutidos para irem de encontro com os objetivos deste projeto.

No capítulo 2 é descrito o panorama do projeto: como será implementado, e de que forma os testes irão ser realizados, de acordo com os dados do sensor. Depois, é feita uma análise inicial sobre o problema e decisões tomadas ao longo do projeto de acordo com os métodos já utilizados na literatura, em termos de instrumentação, processamento de dados e comunicações a utilizar.

Em seguimento do capítulo 2, o capítulo 3 introduz o passo seguinte de projeto e fabrico do protótipo, terminando com os resultados obtidos. Os processos de trabalho surgem de acordo com a ordem em que foram feitos. Posteriormente, são discutidos os problemas obtidos ao longo das etapas e como foram resolvidos de acordo com as limitações existentes.

Para finalizar, no capítulo 4 são discutidas todas as fases do projeto e os pontos a melhorar de acordo com os resultados obtidos. É proposto um sistema que se adapte a uma maior gama de frequências de operação, de forma a melhorar o desempenho das leituras obtidas, aproveitando melhor a resolução do sinal digital.

1.1 Motivação

No mundo contemporâneo surgem problemas todos os dias que requerem soluções fáceis de implementar e com o menor custo possível. Os sensores em geral proporcionam uma monitorização constante de uma variedade de grandezas físicas, dotando qualquer sistema com a capacidade de controlar melhor e de forma mais eficiente qualquer processo eletronicamente controlado.

A exploração de materiais sensoriais inovadores que tornem os sistemas mais baratos e mais viáveis, que sejam pequenos, leves e fáceis de implementar numa variedade enorme de aplicações, é uma mais-valia para uma melhoria contínua de sistemas industriais ou domésticos. Neste projeto, com várias tarefas, estão envolvidas áreas como processamento de sinal, instrumentação, programação de microcontroladores, desenho de placas de circuito impresso e estudo de processos de miniaturização. Todos estes pontos expostos fazem deste projeto um desafio e uma motivação pessoal.

A tecnologia dos materiais magnetoelétricos (ME) pode, num futuro próximo, integrar mecanismos baseados em princípios eletromagnéticos. É esperado que este tipo de sensores venham a ter um custo de produção bastante mais reduzido que os sensores que existem na atualidade, para a mesma gama de medição de campos magnéticos. O baixo custo dos materiais necessários e a simplicidade e rapidez das técnicas de produção, contribuem para um custo final mais reduzido. É uma oportunidade de negócio, tendo em conta que pode vir a substituir alguns elementos magnéticos convencionais medições no campo magnético contínuo na gama dos 0 a 1 mT .

1.2 Efeito Magnetoelétrico

O efeito ME é basicamente, um efeito gerado pela interação entre duas fases com propriedades diferentes, uma fase é sensível ao campo magnético, provocando vibração mecânica e outra é sensível a forças e vibrações, provocando uma polarização aos terminais. Existem materiais raros de apenas uma fase que têm intrinsecamente esse efeito, como irá ser falado mais à frente. Uma breve explicação de como a deteção funciona pode ser vista na Fig. 1.1, que exemplifica por blocos como acontece o processo [1]. Existem pesquisas nesta área desde 1950, nos últimos anos tem-se assistido a uma revitalização desta tecnologia [2] e um maior entusiasmo em relação

à sua viabilidade para implementação em potenciais aplicações.

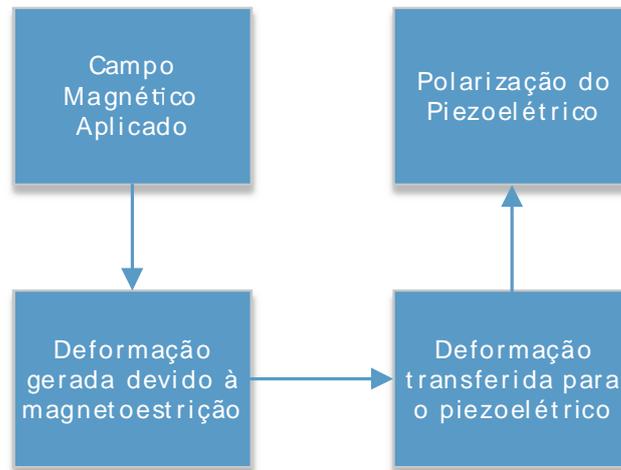


Figura 1.1: Representação de forma esquemática do efeito ME.

1.2.1 Breve Base Histórica sobre Magnetoelétricos

O efeito ME foi descoberto ainda no século XIX em 1894, quando Curie afirmou que “*Les conditions de symétrie nous montrent qu’il pourrait se faire qu’un corps à molécules dissymétriques se polarise diélectriquement lorsqu’on le place dans un champ magnétique. ... Et peut-être magnétiquement lorsqu’on le place dans un champ électrique*” (*As condições de simetria dizem-nos que um corpo com uma molécula assimétrica fica polarizado quando colocado num campo magnético. ... E, talvez, magneticamente, quando colocado num campo elétrico*)[3]. Entretanto, mais nenhum estudo foi feito até 1958, quando Landau e Lifshitz provaram a possibilidade da existência de efeito ME com base na simetria de alguns cristais.

O argumento da simetria foi testado 2 anos depois, em 1960, por Dzyaloshink, seguido de uma confirmação experimental de Astrov nesse mesmo ano, que mediu o efeito ME induzido a temperaturas de 80 a 330 K. A partir destes testes houve bastantes mais estudos sobre o efeito ME em cristais simples, poli-cristalinos ou espécimes em pó de vários tipos de cristais. Porém, com a exceção de um ou dois materiais multiferroicos, quase todos exibiam um fraco efeito ME a temperaturas muito baixas, muito abaixo da temperatura ambiente, tornando a utilização do efeito ME com materiais de fase simples muito difícil de implementar em qualquer tipo de dispositivo[4].

O primeiro estudo com compósitos ME foi feito por Van Suchtelen e outros investigadores dos *Philips Laboratories* na Holanda em 1972. Os compósitos ME foram preparados através de um acoplamento elástico de duas fases de materiais com características diferentes. O efeito ME era elevado nos compósitos cerâmicos utilizados através de um processo de solidificação unidirecional, mas devido à dificuldade de produção destes compósitos, o estudo foi descontinuado.

Hoje em dia, e desde 1990, através de novos métodos mais simples e baratos na preparação dos compósitos ME, vários cientistas têm mostrado um interesse renovado no fenómeno magnetoelétrico. Isto é devido ao crescente número de publicações verificado nos últimos 10 anos [4].

1.2.2 Princípio de Funcionamento do Efeito Magnetoelétrico

O efeito ME é um fenómeno obtido através da polarização (P), que aparece quando é aplicado um campo magnético (H) num material com a variação dada pela equação 1.1 sendo conhecido como efeito direto [4].

$$\Delta P = \alpha \Delta H, \quad (1.1)$$

em que α é a constante ME.

O efeito inverso acontece quando um campo elétrico (E) é aplicado ao material, aparecendo uma magnetização (M) com um comportamento de acordo com a equação 1.2.

$$\Delta M = \alpha \Delta E \quad (1.2)$$

Existem alguns materiais na natureza onde o efeito ME é inerente. Devido a esta particularidade não existe a necessidade da junção de materiais diferentes, por isso são materiais de fase simples. São chamados de multiferroicos devido à existência de mais do que uma ordem ferroica (ferroelétrica, ferromagnética ou ferroelástica). É possível ver através da Fig. 1.2 que nem todos os materiais ME são multiferroicos, e apenas possuem o efeito ME devido à junção de uma fase elétrica e uma fase magnética, chamando-se de compósitos ME e, por isso não pertencem à categoria de fase simples por necessitarem de mais do que uma fase.

Em compósitos existe a junção de uma fase piezoelétrica e de uma magnetoestritiva dotando o conjunto com o efeito ME. As equações 1.3 e 1.4 mostram como funciona o acoplamento elétrico e magnético gerado pela interação elástica que existe

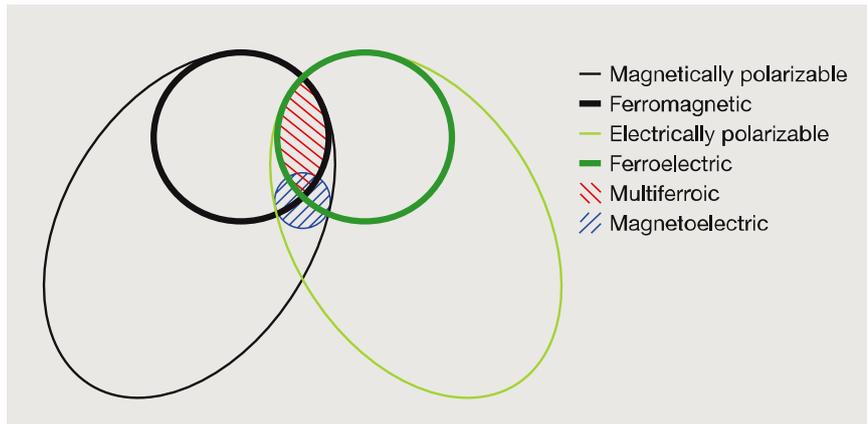


Figura 1.2: Relação entre materiais multiferroicos e magnetoelétricos [2]

entre as fases[5, 4].

$$ME_H = \frac{\text{magnético}}{\text{mecânico}} \times \frac{\text{mecânico}}{\text{elétrico}} \quad (1.3)$$

$$ME_E = \frac{\text{elétrico}}{\text{mecânico}} \times \frac{\text{mecânico}}{\text{magnético}} \quad (1.4)$$

Com os materiais multiferroicos a resposta ME é um efeito extrínseco apenas dependente da sua micro-estrutura e interação do acoplamento entre as interfaces magnetoestrutiva e piezoelétrica.

Materiais Piezoelétricos Em 1880 Jacques e Pierre Curie descobriram o efeito piezoelétrico em minerais cristalinos. Tensão e compressão mecânica originavam tensões elétricas de polaridades opostas de forma proporcional à força aplicada. A palavra *piezo* deriva do grego significando pressão ou compressão. Mais tarde confirmou-se que aplicando um campo elétrico a um desses minerais, acontecia uma deformação, esticando ou encolhendo, dependendo da polaridade do campo elétrico e proporcionalmente à intensidade do campo. Estes comportamentos foram chamados, respetivamente, de efeito piezoelétrico direto e efeito piezoelétrico inverso. Na Fig. 1.3 está exemplificada a forma como o efeito piezoelétrico se comporta de acordo com a força ou campo elétrico aplicados. Apesar da amplitude da tensão elétrica ser bastante pequena e normalmente requer amplificação, os materiais piezoelétricos têm vindo a ser adaptados numa incrível variedade de aplicações [6].

No funcionamento como sensores, os piezoelétricos são sistemas eletromecânicos que reagem a compressões e os elementos sensoriais mostram uma deflexão

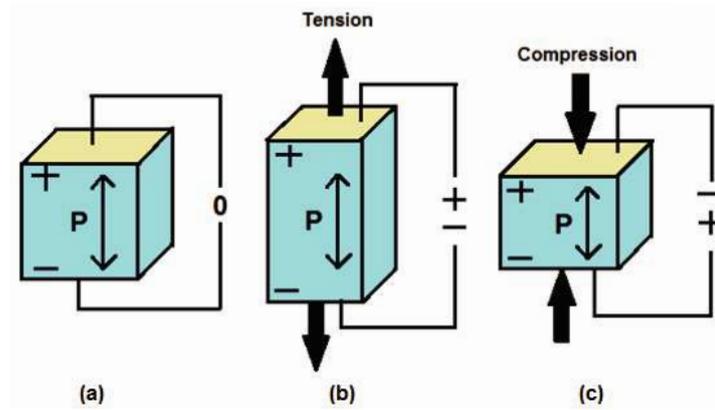


Figura 1.3: a) Material em repouso b) Efeito piezoelétrico inverso c) Efeito piezoelétrico direto [7]

de quase zero. Esta é a razão dos sensores piezoelétricos serem tão duros, terem uma frequência natural extremamente elevada e uma linearidade excelente numa larga gama de amplitudes. Adicionalmente, a tecnologia piezoelétrica é insensível a campos eletromagnéticos e radiação, tornando possível a medição em condições adversas. A única desvantagem dos sensores piezoelétricos é que não podem ser usados para medições estáticas.

Uma força estática irá resultar numa quantidade fixa de cargas no material piezoelétrico. Ao trabalhar com eletrônica convencional, sem materiais com isolamento perfeito, a redução na resistência interna do sensor resultará numa perda constante de elétrons, dando origem a um sinal impreciso. De qualquer forma, seria um equívoco pensar que sensores piezoelétricos podem ser apenas utilizados para processos muito rápidos. Na verdade, existem várias aplicações com medições quase estáticas. Existem também que vão a temperaturas muito além dos $500^{\circ}C$ [8]. Nos compósitos ME, onde a fase piezoelétrica faz o papel fundamental de transmitir as transições mecânicas sentidas pela fase magnetoestrictiva, existe uma variedade de materiais piezoelétricos utilizados. Alguns exemplos são PVDF, PZT, PMN-PT, PZN-PT [4].

Magnetoestrictivos Os materiais magnetoestrictivos são normalmente definidos como materiais que sofrem uma deformação devido a variações no estado da magnetização do material. Este tipo de magnetoestrictão foi chamado de magnetoestrictão de *Joule*, após James P. Joule ter descoberto este efeito em 1850. Na (Fig. 1.4 esquerda) pode ser visto o comportamento do material [9]. Com a aplicação de uma tensão mecâ-

nica existe uma alteração das suas propriedades magnéticas, como pode ser visto na figura (Fig. 1.4 direita). Este último efeito foi chamado de Efeito de Villari [10]. Quase todos os materiais ferromagnéticos exibem magnetoestrição com a alteração da sua magnetização. Mas a variação relativamente baixa na deformação limitou a sua utilização na engenharia.

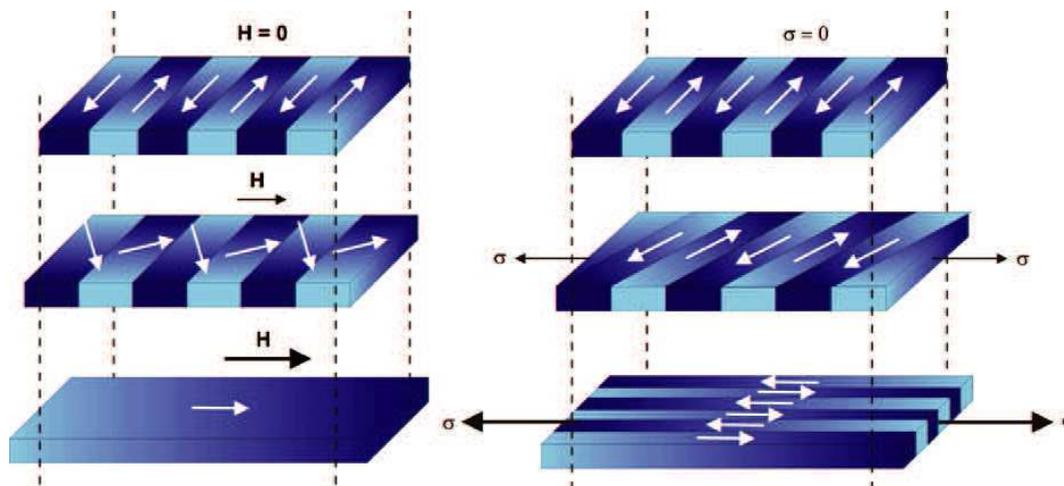


Figura 1.4: Efeito magnetoestrutivo pela alteração da magnetização (esquerda) ou aplicação de uma tensão mecânica (direita) [11].

Na ausência de um campo magnético, a aplicação de uma tensão mecânica causa deformação e também uma magnetização. Nos compósitos ME alguns dos materiais magnetoestrutivos mais utilizados são o Metglas e Terfenol-D. Foi contemplada a utilização destes materiais em alguns projetos de sonar para aproveitamento do seu efeito magnetoestrutivo, contudo foram deixados de lado devido aos avanços com os materiais piezoelétricos [9].

1.3 Estado da Arte

Os materiais ME têm mostrado grandes potencialidades, como já foi referido anteriormente, existindo já vários estudos quer para leitura de campos magnéticos contínuos, quer para campos magnéticos alternados. Alguns destes estudos são mencionados na secção seguinte. Esta tecnologia encontra-se em foco devido às potenciais aplicações nas quais pode ser aplicada, nomeadamente, em áreas como o armazenamento de informação, spintrónica, memórias de estado múltiplo, sensores, atuadores, transformadores, dispositivos com funcionamento à base de micro-ondas, fibra ótica, díodos, entre outros [5].

1.3.1 Sensores de Campo Magnético

Para a medição deste tipo de grandezas já existe bastantes alternativas no mercado, variando com a gama de medições, como pode ser visto na Fig. 1.5. Os sensores de campo magnético têm uma utilização significativa em diversas áreas como a indústria automóvel, informática, aeronáutica, medicina e aeroespacial.

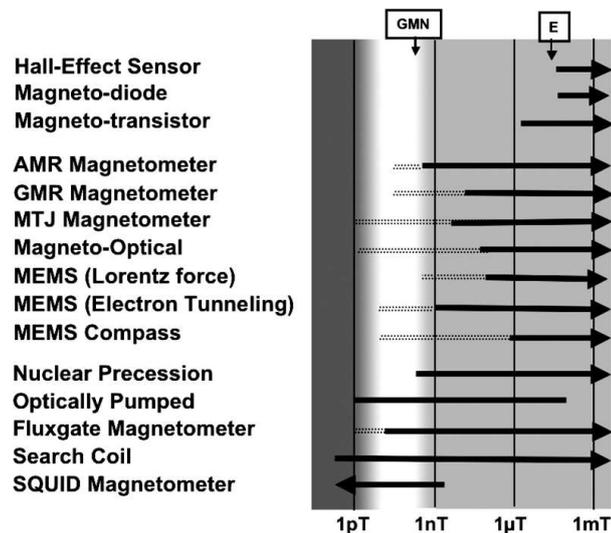


Figura 1.5: Sensibilidade estimada dos diferentes sensores de campo magnético. Os símbolos E e GMN são usados para indicar a força do campo magnético da Terra e o ruído geomagnético [12].

Dentro desta gama de sensores é possível catalogá-los em 4 diferentes categorias. Na primeira temos sensores com baixa sensibilidade, que normalmente leem campos superiores a $10^{-4} T$, campos superiores ao da Terra, e são indicados para funcionar em aplicações industriais. Nesta categoria podemos encontrar sensores como o sensor de efeito de Hall e os magnetómetros *search-coil*. O sensor de efeito de Hall explora o fenómeno físico descoberto por Edwin H. Hall há mais de 100 anos. Hall descobriu que aparece uma tensão ao longo de um retângulo de ouro de pequena espessura, submetido ao campo magnético forte perpendicular ao plano do retângulo. Estes sensores tem sensibilidades que variam entre os 10^{-3} e $10^{-1} T$, funciona até frequências de $1 MHz$, são leves e ocupam um espaço reduzido, consumindo uma potência que varia entre os 100 e os 200 *mW*. O princípio de funcionamento dos magnetómetros *search-coil* é através da lei de indução de Faraday e apesar de se situarem na primeira categoria podem detetar variações no campo até $20 fT$, funcionando com frequência de operação que variam entre $1 Hz$ e $1 MHz$, com variações

na potência necessária entre 1 a 10 mW , que é totalmente consumida pela eletrônica de leitura [12].

A segunda categoria tem uma gama de medição cujo campo magnético mínimo que é possível ler varia entre 10^{-9} e 10^{-4} T . Este tipo de sensores permitem detetar perturbações na direção ou amplitude do campo magnético da Terra. Dentro desta categoria existe o magnetómetro *fluxgate* [12]. A sensibilidade destes sensores variam entre 10^{-11} até 10^{-2} T . A resposta em frequência deste sensor é limitada ao campo de excitação e ao tempo de resposta do material ferromagnético, funcionando até 10 kHz . Estes sensores têm um tamanho equivalente aos magnetómetros *search-coil*, mas consomem cinco vezes mais energia tendo a vantagem de conseguirem medir com precisão campos magnéticos contínuos. Outro magnetómetro bastante utilizado, presente nesta categoria, é o magnetómetro AMR (*Anisotropic Magnetoresistance*). Logo depois dos *fluxgate*, os sensores AMR são os que têm uma história comercial mais longa. O efeito deste sensor AMR foi descoberto por William Thompson (*Lord Kelvin*) em 1857, consistindo na variação de uma resistência elétrica (na ordem dos 3%) de um material magnético como reação à variação do campo magnético circundante [13]. Ligas de materiais, constituídas por 80% níquel e 20% ferro, exibem uma magnetorresistência anisotrópica dependente do ângulo entre a magnetização e a direção do fluxo de corrente.

A terceira categoria compreende valores mínimos de sensibilidade inferiores a 10^{-9} T , que são capazes de medir variações muito pequenas geradas ou induzidas em campos magnéticos. Um exemplo de sensor que se encaixa nesta categoria, que foi e é bastante estudado, é o detetor de anomalias magnéticas (MAD). Uma consideração importante no MAD é a estabilidade e uniformidade no campo magnético da Terra. No seguimento ao longo do tempo de anomalias magnéticas, pode não ser possível distinguir uma anomalia de uma variação no tempo do campo magnético da Terra. Na quarta categoria é possível encontrar sensores com uso para aplicações médicas e biológicas, tais como os SQUIDs (*Superconducting Quantum Interference Device*), utilizados no mapeamento de funções cerebrais, e os GMR (*Giant Magnetoresistance*) para deteção de nódulos. A sensibilidade dos SQUIDs é normalmente limitada pelo ruído do campo magnético na ordem dos 10 fT nos SQUIDs DC comercializados [12].

1.3.1.1 Sensores Magnetoelétricos

Nesta última década, esta tecnologia tem despertado o interesse na comunidade científica, o que levou já a bastante pesquisa e construção de alguns protótipos para medição de campos magnéticos com recurso a este tipo de sensores. Os sensores ME podem ser construídos com recurso a diferentes materiais, alguns mencionados anteriormente, para funcionar com um sinal em frequência ou quase-estáticos. Este tipo de sensores foi desenvolvido como uma forma de aproveitar o conjunto das respostas dos materiais magnetoestrutivos e piezoelétricos. A deformação que a fase magnetoestrutiva sofre devido ao campo magnético é elasticamente transmitida à fase piezoelétrica através do acoplamento entre as duas. O sinal é então transmitido por via mecânica através das oscilações formando, o conjunto, um sensor ME. Este tipo de sensores têm a possibilidade de medir campos magnéticos AC e DC e podem ser fabricados com dimensões e custos reduzidos, o que os torna atrativos no mercado da eletrónica sensorial.

Campos Magnéticos Alternados Em ambas as leituras de campos magnéticos H_{ac} ou H_{dc} são sempre necessários dois campos magnetizantes, um contínuo (H_{dc}) e um alternado (H_{ac}). Na medição de campos magnéticos alternados é necessário manter no valor adequado um campo magnético contínuo. Este campo H_{dc} pode ser gerado por um íman permanente ou um eletroímã. Para gerar o campo H_{ac} existe a possibilidade de utilizar um par de bobinas de *Helmholtz*, alimentadas por uma corrente fornecida por um gerador de funções [14]. Na Fig. 1.6 é apresentado um esquema em que é possível medir a tensão ME através de um gerador de funções, uma amplificação em carga e um osciloscópio.

Foram conseguidas leituras de campos magnéticos bastante reduzidos na ordem entre os mT até às dezenas de pT , como é mostrado por Dong et al. (2003). Foi utilizado um compósito ME constituído por uma fase magnetoestrutiva entre duas fases piezoelétricas. A tensão obtida por esta configuração varia de forma linear em relação a H_{ac} , na gama de valores referida, nos vários testes feitos para vários valores de H_{dc} e H_{ac} como se pode verificar na Fig. 1.7. As medições foram feitas à temperatura ambiente sem recurso a blindagem eletromagnética a uma frequência de 1 kHz . Foi atingido o valor de tensão ME máximo para o campo $H_{dc} = 400\text{ Oe}$ e $H_{ac} = 1\text{ Oe}$, sendo a tensão obtida aproximadamente 110 mV e o limite de sensibilidade $4 \times 10^{-11}\text{ T}$. Os testes confirmaram uma variação linear para aquela gama de valores do campo magnético aplicado. Nos sensores de campo magnético há outro

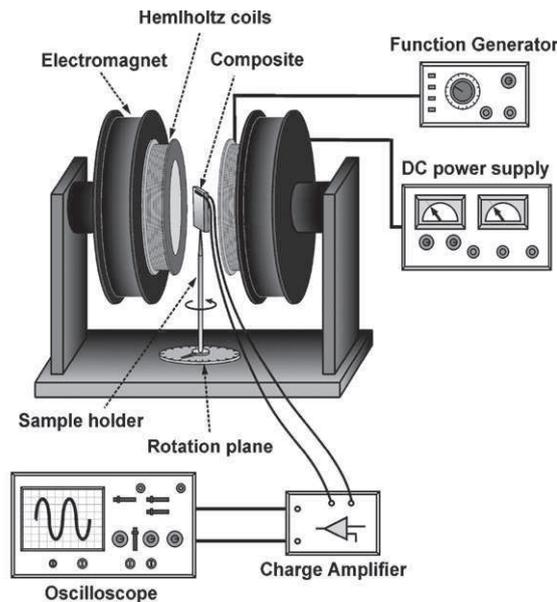


Figura 1.6: Montagem experimental para medição da tensão ME [14].

fator a ter em conta além dos limites de sensibilidade do campo magnético. Esse fator é a banda de frequências de operação [15].

Cada aplicação tem requisitos próprios e pode requerer maior ou menor sensibilidade a diferentes larguras de banda. Por exemplo, a magneto-cardiografia e magneto-encefalografia operam com uma maior necessidade de sensibilidade a frequências entre os 10^{-2} e 10^3 Hz , enquanto que os detetores de anomalias magnéticas têm necessidade de maior sensibilidade em frequências quase-estáticas de 10^{-3} Hz . Dong et al (2005) fez uma análise variando a frequência de operação do campo magnetizante para uma gama entre $10^{-2} < f < 10^3$ Hz . A Fig. 1.8 mostra que a tensão é constante ao longo da variação. Os valores obtidos do coeficiente ME para cada uma das frequências testadas para um campo $H_{dc} = 400$ Oe , $H_{ac} = 1$ Oe obtendo-se uma $V_{ME} = 110$ mV . Atingiu-se um limite de sensibilidade do campo magnético de 10^{-7} T a 10^{-2} Hz , 10^{-9} T a 1 Hz e 10^{-11} T a 10^2 Hz [16].

Existe também uma investigação sobre um sensor magnético formado por um tubo piezoelétrico e um fio magnetoestritivo, que tem a possibilidade de eliminar a necessidade de um campo H_{dc} . Foi testado com campo H_{dc} entre os 0 e 50 Oe e um campo H_{ac} entre 0,1 e 1,2 Oe a uma frequência de 100 Hz obtendo-se uma tensão ME até 22 mV/Oe numa gama para $10 < H_{dc} < 15$ Oe . Para $H_{dc} = 0$ Oe conseguiram atingir 16,5 mV/Oe com $H_{ac} = 0,1$ Oe . A quantidade de ruído no sinal de saída era de 70 dB apenas reduzindo para campos H_{dc} superiores a 10 Oe [17].

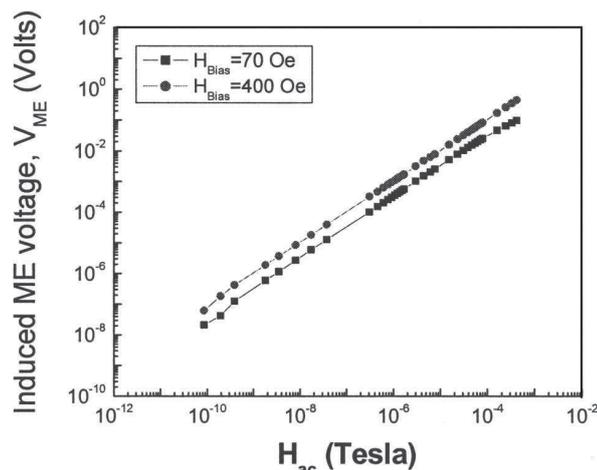


Figura 1.7: Tensão ME induzida em função do campo magnético para os valores $10^{-11} < H_{ac} < 10^{-3}T$ [15].

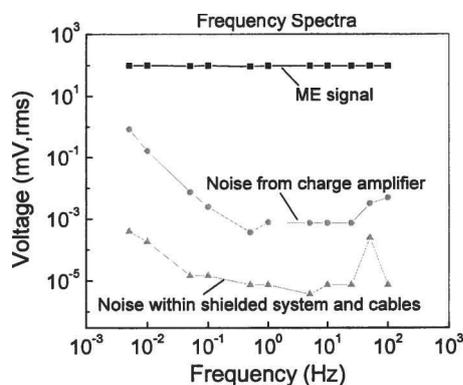


Figura 1.8: Tensão ME e tensão equivalente ao ruído em função da frequência do campo magnético dos 5 mHz aos 100 Hz [16].

Xing et al (2008) criaram um sensor ME para detecção de campos magnéticos H_{ac} a frequências quase-estáticas (até 10 Hz) com uma sensibilidade até 2,6 nT (Fig. 1.9), conseguindo criar uma tecnologia passiva de tamanho reduzido. Durante o estudo, aperceberam-se que os melhores tipos de amplificadores para o compósito ME que trabalharam acabou por ser o amplificador de carga, tal como sugerido em outros estudos. Recomendam amplificadores com entradas do tipo FET (*Field Effect Transistor*) devido à baixa corrente de polarização de entrada, à baixa corrente de ruído espectral e a sua elevada impedância de entrada que é considerada importante para medição de sensores.

Neste projeto utilizaram um amplificador da *Texas Instruments*, o LMC660. Segundo os autores, encaixava nos requisitos necessários e tiveram em conta o de-

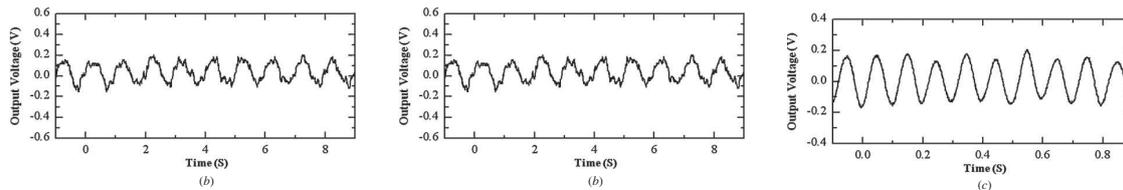


Figura 1.9: Resposta do sistema a diferentes campos magnéticos alternados: (a) $0,1 \text{ Hz}$, H_{ac} de 26 nT ; (b) 1 Hz , H_{ac} de $2,6 \text{ nT}$; (c) 10 Hz , H_{ac} de $2,6 \text{ nT}$ [18].

sempenho e o custo associado. Para a instrumentação utilizaram um circuito como aquele representando na Fig. 1.10, mas tiveram a necessidade de acrescentar mais componentes a montante, devido à baixa amplitude e ruído da rede elétrica. Também utilizaram uma outra amplificação com ganho 10 e um filtro *Butterworth* passa-baixo de quarta ordem com frequência de corte de 11 Hz para reduzir o ruído da rede de 60 Hz (frequência da rede elétrica norte americana) antes de fazer as leituras com um osciloscópio [18].

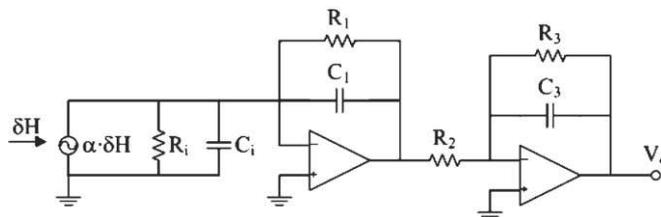


Figura 1.10: Esquema equivalente, incluindo um filtro passa-baixo [18].

Pelas investigações e estudos feitos pode verificar-se que é possível utilizar materiais ME para detecção de campos magnéticos nas gamas entre os 10^{-11} e 10^{-3} T à frequência de 1 kHz . Estes resultados dão grandes expectativas para que sensores baseados em compósitos ME possam um dia substituir alguns sensores de campo magnético em determinadas aplicações, como a magneto-cardiografia, a magneto-encefalografia e até detetores de anomalias magnéticas funcionando a frequências quase-estáticas.

Os sensores ME possuem as vantagens de funcionar à temperatura ambiente e com um consumo baixo. Os SQUIDS tem a desvantagem de funcionar a temperaturas abaixo dos 77 K [12], mas têm capacidade para ler campos magnéticos inferiores aos que é possível ler até ao momento com sensores ME. Os GMR precisam de uma potência de funcionamento superior.

Campos Magnéticos Contínuos Para leitura de campos magnéticos contínuos é necessário um processo inverso. Neste caso, o campo H_{ac} de amplitude constante pode ser gerado por um solenoide ou por um par de bobinas de *Helmholtz* alimentado por um gerador de funções [19, 20, 21]. É possível detetar variações bastante pequenas no campo H_{dc} como foi constatado por Dong et al. (2006). Para detetar as variações foi utilizado um sensor com uma configuração de três fases, uma magnetoestrítica e duas piezoelétricas, como representado na Fig. 1.11.

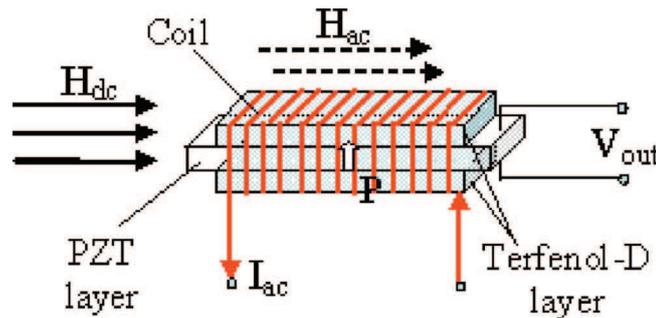


Figura 1.11: Esquema do sensor utilizado (à base de duas fases piezoelétricas (PZT) e uma magnetoestrítica (Terfenol-D)) para medição do coeficiente ME em sensores campo magnético contínuo [21].

Neste estudo foram realizados dois ensaios, o primeiro com uma resposta $V_{ME} = 0,23 \text{ mV/Oe}$ para o campo $H_{ac} = 1 \text{ Oe}$ à frequência de 1 kHz , variando o campo H_{dc} entre os -300 Oe e os 300 Oe . No segundo ensaio foi conseguida uma resposta $V_{ME} = 1,2 \text{ mV/Oe}$ para um campo $H_{ac} = 0,1 \text{ Oe}$ à frequência de ressonância do compósito, variando o campo H_{dc} entre os -30 Oe e os 30 Oe . Sendo verificada linearidade pelos autores em ambos os ensaios para uma sensibilidade limite na ordem dos $0,1 \text{ mOe}$, cerca de 10^{-8} T , como pode ser visto na Fig. 1.12[21].

Existem ainda alguns ensaios mais recentes que demonstram que podem detetar variações em campos H_{dc} na ordem dos 10^{-10} T , com um limite de sensibilidade de $H_{dc} = 15 \text{ nT}$, aplicando um campo $H_{ac} = 0,1 \text{ Oe}$ a uma frequência de operação de 1 kHz . Mas aumentando a frequência de operação é possível atingir melhores resultados, provavelmente por aproximar-se da frequência de ressonância da fase piezoelétrica, aumentando o limite de sensibilidade para $H_{dc} = 12 \text{ nT}$ [22]. Com a variação nos comprimentos dos materiais foi possível atingir uma sensibilidade ainda maior, entre 5 a 6 nT à frequência de 1 kHz , melhorando até 1 nT quando opera a uma frequência de 10 kHz [22, 23]. Giang e Duc (2009) construíram um protótipo capaz de medir simultaneamente campos H_{dc} e H_{ac} e até a orientação do

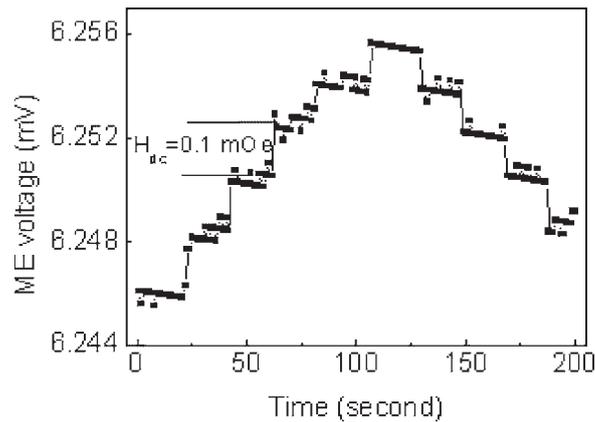


Figura 1.12: Limite de sensibilidade do sensor ME para campos H_{dc} [21].

campo. Neste protótipo existe uma bobina responsável por gerar o campo H_{ac} que envolve o compósito ME utilizado. Conseguiram alcançar uma $V_{ME} = 2 \text{ mV/Oe}$ para pequenos campos H_{dc} [24].

Fazendo uma breve análise aos estudos feitos para medição de campos H_{dc} é possível perceber que existem já grandes possibilidades de medir variações até um grau de sensibilidade de 1 nT , com uma maior fiabilidade quando H_{ac} excita o compósito ME à frequência de ressonância. Estes resultados levantam a hipótese da possibilidade de substituição de outros sensores de campo H_{dc} , como o *fluxgate*, na detecção de campos geomagnéticos, dotando esta tecnologia da capacidade de ser aplicada em sistema de localização e navegação. Os *fluxgate* têm a desvantagem de ter histerese magnética e *offset* quando o campo magnético é nulo. A potência de funcionamento é mais elevada que os sensores ME. Mas, em contrapartida, o seu funcionamento é independente do nível de temperatura [23].

1.3.2 Aquisição de Dados e Comunicação

Os sensores são materiais que, quando sujeitos a uma grandeza analógica, geram como reação um sinal elétrico. As grandezas a medir podem ser algo como a temperatura, a pressão, a aceleração, a distância, a velocidade de rotação, entre outros. O processo analógico normalmente utilizado para obter informação sobre a grandeza que se está a medir, e que gera uma resposta do sensor com um valor de tensão de amplitude reduzida é, resumidamente, através de uma pré-amplificação e filtragem. Em seguida faz-se uma amplificação com um maior ganho antes da conversão para um sinal digital. Os motivos para a utilização de uma pré-amplificação antes de

uma amplificação maior, deve-se ao facto do sinal ter uma amplitude baixa e estar sujeito a ruído eletromagnético e, por isso, o circuito de pré-amplificação deve estar o mais próximo possível do sensor para atenuar as capacidades da cablagem por onde o sinal é transmitido [25].

Este método ajuda a melhorar a relação sinal-ruído, o SNR (*Signal to Noise Ratio*), que é importante para a extração da informação pretendida do sinal com a menor contaminação possível de ruído. O processo digital usa uma abordagem também normalmente comum, começando por uma transformação do sinal analógico para digital através de um conversor, um ADC (*Analog to Digital Converter*), que converte os valores de tensão para uma gama de valores inteiros dependente da sua resolução. Estes valores são enviados para um microcontrolador/microprocessador, DSP (*Digital Signal Processor*) ou FPGA (*Field Programmable Gate Array*), através de uma ligação interna, caso o ADC seja interno a um desses dispositivos, ou através de uma comunicação externa, caso seja um ADC externo.

Os conversores externos são normalmente utilizados quando existe uma necessidade de maior resolução que os ADCs internos não têm, mas com o contratempo de atrasarem o sistema com o tempo de comunicação e ocuparem o processador com o controlo da receção e processamento dados. Este método é uma abordagem clássica para aquisição de dados e comunicação digital de um sensor. Para sensores que fornecem uma resposta em corrente alternada, a frequência do sinal é algo a ter em conta para projetar os componentes adequados, quer para o ganho do amplificador quer para a taxa de amostragem necessária para reconstruir o sinal digitalmente. Outro fator a ter em conta é o valor de tensão proveniente do amplificador no canal de entrada do ADC. Para o valor não ultrapassar a gama de tensões que o ADC está preparado ou configurado para ler, é possível utilizar um díodo de *Zener* com uma tensão mínima de condução que, quando é atingida, conduz a maior parte da corrente para a terra. Essa tensão é a tensão limite a aplicar no canal do ADC. Para processamento do sinal e ser possível obter um valor real escalar das amostras do sinal, pode ser utilizado o valor da tensão pico a pico do sinal, ou seja, a variação entre o valor máximo e mínimo a cada período do sinal [26].

1.3.2.1 Técnicas para Aquisição de Sinais de Sensores com Resposta em Carga Elétrica

No caso dos sensores ME como a fase em que o circuito de aquisição de sinal vai estar ligado diretamente é a fase piezoelétrica, faz sentido ver que abordagens são normal-

mente utilizadas para amplificação deste tipo de sensores, sejam eles exclusivamente piezoelétricos ou compósitos ME. Um sensor piezoelétrico pode ser modelado como uma fonte de carga, um condensador e uma resistência de saída, ou como uma fonte de tensão com um condensador e resistência em serie. Esses modelos podem ser vistos na Fig. 1.13. A carga produzida depende da constante piezoelétrica do sensor. A capacidade é determinada pela área, largura e a constante dielétrica do material. A resistência serve para representar a dissipação de carga estática do material. Normalmente a alta impedância do sensor requer um amplificador com uma grande impedância de entrada para se conjugar com a impedância do material. Normalmente são utilizados amplificadores com entrada do tipo JFET (*Junction Field Effect Transistor*) ou CMOS (*Complementary Metal Oxide Silicon*) [27].

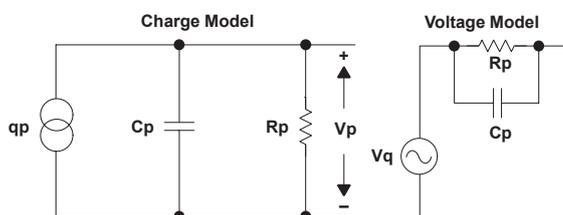
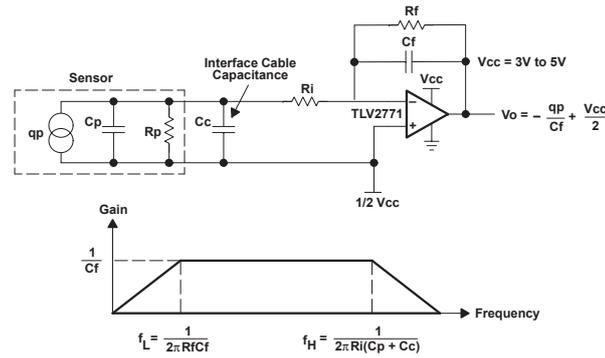


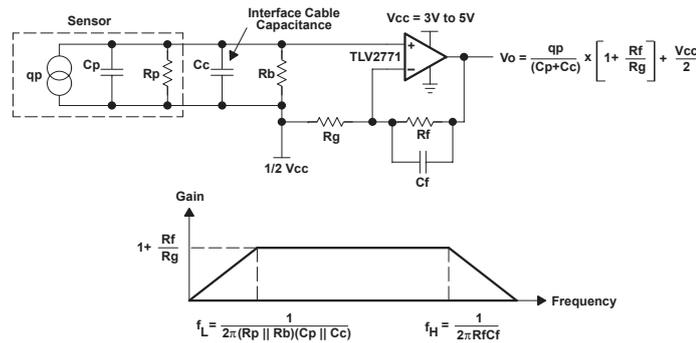
Figura 1.13: Modelos elétricos de um sensor piezoelétrico, modelo em carga (esquerda) e modelo em tensão (direita) [27].

A tensão normal de saída de sensores piezoelétricos pode variar desde microvolts a centenas de volts e os requisitos para o circuito que faz o acondicionamento de sinal variam substancialmente. Os elementos chave a considerar são a frequência de operação, a amplitude, a impedância de entrada e o modo de operação. Os métodos mais utilizados são amplificadores de carga como primeiro contacto com o sensor, devido à transmissão do sinal em carga (circuito típico na 1.14a), embora existam métodos para uma amplificação do sinal em tensão caso o sistema de amplificação esteja próximo do material ME, existindo pouca capacidade dos cabos que interfira na transmissão do sinal (circuito típico na 1.14b)[27]. Depois desta fase é possível fazer o acoplamento do circuito a um conversor analógico para digital que, dependendo da gama de leituras pode ser necessário adicionalmente criar um *offset* para que o sinal oscile em torno de um nível de tensão acima de 0 V. A partir do momento em que o sinal possa ser lido digitalmente, é possível a implementação de controlo digital para que um sistema concreto possa agir de acordo com os dados obtidos do sensor [26, 27].

Blejan et al (2008) construíram um circuito de acondicionamento de sinal que



(a) Circuito de amplificação por carga;



(b) Circuito de amplificação em tensão;

Figura 1.14: Circuito de amplificação por carga (a) e por tensão (b) com filtro ativo passa-banda com frequências de corte e ganho especificadas pelos componentes [27]

utiliza este tipo de sensores para medição de forças, aceleração e pressão. Os componentes/protocolos de comunicação utilizados (Fig. 1.15) foram um circuito amplificador de carga, um microcontrolador com ADC interno de 10 bits, uma comunicação RS232 com o computador, um conversor DAC (*Digital to Analog Converter*) controlado por PWM (*Pulse Width Modulation* - modulação de largura de impulso) e uma consola local que comunica através de uma comunicação *I²C* (*Inter-Integrated Circuit*) [28].

Os dados obtidos são armazenados num *buffer* (porção de memória com limite definido num sistema computacional ou microcontrolador) circular de 800 posições, uma forma de reaproveitar a memória do microcontrolador e ir substituindo os valores mais antigos do *buffer* pelos mais recentes, à medida que as leituras vão sendo feitas [29]. Na saída deste sistema é obtido um sinal analógico alternado reconstituído do sinal proveniente do sensor previamente digitalizado com uma gama

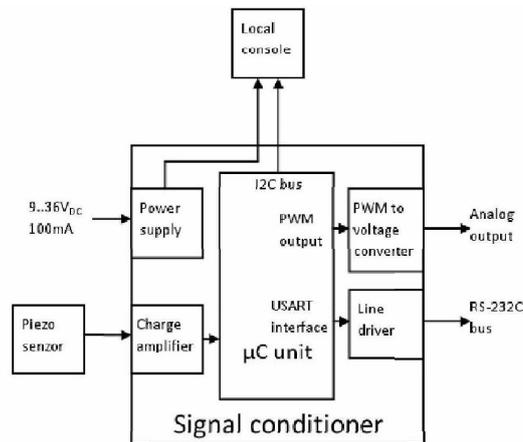


Figura 1.15: Diagrama de blocos do circuito de aquisição de sinal [8].

de saída dos 0 aos 5 V (Fig. 1.16). É possível verificar a saída linear obtida pelo sensor e pelo circuito de aquisição de sinal [8].

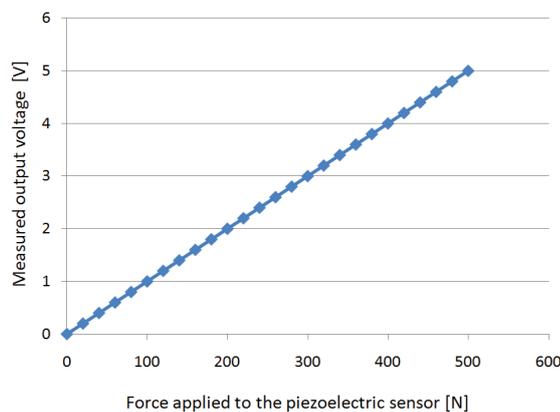


Figura 1.16: Valores de saída do circuito de aquisição de um sensor piezoelétrico de acordo com a força aplicada [8].

A tecnologia piezoelétrica tem proporcionado a construção de sistemas de grande viabilidade e polivalência em ambientes adversos devido à sua imunidade à temperatura e radiação [8]. Adicionalmente, este material tem como mais-valia o facto de ser leve, pequeno e ter um longo tempo de vida útil, o que motivou a construção de sistemas como um giroscópio piezoelétrico, utilizado para deteção de desvios no valor de tensão 0 V, devido ao ruído estocástico variante ao longo do tempo. É utilizado um microcontrolador de 32 bits com uma frequência de processador de 150 MHz, um módulo ADC de 12 bits de resolução com capacidade de recolher amostras até 12,5 Msps. O esquema da Fig. 1.17 representa o hardware de

aquisição de sinal utilizado, baseado no pré-processamento analógico, no controlador digital e uma comunicação baseada em USB (*Universal Serial Bus*) [30].

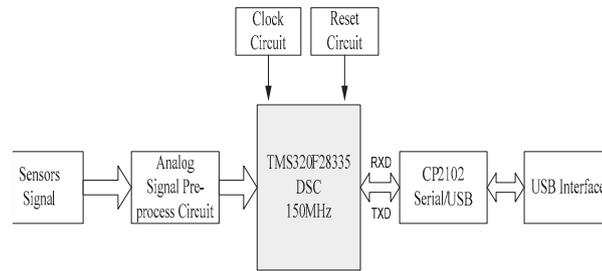


Figura 1.17: Estrutura do sistema de aquisição de dados do sensor baseado num giroscópio piezoelétrico [30].

Fazendo uma análise aos sistemas existentes, quer para aquisição de dados de sensores ME, quer de sensores piezoelétricos, é possível ver que, apesar da diferença do tipo de grandeza a medir, o comportamento a nível elétrico é proporcional com a sua resposta em carga. A frequência de operação dos sinais varia desde quase-estáticos a alta frequência, sendo a melhor resposta obtida à frequência de ressonância. Mas devido ao objetivo de utilizar o compósito ME como sensor, a frequência pretendida é 1 kHz para ser possível ler com microcontroladores de baixo custo. Pelos estudos previamente mencionados com sensores ME, existem boas perspectivas para que seja possível obter variações nos campos magnéticos a essa frequência.

1.4 Objetivos

Este tema de dissertação tem como objetivo principal desenvolver um sistema de aquisição de sinal para um sensor magnetoelétrico. Desta forma, um dos objetivos é transformar o compósito ME à base de PVDF e Vitrovac num sensor e, comprovar as suas potencialidades, linearidade e detetar os melhores pontos e frequências de operação onde este compósito mostra maior sensibilidade ao campo magnético. É esperado, com este sistema de aquisição de sinal, ser possível ler campos magnéticos contínuos (H_{dc}) com variações na ordem dos nT .

1.5 Resumo

Neste capítulo foram abordadas as motivações da realização deste projeto e os vários blocos de processamento que envolve um sistema de aquisição de sinal. Além

disso, foi brevemente referida a forma como a tecnologia ME funciona, que materiais utiliza, a sua evolução ao longo tempo, as dificuldades que existiram para realmente se encontrar algum potencial como sensor para este efeito, até à descoberta de compósitos ME com uma produção menos dispendiosa. Os materiais utilizados para as fases piezoelétrica e magnetoestrutiva são analisados individualmente, referindo-se a forma como interagem às respetivas grandezas aplicadas.

Os sensores de campo magnético já existentes têm uma grande gama de utilizações para vários níveis de campo magnético, maior e menor que o campo magnético terrestre, e para várias frequências. Neste capítulo é referido de que forma os sensores ME se podem encaixar neste mercado já dominado pelos SQUID e magnetómetros. São discutidos e referidos alguns ensaios com sensores ME construídos à base de vários tipos de materiais magnetoestrutivos e piezoelétricos de diversas configurações. Sendo também referidos os valores e sensibilidades atingidas, com sinais a frequências perto e longe da frequência de ressonância da fase piezoelétrica.

São também referidos alguns sistemas de aquisição de sinal e comunicação para sensores piezoelétricos, existindo uma convergência para o mesmo método. Através da utilização de um amplificador de carga (também comum nas amplificações nos ensaios com a tecnologia ME) conectado eletricamente a um ADC com a resolução necessária, finalizando o processamento de dados com um microcontrolador que tenha o desempenho necessário. Os tipos e métodos de comunicação variam conforme os requisitos da aplicação e frequência de operação do sinal.

2 Estudo dos Sistemas de Aquisição de Sinal e de Comunicação

Neste capítulo serão abordados os métodos aplicados para construção do protótipo de aquisição de sinal e comunicação, tendo em conta a literatura. Além disso, são mencionados como será feita a geração de campos magnéticos AC e DC, de que forma é que se irá testar o sensor e para que valores. Depois, são referidos os materiais utilizados no compósito ME e as razões da sua escolha bem como os resultados iniciais obtidos com esse compósito. É, também, descrito o método de amplificação escolhido, termos e condições de operação a ter em conta e possíveis necessidades de filtragem analógica inicial. Nos passos seguintes é descrita a parte digital do sistema que alberga componentes como o ADC, o microcontrolador, o conversor TTL-RS232 e a receção de dados. No ponto do conversor analógico para digital, é explicada a sua implementação e é descrito o tipo de ligação *firmware* a ser utilizada para comunicar com o microcontrolador.

No passo seguinte é abordada a forma como o microcontrolador processa a informação recebida do ADC, como é transmitida para o computador e com que tipo de ligação, sendo dada a conhecer uma primeira abordagem ao algoritmo de controlo a ser implementado. No último dispositivo antes da comunicação com o computador, é apresentado o método e alguns dispositivos que fazem a conversão dos sinais provenientes do microcontrolador para sinais com os níveis de tensão RS232. No último ponto do capítulo são descritos alguns métodos de filtragem digital, que podem ser implementados para descontaminação do sinal de possíveis sinais com frequências fora do espectro pretendido. Na Fig. 2.1 é possível ver os principais blocos e estágios do sinal ao longo do sistema, começando pela amplificação, em seguida a filtragem e, depois, as conversões e envio dos dados para uma plataforma com maior capacidade computacional.

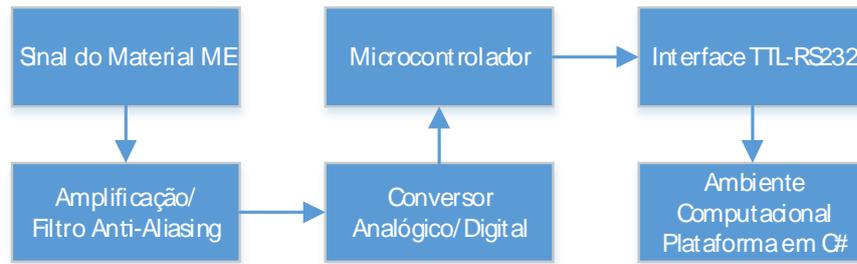


Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema.

2.1 Campos Magnéticos Alternado e Contínuo

Os campos magnéticos alternado e contínuo são gerados por dois pares de bobinas de *Helmholtz* alimentadas por um gerador de sinais/fonte de corrente alternada e uma fonte de corrente contínua. Os campos H_{ac} e H_{dc} , que irão ser gerados, podem ser calculados pelas equações 2.1 e 2.2[12].

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

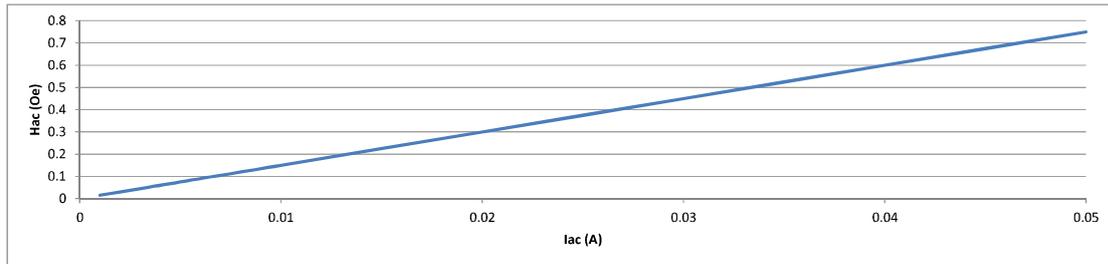
$$B = \frac{\mu_0 8 N I}{\sqrt{125} R} \quad (2.1)$$

$$H = 10000 B \iff 1 T = 10^4 Oe \quad (2.2)$$

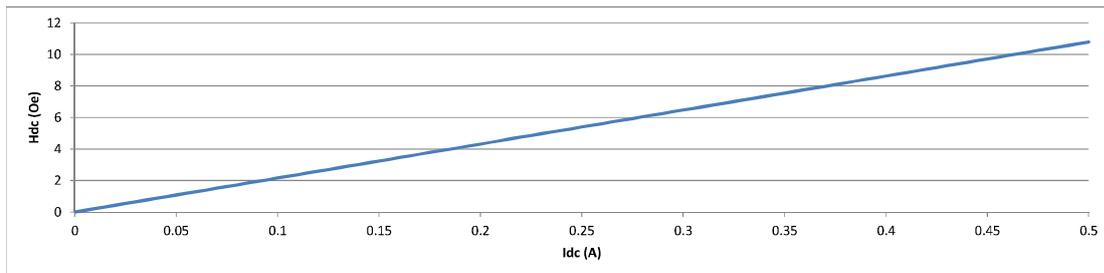
Onde μ_0 representa a constante de permeabilidade $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} T.m/A$, N representa o número de espiras de cada bobina, I representa a corrente aplicada em amperes e R o raio da bobina em metros [31]. O campo H_{ac} , gerado conforme a corrente injetada em cada par, pode ser visto no gráfico da 2.2a. As bobinas são constituídas por 50 espiras e têm um raio de 3 cm. O campo H_{dc} é gerado por um par de bobinas com 240 espiras e um raio de 10 cm. No gráfico da 2.2b é possível ver a amplitude de campo gerado conforme a corrente aplicada.

2.2 Materiais ME

Os materiais ME foram escolhidos de acordo com as diferentes características mecânicas e do acoplamento entre fases. Neste projeto é utilizado como fase piezoelétrica o PVDF, e como fase magnetoestrictiva o Vitrovac. Estes compósitos exibem um



(a) Campo H_{ac} gerado pelo par de bobinas de *Helmholtz* de 50 espiras e raio 3 cm;



(b) Campo H_{dc} gerado pelo par de bobinas de *Helmholtz* de 240 espiras e raio 10 cm;

Figura 2.2: Campos magnéticos alternado (a) e contínuo (b) gerados pelos dois pares de bobinas de *Helmholtz* conforme a corrente injetada.

melhor acoplamento ME que outros compósitos previamente referidos, trazendo as vantagens e desvantagens de acordo com as suas características. Através dos testes foi possível comparar os dados teóricos e experimentais, tendo auxiliado na escolha de qual o melhor tipo de acoplamento entre as fases e a espessura da fase de PVDF para maximizar a tensão ME induzida. Os resultados experimentais mostram que a resposta ME aumenta com a espessura do PVDF. Na escolha do PVDF vários fatores foram tidos em conta como por exemplo a sua flexibilidade, a grande resistividade elétrica, baixas perdas, ter a maior resposta piezoelétrica entre os polímeros e a vantagem de ser facilmente fabricado em larga e pequena escala, com processos de fabrico a baixa temperatura. O Vitrovac foi utilizado não pela sua modesta capacidade magnetoestrictiva, mas pelo seu elevado coeficiente piezomagnético a baixos campos magnéticos (≤ 15 Oe). Desta forma, a resposta ME foi estudada em função da espessura do PVDF e propriedades de acoplamento, sendo os resultados teoricamente avaliados, com o intuito final de otimização destes materiais para aplicações tecnológicas inovadoras como os sensores de campo magnético (Fig. 2.3)[32].

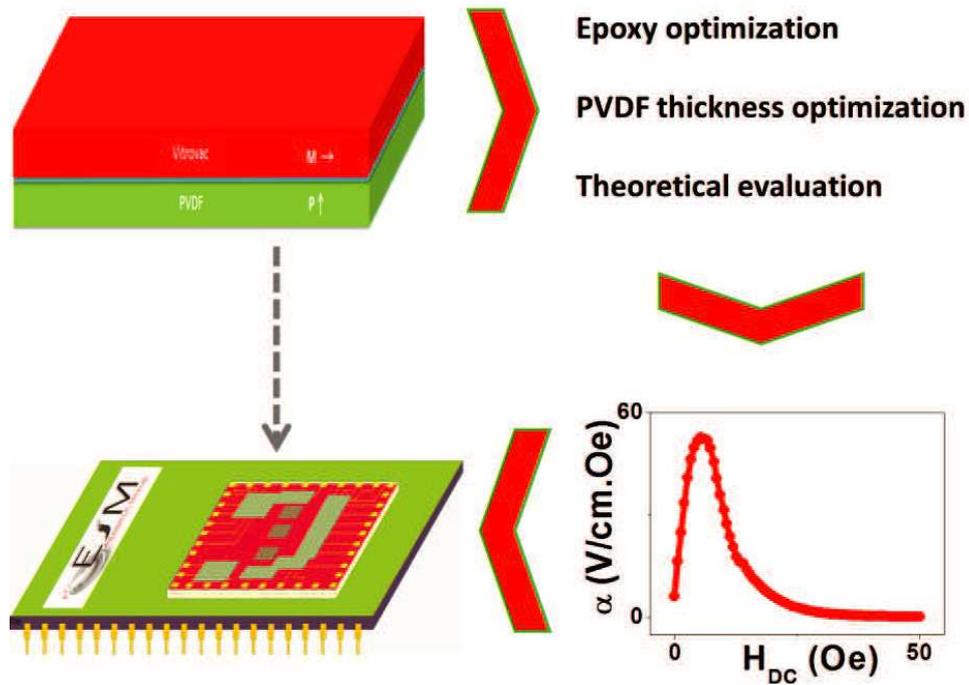


Figura 2.3: Representação esquemática do compósito PVDF/Vitrovac, Resposta ME onde α representa o coeficiente ME [32].

2.3 Sinal do Material ME

A resposta do material ME em termos de sinal a adquirir, exibirá um sinal linear em termos de valor eficaz, como resposta ao campo magnético alternado como pode ser visto na Fig. 2.4. O campo magnético contínuo ao ser aplicado simultaneamente com o alternado, provocará uma maior amplitude no sinal. Essa variação pode ser utilizada para obter o valor do campo magnético contínuo que está a ser aplicado na amostra ME.

Dados estes requisitos, é necessário especificar o hardware a utilizar para o condicionamento de sinal, ganho a aplicar, gama de tensões sobre a qual o sinal deve variar, resolução que o sinal digitalizado deve ter e velocidade de comunicação necessária. Se existe ou não a necessidade de um sistema de comunicação em tempo real, ou se os custos associados não são justificáveis para tal. A resolução do sinal irá ditar a capacidade do sistema para distinguir em quantos nT o campo alternado ou contínuo variou, o que pode exigir um maior desempenho do microcontrolador. Em situações mais extremas cada ciclo de relógio por instrução conta para o tempo que cada tarefa demora a ser executada.

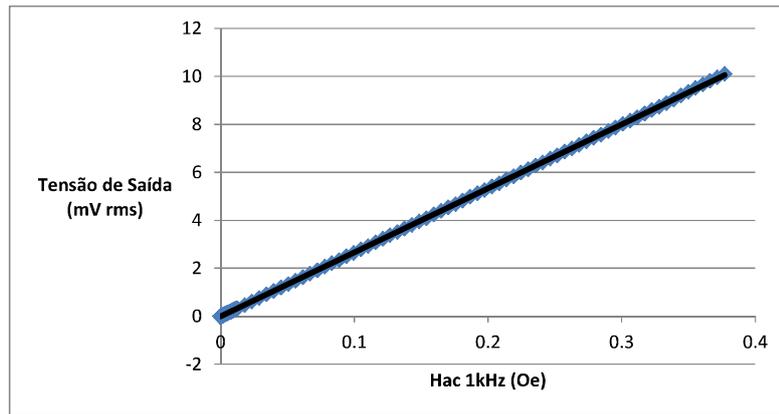


Figura 2.4: Sinal de Saída do Material ME a um Campo Magnético Alternado de 1 kHz .

2.4 Amplificação e Filtro de *Anti-Aliasing*

O sinal esperado tem uma amplitude de algumas dezenas de mV . Existe uma necessidade evidente de uma amplificação antes do valor ser lido pelo ADC e então ser feita uma linearização do sinal. Tratando-se de um sinal alternado, o amplificador deverá ter o ganho necessário para a frequência de operação. Para este tipo de sensores, com um material piezoelétrico, neste caso PVDF, o tipo de amplificadores normalmente utilizados são do tipo FET com uma elevada impedância de entrada e uma corrente de polarização de entrada até 10 pA [18]. Neste circuito de amplificação pode-se revelar necessário incluir um filtro de *anti-aliasing* que atenuar frequências acima da metade da frequência de amostragem do conversor analógico/digital, uma vez que essas componentes de frequência mais elevada não podem ser reconstituídos no sinal digital obtido. Pelo teorema de *Nyquist*, um sinal para ser reconstituído digitalmente é necessário uma frequência de amostragem no mínimo duas vezes superior à largura de banda do sinal a ser lido. A Fig. 2.5 mostra uma abordagem tradicional à aquisição de sinal com um filtro de entrada, para atenuar as componentes indesejadas, sendo este problema chamado de *Aliasing*. O filtro que evita é chamado de *Anti-Aliasing* [33].

Como foi mencionado anteriormente, o circuito de acondicionamento de sinal para um material ME é feito com um amplificador de carga, devido à resposta da sua fase piezoelétrica. O ganho a aplicar ao sinal irá ser o maior possível sem que seja atingida a saturação do amplificador e os limites da gama de leitura do ADC. Aplicando-se então ao sinal anterior um ganho suficiente para que seja possível obter uma variação máxima de cerca de $3,5\text{ Vpp}$ no sinal alternado a ser lido. Para tal,

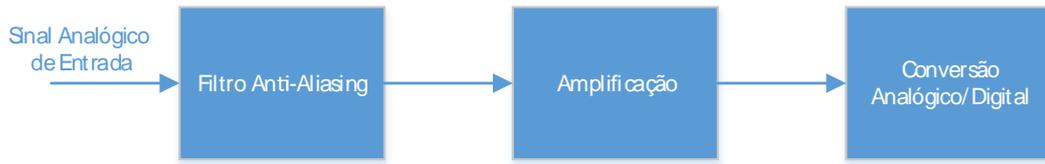


Figura 2.5: Filtro de *Anti-Aliasing*.

existe a necessidade de um tipo de amplificador que tenha as características que melhor se adequem a um sensor piezoelétrico. Sendo que este tipo de sensores respondem com um sinal de carga de acordo com a deformação/deflexão sofrida.

A Fig. 2.6 mostra um esquema básico de um amplificador de carga que pode ser utilizado para um circuito de acondicionamento de sinal para este tipo de sensor. O circuito de acondicionamento de sinal deve ter uma baixa impedância de entrada para captar a maioria da carga de saída do sensor. O amplificador de carga é a melhor solução, dado que a sua entrada fornece uma terra virtual ao sinal do sensor, desde que o amplificador mantenha um ganho alto à frequência do sinal. Se alguma carga proveniente do sensor se concentrar na capacidade existente aos terminais do sensor, ou na capacidade parasita à entrada do amplificador, aparece uma tensão sobre a entrada do amplificador. Esta tensão é imediatamente compensada e anulada pela extração do mesmo nível de carga através da ligação na entrada negativa, constituída por R_f e C_f .

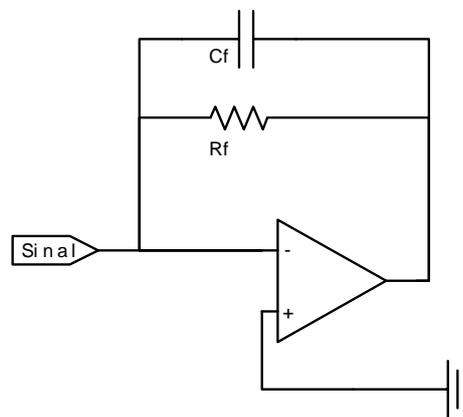


Figura 2.6: Esquema básico de um amplificador de carga clássico.

O ganho desta configuração é dado pelo tamanho do condensador (desprezando o efeito de R_f na saída do circuito). Quanto menor a capacidade do condensador, maior é o ganho, como pode ser deduzido pela equação 2.3.

$$G = \frac{1}{C_f} (mV/C) \quad (2.3)$$

O ganho definitivo do circuito não depende da capacidade existente no sensor, mas o seu valor pode afetar a quantidade de ruído presente. Para polarizar corretamente o amplificador é necessário dotar o circuito de um caminho DC (contínuo) para a corrente de polarização da entrada, ou seja, através de uma resistência de *feedback*, R_f . A frequências mais baixas, o condensador de *feedback* C_f torna-se um circuito aberto e a resistência de *feedback* torna-se dominante, reduzindo o ganho de forma efetiva. A altas frequências, a impedância do condensador torna-se menor, eliminando efetivamente o efeito da resistência de *feedback*. A resposta do circuito final é de um filtro passa-alto com um polo em $\frac{1}{2\pi R_f C_f}$. A corrente de polarização de entrada flui através da resistência de *feedback* e cria algum *offset* na saída do amplificador. Este fator pode ser minimizado através da escolha de um amplificador com entrada do tipo FET. As correntes de polarização de entrada deste tipo de amplificadores são inferiores a 100 pA, o que é suficiente desde que a resistência de *feedback* seja inferior a 1 GΩ. O *offset* resultante pode ser filtrado com um acoplamento AC (alternado) entre andares. A baixa densidade de corrente de ruído espectral neste tipo de amplificadores, é uma mais valia para medição em sensores com uma fonte de carga de alta impedância. É necessário ter em atenção que, devido à dificuldade em manter o polo do filtro passa-alto em valores baixos, torna-se difícil a utilização de um sensor piezoelétrico em aplicações próximas de DC (mesmo que as correntes de fuga no sensor sejam bastante pequenas). Com base na literatura, foi escolhido o amplificador da *Texas Instruments* o LMC660, uma vez que segue os parâmetros necessários como ganho, corrente de polarização e impedância de entrada superior a 1 TΩ, e inclusive, foi utilizado numa aplicação com materiais ME devido às suas características, bem como o custo associado [18, 34].

2.5 Conversor Analógico para Digital e Comunicação

Os ADCs são utilizados quando existe a necessidade de transmitir dados para uma plataforma digital, tal como é o caso de um computador ou microcontrolador. Como nesta dissertação existe a necessidade de comunicação com uma plataforma digital, é essencial a utilização de um conversor deste género. Para uma gama de tensão entre 0 e 4 V e uma resolução de 16 bits existe a possibilidade de detetar variações

de $61 \mu V$, como pode ser visto na equação 2.4. Esses $61 \mu V$, à saída do circuito de acondicionamento e amplificação de sinal, representam uma variação em alguns μOe , na ordem dos $10^{-9} T$, no campo magnético como é possível perceber no gráfico Fig. 2.7.

$$\frac{4}{2^{16}} = 61 \mu V \quad (2.4)$$

Para adquirir o sinal digitalmente irá ser utilizado um ADC com uma comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*). Os dados convertidos são enviados e armazenados na memória RAM (*Random Access Memory*) do microcontrolador. A velocidade deste tipo de comunicação é superior à comunicação I^2C , podendo ser utilizado um sinal de relógio de sincronização que pode atingir velocidades maiores que os $10 MHz$. Para ir de encontro com estas características, foi escolhido o ADS7813 da Texas Instruments. As características deste ADC permitem obter um sinal com uma resolução de 16 bits a uma taxa de amostragem até $40 kps$. A entrada é do tipo *Single-Ended* (apenas um nível de tensão de terra), tendo o custo menor do que os ADCs com entrada diferencial. Embora que, para sinais de frequências mais altas, uma entrada diferencial tem melhor imunidade ao ruído atenuando possíveis contaminações do sinal[35].

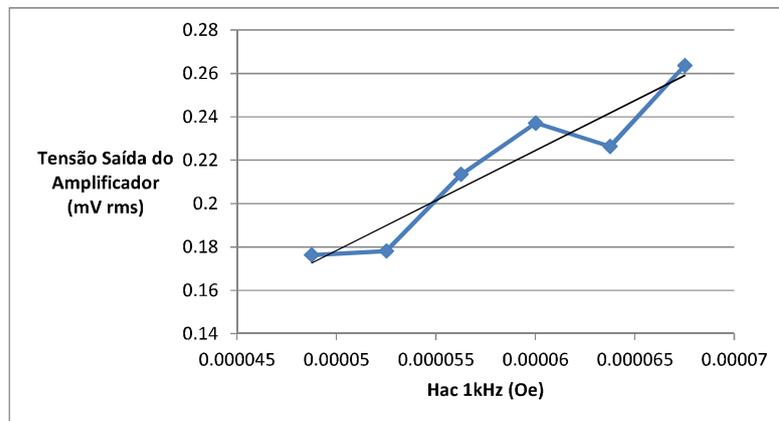


Figura 2.7: Variação para $100 \mu V$ do campo magnético alternado.

A comunicação SPI é um protocolo de comunicação utilizado ao nível do *Hardware/Firmware*. Este foi desenvolvido pela *Motorola* e mais tarde adotado por outros na indústria. É também conhecida por ser uma comunicação série a 4 fios. Trata-se de uma comunicação série com uma interface simples, utilizada por vários módulos periféricos presentes em microprocessadores/microcontroladores, o

que possibilita que os controladores e dispositivos periféricos comuniquem entre si. Apesar de ser uma comunicação desenvolvida primeiramente para a comunicação entre um processador e um periférico, uma ligação SPI entre dois processadores é também possível.

A interface SPI funciona em *Full Duplex* (comunicação bidirecional simultânea), com uma transmissão de dados síncrona através de uma interface *Master/Slave* e pode suportar uma velocidade de transmissão de 10 *Mbps*. É possível utilizar este tipo de transmissão para comunicar com mais do que um dispositivo, utilizando o dispositivo principal, *Master*, para selecionar um *Slave* com o qual irá fazer troca de dados.

O protocolo SPI especifica 4 ligações:

- MOSI (*Master Out Slave In*) - O sinal MOSI é gerado pelo dispositivo *Master* e o recetor é o dispositivo *Slave*;
- MISO (*Master In Slave Out*) - O sinal MISO é gerado pelo dispositivo *Slave* e o recetor é o dispositivo *Master*;
- SCLK (*Synchronous Clock*) - O sinal SCLK pelo dispositivo *Master* para sincronizar as transferências de dados entre dispositivos *Master* e *Slave*;
- SS (*Slave Select*) do *Master* para CS (*Chip Select*) do *Slave* - Sendo SS o sinal gerado pelo *Master* para selecionar um dispositivo *Slave*/periférico individual estando ativo com um sinal a zero.

A Fig. 2.8 mostra como podem ser feitas as ligações entre um dispositivo *Master* e dois dispositivos *Slave*, sendo que os pinos SS0 e SS1 nunca podem estar simultaneamente a zero, visto que, apenas pode existir comunicação com um *Slave*/periférico de cada vez na mesma comunicação SPI [36, 37].

Para esta aplicação em concreto, apenas será necessário uma comunicação SPI com o ADS7813, logo, apenas existirá um dispositivo a funcionar como *Slave*.

2.6 Microcontrolador

O microcontrolador desempenha o papel mais importante no sistema, funcionando como núcleo que faz a interação entre o sinal a ser lido pelo ADC e o envio para o computador. Está também encarregue de fazer o controlo das conversões necessárias, temporizações e comunicação entre dispositivos. Como foi referido anteriormente,

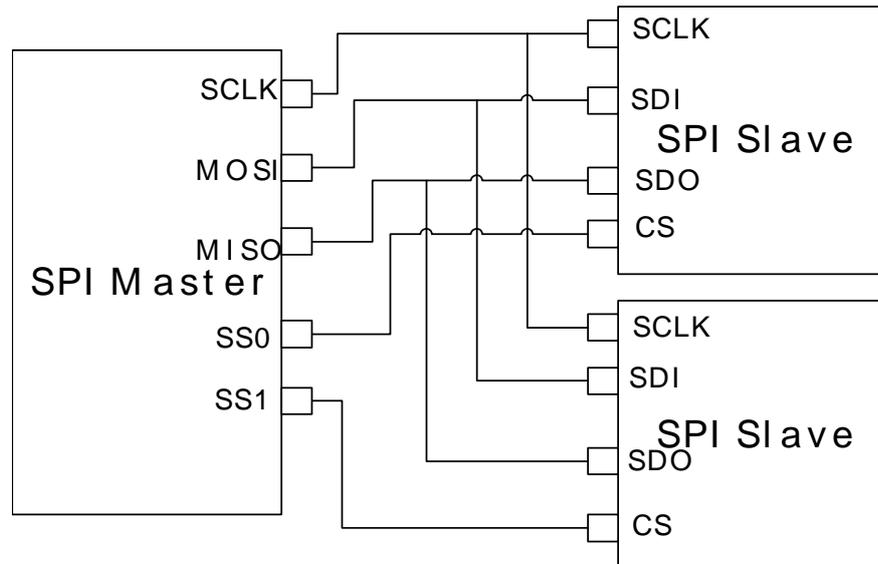


Figura 2.8: Ligações SPI.

funcionará como *Master* na comunicação SPI, fornecendo o sinal de relógio para a sincronização da comunicação e controlando os pedidos de envio de dados a ser obtidos diretamente do ADC.

O ponto principal neste módulo do projeto é que este tenha um baixo custo e que satisfaça, simultaneamente, os requisitos da aplicação em termos de velocidade de operação necessária, de forma a que não comprometa a taxa de amostragem. Para esta tarefa foi escolhido um microcontrolador de 8 bits da *Microchip* um PIC18F46K22 devido ao desempenho e velocidade de operação, memória de código e de programa. Apesar deste tipo de microcontroladores necessitarem de 4 ciclos de relógio por instrução, para colmatar esta desvantagem, existe um módulo de PLL (*Phase Locked Loop*) que multiplica a frequência do oscilador por 4, uma técnica baseada em *pipelining* que possibilita que cada instrução seja executada num ciclo de relógio [38]. O ambiente de programação a ser utilizado é o MPLAB IDE 8.90, que através do PICKIT3, programa o microcontrolador através de uma interface simples a 6 fios.

O método a utilizar é através de uma amostragem do sinal para um *buffer* em memória de dados. O processo de amostragem não deve estar comprometido com a velocidade que o microcontrolador envia as amostras obtidas pelo protocolo de comunicação série (USART - *Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/-Transmitter*). Desta forma, a amostragem não é feita em tempo real, devido ao facto do processador estar ocupado com uma das comunicações de cada vez. Os

dados que são recebidos no *buffer* SPI do microcontrolador, são agregados, uma vez que o *buffer* SPI apenas pode receber 8 bits de cada vez, existindo a necessidade de existir uma junção dos bits mais significativos com os menos significativos. A fase final do processo feito pelo microcontrolador é enviar o *buffer* de dados armazenado na memória RAM através da comunicação por USART.

2.7 Conversor TTL/RS232 e Comunicação

A comunicação série é um dos protocolos de comunicação disponíveis mais fáceis de implementar. Os computadores mais recentes normalmente já não têm uma porta série disponível para realizar este tipo de comunicação, mas é possível a utilização de conversores USB para RS232. O microcontrolador a ser utilizado tem um módulo de comunicação série (USART) que funciona com níveis lógicos TTL (*Transistor-Transistor Logic*) cujos, variam entre +5 V e 0 V representando 1 e 0, respetivamente. A porta série (RS232C) de um computador opera em diferentes níveis de tensão sendo, 0 representado por -10 V e 1 por +10 V, existindo a necessidade da utilização de um transdutor que faça a conversão entre os diferentes níveis de tensão. Um transdutor bastante utilizado é o MAX232, mas por uma questão de preço e, também pela utilização de condensadores de menor capacidade na instrumentação, foi escolhido o ICL3232 que é um dispositivo equivalente. Este dispositivo funcionará então, como um transdutor para converter os sinais de USART, enviados e recebidos pelo microcontrolador de forma a comunicar pela porta série com um computador, utilizando os níveis de tensão utilizados na porta RS232. As ligações nesta comunicação podem ser vistas na Fig. 2.9, sendo esta uma interface simples com uma ligação de transmissão e receção, terminando com a necessária ligação de terra. Depois de um *buffer* de dados estar armazenado na memória do microcontrolador é enviado, então, byte a byte, pelo módulo de USART, uma comunicação a 3 fios com um *baudrate* definido nos bits de controlo do microcontrolador [39, 40, 41].

2.8 Tratamento do Sinal

A plataforma desenvolvida em C# fará o respetivo tratamento de dados, seja filtragem ou através do cálculo das médias nos valores pico a pico obtidos do *buffer* de amostras recebido pela porta RS232. Depois de traçar uma reta com as variações obtidas conforme o campo magnético aplicado é possível obter uma aproximação ao

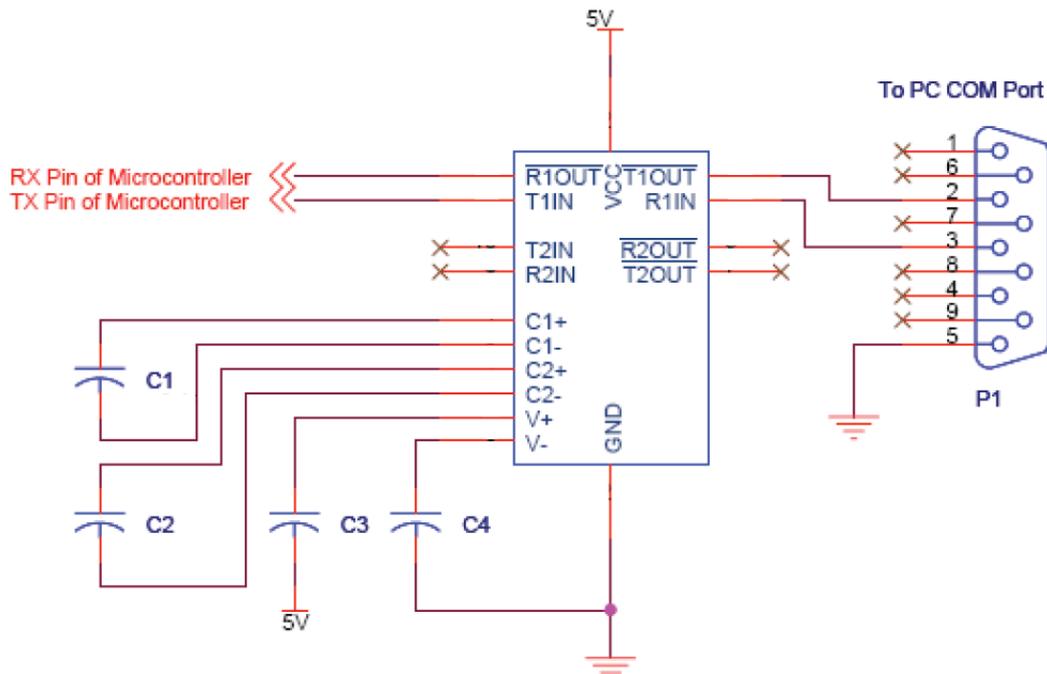


Figura 2.9: Ligações de um transdutor de TTL para RS232 [42].

valor real. Sendo que neste tipo de plataforma, é possível também aplicar processamento de sinal, não existindo limitações computacionais com números decimais, como acontece nos microcontroladores de 8 bits. Depois dos dados obtidos serem armazenados, as várias técnicas que existem para processamento digital de sinal são o processo seguinte a implementar, seja para eliminação de ruído no sinal, seja para outros processos úteis a uma qualquer aplicação em concreto.

Os filtros digitais são uma parte muito importante da área de processamento digital de sinal. Estes têm um desempenho fantástico na separação e reconstrução de sinais, o que originou com que se tornassem numa técnica extremamente usada e desenvolvida nos últimos tempos. A separação de sinais é necessária quando existe um sinal a ser lido que foi contaminado com outros sinais de frequências e amplitudes diferentes. Este tipo de técnicas pode ser aplicado em casos como por exemplo, num dispositivo que mede a atividade elétrica do coração de um bebé ainda no útero. O sinal original muito provavelmente será corrompido pela respiração e batimentos cardíacos da mãe. Um filtro pode separar esses sinais para que sejam analisados individualmente. A reconstrução de sinais é útil quando um sinal é distorcido por qualquer motivo. Exemplificando, uma gravação de áudio feita com equipamento de baixa qualidade pode ser filtrada para melhorar a aproximação da gravação com o som real. Uma outra aplicação é utilizar o mesmo método para reduzir a ofuscação

de uma imagem obtida com lentes mal focadas ou com a camera pouco firme.

Dentro desta área existem dois tipos de filtros, os filtros de resposta finita a um impulso (FIR) e os filtros de resposta infinita a um impulso (IIR). Os filtros FIR são implementados de forma iterativa através da convolução de sinais e os filtros IIR são implementados de forma recursiva e, inclusive, utilizam os modelos matemáticos dos filtros analógicos para calcular os coeficientes da sua respectiva equação recursiva, com recurso à transformada Z . Os filtros FIR têm as vantagens de ter fase linear e serem sempre estáveis ao longo do tempo, mas têm uma resposta mais lenta e a necessidade da utilização de uma ordem maior em relação aos filtros IIR [43, 33]. Devido à simplicidade de implementação e estabilidade, os filtros FIR podem ser uma melhor aposta para este tipo de aplicações.

Filtros Digitais de Resposta Finita ao Impulso Nos filtros FIR, como foi previamente referido, a resposta é finita, conseqüentemente, são sempre estáveis embora tenham uma resposta mais lenta em relação ao sinal original. Os métodos normalmente utilizados para projetar os filtros FIR debruçam-se essencialmente para que sejam de fase linear e com coeficientes reais. Esses coeficientes podem ser utilizados diretamente para implementar o filtro em hardware ou software, podendo ser quantificados e otimizados para a precisão e capacidade computacional do processador a utilizar para a filtragem. A resposta ideal em frequência é usada quando se projetam os filtros FIR com funções de janela. O objetivo é calcular as amostras ideais do filtro. Como os filtros FIR têm uma resposta finita ao impulso, a frequência de amostragem ideal do filtro tem que ser efetuada num número finito de pontos. Como a resposta ideal em frequência é infinita, é muito fácil produzir erros de amostragem, embora o erro é menor à medida que a ordem do filtro aumenta [44].

Resposta Ideal A resposta ideal em frequência pode ser calculada através da transformada inversa de *Fourier*. Os coeficientes das quatro respostas ideais em frequência “*standarizadas*” podem ser calculadas da forma como pode ser consultado na tabela Tab. 2.1. Os coeficientes w_c , w_{c1} e w_{c2} representam as frequências de corte em raios, existindo apenas uma (w_c) quando se trata de um passa-baixo ou passa-alto e obrigatoriamente duas (w_{c1} e w_{c2}), para um passa-banda e rejeita-banda. Os coeficientes do filtro ficam guardados no vetor $h_d[n]$, o valor de n está compreendido entre 0 e N , representando a ordem do filtro e, por fim, M é uma constante que pode ser calculada como $M = \frac{N}{2}$ [45].

Tipo de Filtro	Resposta em Frequência $h_d[n]$
Passa-Baixo	$h_d[n] = \begin{cases} \frac{\sin[w_c(n-M)]}{\pi(n-M)}; n \neq M \\ \frac{w_c}{\pi}; n = M \end{cases}$
Passa-Alto	$h_d[n] = \begin{cases} -\frac{\sin[w_c(n-M)]}{\pi(n-M)}; n = M \\ 1 - \frac{w_c}{\pi}; n \neq M \end{cases}$
Passa-Banda	$h_d[n] = \begin{cases} \frac{\sin[w_{c2}(n-M)]}{\pi(n-M)} - \frac{\sin[w_{c1}(n-M)]}{\pi(n-M)}; n \neq M \\ \frac{w_{c2}-w_{c1}}{\pi}; n = M \end{cases}$
Rejeita-Banda	$h_d[n] = \begin{cases} \frac{\sin[w_{c1}(n-M)]}{\pi(n-M)} - \frac{\sin[w_{c2}(n-M)]}{\pi(n-M)}; n \neq M \\ 1 - \frac{w_{c2}-w_{c1}}{\pi}; n = M \end{cases}$

Tabela 2.1: FIR - Respostas Ideais em Frequência

Filtros FIR com janelas O objetivo principal de definir as especificações do filtro tais como as frequências de corte, largura de transição e atenuação nas frequências fora da banda passante, é que a função de janela e a ordem do filtro são ambos especificados de acordo com esses parâmetros. E, acordando com isto, o tipo de janela selecionado tem de satisfazer as especificações planejadas. Quando a janela e a ordem do filtro estão definidas, é possível calcular os coeficientes da janela $w[n]$ utilizando a expressão para a janela selecionada. Depois de estimar os coeficientes da janela, é necessário encontrar as amostras em frequência do filtro ideal. As expressões utilizadas para calcular essas amostras, mencionadas anteriormente, ficam no vetor de coeficientes denominado $h_d[n]$ para o tipo de filtro a ser implementado. Desta forma, existirão duas seqüências de coeficientes, $h_d[n]$ e $w[n]$, com o mesmo número de elementos, cujo número representa também a ordem do filtro.

Os coeficientes finais do filtro FIR podem ser obtidos multiplicando as duas seqüências desta forma:

$$h[n] = h_d[n] \times w[n]$$

Não aplicando qualquer janela aos filtros FIR, a modelação do sinal funcionará com uma resposta ideal quadrangular, também chamado de janela quadrangular. Depois, existem as janelas que realmente alteram os coeficientes do filtro e a forma da modelação por consequência, como a janela triangular, *Blackman*, *Kaiser*, *Hamming*, *Hanning*, entre outras variações[46]. Existindo uma grande quantidade de ruído no sinal ME, as amostras recebidas no computador, poderão então ser processadas com um filtro FIR com ou sem janela para uma atenuação aos sinais que possivelmente contaminem o sinal ME.

2.9 Resumo

Neste capítulo é descrito como os campos magnéticos irão ser gerados para os testes com o compósito ME. São, também, descritos os materiais presentes no compósito a testar, as razões da sua escolha, bem como a amplitude do sinal obtido em testes posteriores. O amplificador de carga é discutido e analisado de forma mais pormenorizada, assim como, é escolhido o amplificador de acordo com a literatura e, também, a possível necessidade de um filtro de *anti-aliasing*. A frequência de corte deste filtro tem que ser equivalente a metade da frequência de amostragem do ADC de acordo com o teorema de *Nyquist*.

Para a interação com o circuito digital e, de acordo com o grau de resolução na ordem dos nT , é escolhido o ADS7815 com 16 bits de resolução e uma frequência de amostragem 40 vezes superior ao sinal de 1 *kHz*. A interface é feita através de uma comunicação SPI, logo, é analisada na mesma secção para um melhor entendimento de como pode ser implementada por *software* e *hardware*. Contudo, por *software* a dificuldade encontra-se nas temporizações, seja de conversão, de comunicação ou de simples compassos de espera que o ADC necessite.

Os valores/sinais digitais a aplicar irão depender dos estados do ADC. Estes valores/sinais irão ser aplicados pelo microcontrolador que é escolhido ao longo deste capítulo pelas razões anteriormente mencionadas. Terminando o hardware, com a escolha de um conversor TTL/RS232, que eleva os valores de tensão transmitidos pelo microcontrolador para os níveis do protocolo de comunicação RS232. É, então, por fim referido como irá ser tratado o sinal após receção num computador, através de uma plataforma em C# que poderá, então, aplicar algumas técnicas de filtragem, como os filtros FIR que têm um desempenho muito bom, apesar da sua resposta lenta.

3 Projeto Experimental

No capítulo anterior são apontados os materiais que compõe o compósito ME, o respetivo sinal de saída, o melhor método de amplificação, os dispositivos a utilizar, os protocolos de comunicação entre dispositivos e, por fim, são abordados os filtros digitais. No seguimento do capítulo anterior, neste capítulo é relatado como foi implementado o sistema depois do estudo prévio. É explicado como foi configurado o microcontrolador e, são esquematizados os vários blocos de processamento que ocupam o dispositivo durante o processo de aquisição e envio de amostras.

Depois, é analisado o comportamento do ADC através dos seus diagramas de tempos de conversão e comunicação, de que forma devem ser programados os sinais do microcontrolador que fazem a interface com o ADC, seja de envio ou receção de dados. São explicadas, também, as opções tomadas ao longo do projeto do código, de acordo com as informações obtidas nos documentos técnicos destes dois dispositivos.

No seguimento destes dois dispositivos, é descrito como as ligações são feitas no transdutor que transforma os sinais de comunicação USART provenientes do microcontrolador para os níveis de RS232. São ainda descritos alguns problemas, de acordo com o sinal obtido do sensor, que obrigaram a algumas alterações ao sistema originalmente previsto. Por fim, é explicado para que parâmetros de funcionamento foi implementado o circuito de amplificação e como foi medido digitalmente. É demonstrada a linearidade do sinal proveniente do sensor após amplificação, a quantidade de variação na tensão de saída, de acordo com o campo H_{dc} ao qual está sujeito, e o grau de variação detetado.

3.1 Microcontrolador

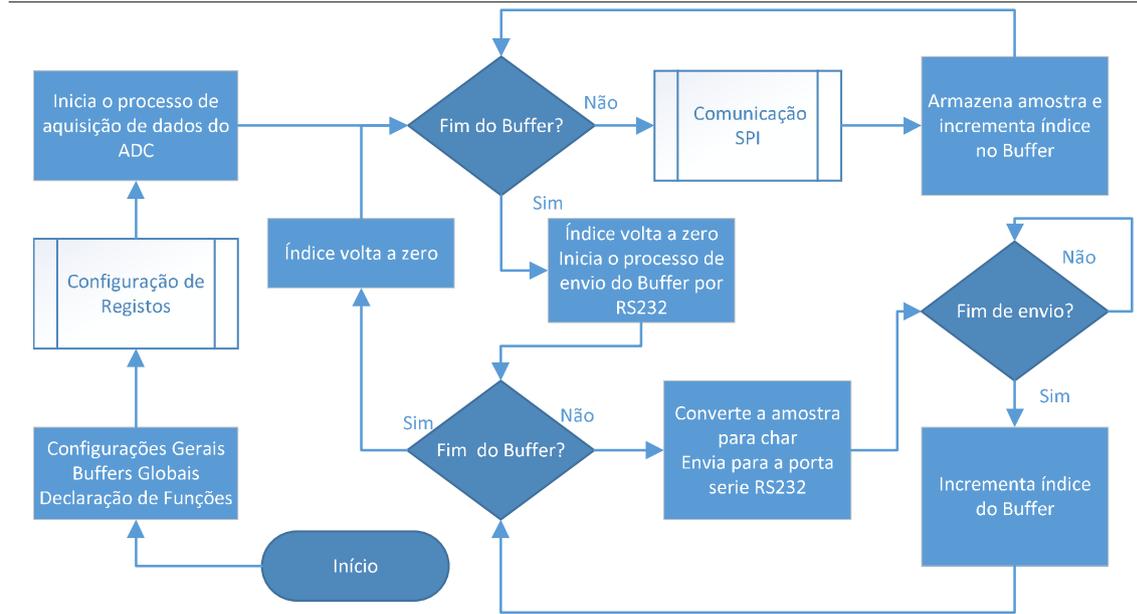
O método desenvolvido para a receção e comunicação de dados baseia-se numa amostragem e armazenamento de amostras na memória do microcontrolador e então, depois do espaço reservado em memória estar preenchido, as amostras são enviadas por USART via porta série com a respetiva conversão de sinais TTL/RS232.

Este processo funciona da forma como está representada pelo Algoritmo 3.1, onde é possível observar os vários processos e blocos de decisão que compõe o sistema de controlo. A linguagem de programação é C, com o pacote de bibliotecas C18 instalado no MPLAB, fornecido pela *Microchip* [38].

Configurações O *software* desenvolvido começa por fazer as configurações dos bits de controlo externos ao programa principal, como a escolha do sinal de relógio principal, visto que existem dois osciladores internos no microcontrolador. Depois de desativar a proteção dos blocos de programa contra escrita ou cópia, é reservado um espaço de 3200 bytes na memória, cerca de 1600 inteiros que irá ser o *buffer* global de amostras obtidas. Nesta fase, existiu alguma dificuldade em reservar um bloco este tamanho na memória RAM. O problema deveu-se ao facto de o C18 reservar a memória do microcontrolador em pequenos bancos de 255 bytes, não sendo possível declarar um vetor que vá além disso. A forma como se procedeu foi através da utilização de um *script* alterado do *Linker* do programa mapeando a memória manualmente, criando um banco de memória que englobou vários bancos de memória por defeito, num só. Depois destes processos, o programa inicia normalmente, chamando a rotina de configuração de registos para definição das comunicações, sinais a gerar por *hardware*, configuração dos pinos como entrada ou saída e frequências de operação dos *Timers* a ser utilizados.

Processo Geral Logo após as configurações estarem feitas, os pedidos de conversão chegam ao ADC que avisa, através de um sinal por *hardware*, que a conversão está acabada, sendo utilizado esse pino como interrupção externa. O *buffer* global armazena as amostras que são obtidas pela comunicação SPI, quando o limite do *buffer* é atingido, o *buffer* é percorrido novamente mas com o intuito de enviar cada amostra armazenada pela outra comunicação utilizada, a USART. Cada amostra possui dois bytes, sendo que é necessário utilizar o envio por RS232 duas vezes por amostra, uma vez que é apenas possível enviar 8 bits de cada vez. No fim do envio de cada amostra o índice do *buffer* incrementa passando para a próxima amostra, até à posição final do *buffer*. Quando é terminado o envio de todas as amostras presentes no *buffer* global, o índice é restaurado a zero e o processo repete-se em ciclo, com o *buffer* a ser preenchido com novas amostras para serem enviadas.

Configurações de Registos A rotina externa que faz as configurações iniciais do programa pode ser observada no Algoritmo 3.2, onde são especificados os módulos

Algoritmo 3.1 Processo geral de controlo

que são ativados e utilizados para esta aplicação em concreto. Na configuração do oscilador é definida uma frequência de operação máxima de 16 MHz , mas como em seguida é ativada a PLL, o que equivale a multiplicar por 4 a frequência de operação e desta forma é possível obter um oscilador equivalente a 64 MHz , através deste módulo de *pipelining*. Na definição de portas, os pinos são definidos como entradas ou saídas, analógicas ou digitais, dependendo da sua função e em que protocolos irão ser utilizados. Cada pino está diretamente relacionado com vários protocolos, podendo até ser usados de forma intercalada para mais do que uma função. Na definição destes pinos é, portanto, necessário configurá-los de acordo com a sua função. Sendo então necessário configurar os pinos que irão fazer a interface da comunicação SPI, onde apenas serão necessários três pinos: um para receber os dados de comunicação, um para fornecer o sinal de relógio à frequência correta e outro para ativar e desativar a comunicação SPI, dependendo das necessidades do sistema. É, também, necessário definir o pino que irá gerar o sinal de PWM. Este vai fazer pedidos de conversão constantes ao ADC por hardware. Depois, define-se o pino que irá receber a interrupção externa do ADC a avisar que a conversão está concluída. Em seguida são configurados os *Timers* e o módulo de PWM utilizado. O *Timer0* é utilizado para fazer um compasso de espera durante o envio por RS232, antes do microcontrolador começar novamente a preencher o *buffer* com novas amostras, visto que a comunicação SPI é muito mais rápida do que por RS232, para evitar possíveis

problemas no envio das amostras devido à sobreposição de dados no *buffer*. É utilizada uma resolução de 8 bits com um *prescaler* (divisor da frequência do sinal de relógio) de 256 para diminuir ao máximo o número de ciclos necessários para obter um período de espera de meio segundo. O *Timer2* faz o controlo do sinal gerado por PWM que funciona com o módulo 1 de PWM, dos vários presentes no microcontrolador, necessitando apenas configurar o *Timer2* para funcionar como PWM. O *Timer2* define a frequência de PWM através do período de tempo pretendido, colocando um valor no registo PR2 (*Period Register 2*) do *Timer2* que pode ser calculado de acordo com a equação 3.1.

$$\text{Período PWM} = (PR2 + 1) \times 4 \times T_{osc} \times \text{Prescaler Timer2} \iff$$

$$PR2 = \frac{\text{Período PWM} \times F_{osc}}{\text{Prescaler Timer2} \times 4} - 1 \quad (3.1)$$

Onde PR2 representa o valor a atribuir ao registo *PR2*, T_{osc} representa o período do sinal do oscilador, podendo ser convertido para a frequência do oscilador F_{osc} . O outro fator a configurar é o *Duty Cycle*, que pode ser calculado de acordo com a equação 3.2. Este valor vai ter de estar de acordo com os tempos de conversão do ADC, visto que é o sinal de PWM que faz os pedidos de conversão.

$$D = \frac{CCPR2L : CCP2CON < 5 : 4 >}{4(PR2 + 1)} \iff$$

$$CCPR2L : CCP2CON < 5 : 4 > = D \times 4(PR2 + 1) \quad (3.2)$$

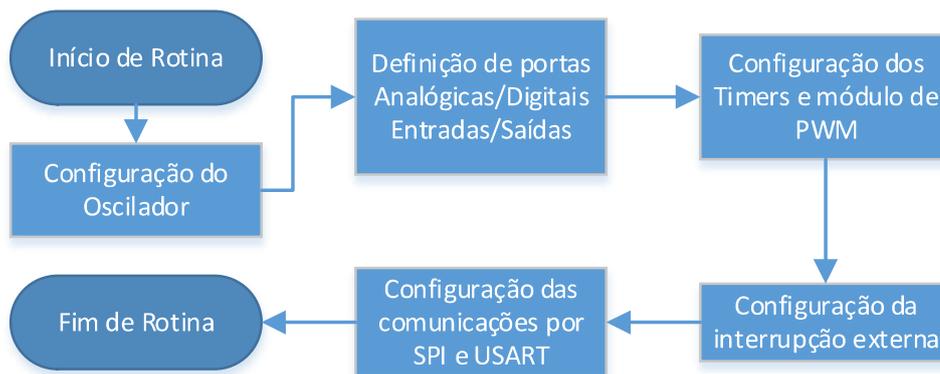
Neste caso, D representa o valor do *Duty Cycle* de 0 até 1, CCPR2L e CCP2CON <5:4> representam o valor a aplicar nos registos, sendo que é um valor de 10 bits, sendo necessário colocar os 8 mais significativos no byte de controlo CCPR2L, e os dois menos significativos nos no 4º e 5º bits do byte de controlo CCP2CON. Os valores a aplicar para este *Timer* serão referidos e calculados posteriormente, visto que, estão diretamente dependentes dos tempos de operação do ADC.

A interrupção externa é ativada e apenas configurada para acontecer no impulso ascendente do sinal, dado que o ADC coloca um dos seus pinos a 1 depois da conversão estar concluída. Na configuração seguinte é ativada e definida a velocidade da comunicação SPI, sendo configurada para o microcontrolador funcionar

como *Master* e fornecer um sinal de relógio de 4 *MHz* para a comunicação. É, também, escolhido o estado do sinal de relógio quando não existe comunicação SPI, e neste caso, definiu-se para o sinal ficar a 0 para evitar transições nos pinos enquanto está a ser feita uma conversão, uma vez que podem causar interferências e adulterar o valor da conversão [47].

Por fim, na comunicação USART é definida a velocidade de transmissão (*Baudrate*) em bps. Neste caso, foi escolhida a maior velocidade possível para atrasar o menos possível o processo de aquisição e envio de dados. Definiu-se a velocidade a 115,2 *kbps*, o que dá uma velocidade de 7200 amostras por segundo, sendo que cada uma tem 2 bytes. Durante este processo são também definidos os pinos de comunicação Rx e Tx, neste caso para o módulo 2 da comunicação USART, visto que o módulo 1 usava os pinos utilizados para programação do microcontrolador, por isso foi um módulo evitado [38].

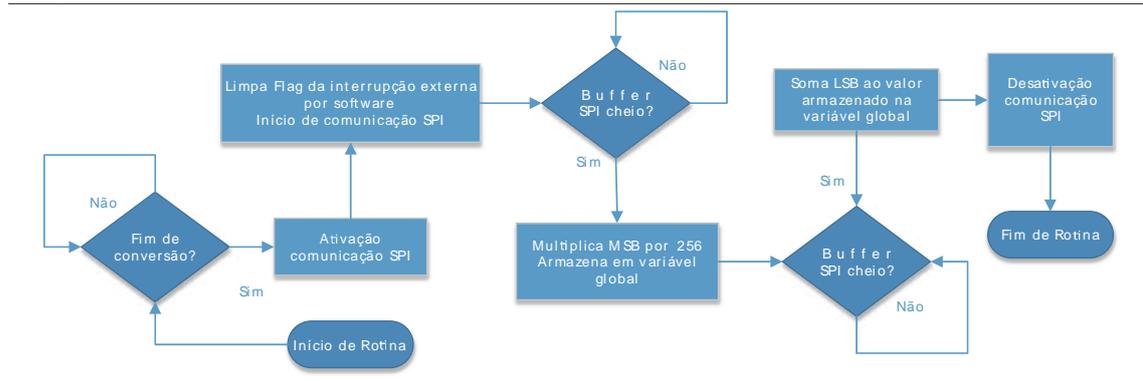
Algoritmo 3.2 Subrotina de configuração.



Comunicação SPI Esta comunicação funciona por *pooling* (o código de programa espera que um bit mude de estado), tal como a comunicação USART, e espera que o *buffer* SPI esteja completo antes de guardar numa variável temporária o valor recebido. Como o *buffer* SPI apenas pode armazenar 8 bits de cada vez, sendo que cada amostra tem 16 bits (resolução do ADC), cada amostra é recebida em duas comunicações. É então necessário que o microcontrolador guarde os dados do *buffer* SPI imediatamente a seguir à sua receção, para evitar perder os 8 bits menos significativos. Devido ao facto da amostra ser recebida em grupos de 8 bits, para juntar os 16 bits num valor só, é necessário multiplicar os 8 mais significativos por 256 (ou fazer um deslocamento à esquerda 8 vezes com operadores ao nível do bit) e

somar o valor dos 8 bits menos significativos à variável final. O Algoritmo 3.3 ilustra como é feita a comunicação, sendo obrigatoriamente necessário esperar pelo fim da conversão antes do processo começar. A interrupção externa faz o aviso de fim de conversão e só então é ativada a comunicação SPI, fornecendo o sinal de relógio e esperando pelos primeiros 8 bits. Quando o byte mais significativo é recebido, é imediatamente armazenado e multiplicado por 256. Em seguida, o microcontrolador espera pelo byte menos significativo e quando o recebe, soma à variável onde guardou o mais significativo multiplicado por 256.

Algoritmo 3.3 Subrotina SPI.



Envio por USART A comunicação por USART funciona também à base de *pooling*, como já foi referido, logo limita-se a esperar pelo fim do envio de cada amostra, fazendo *pooling* a uma *flag* de fim de envio. Cada amostra é enviada depois de ser convertida, do tipo *int* para *char*, finalizada com uma concatenação com o símbolo de final de *string* (“\n”), para receção no terminal do computador, de forma a ser possível identificar o início e final de cada amostra em qualquer tipo de aplicação.

Ligações e Pinos Utilizados Os pinos utilizados, com as suas respectivas funções podem ser observados na Fig. 3.1. É esquematizado a alimentação com pequenos condensadores para uma melhor estabilidade da tensão de alimentação, as comunicações nos pinos de entrada e saída para os diversos dispositivos e os pinos utilizados para programar o microcontrolador por ICSP [48].

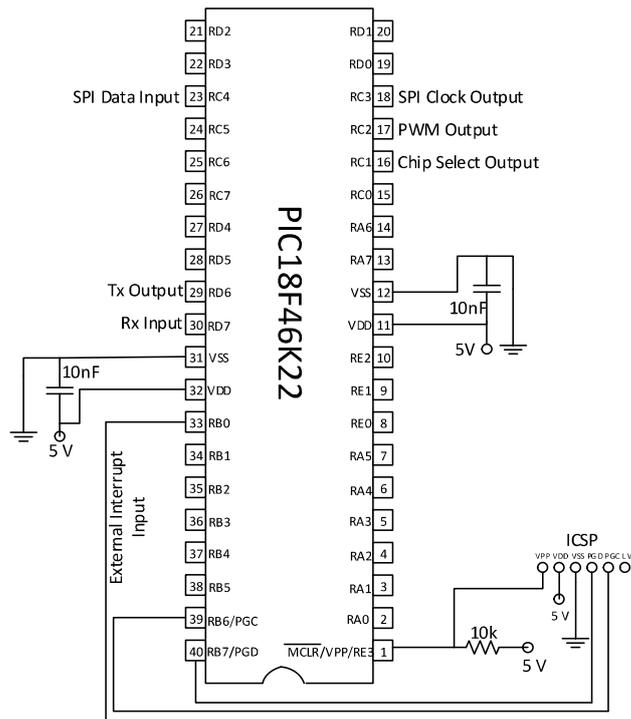


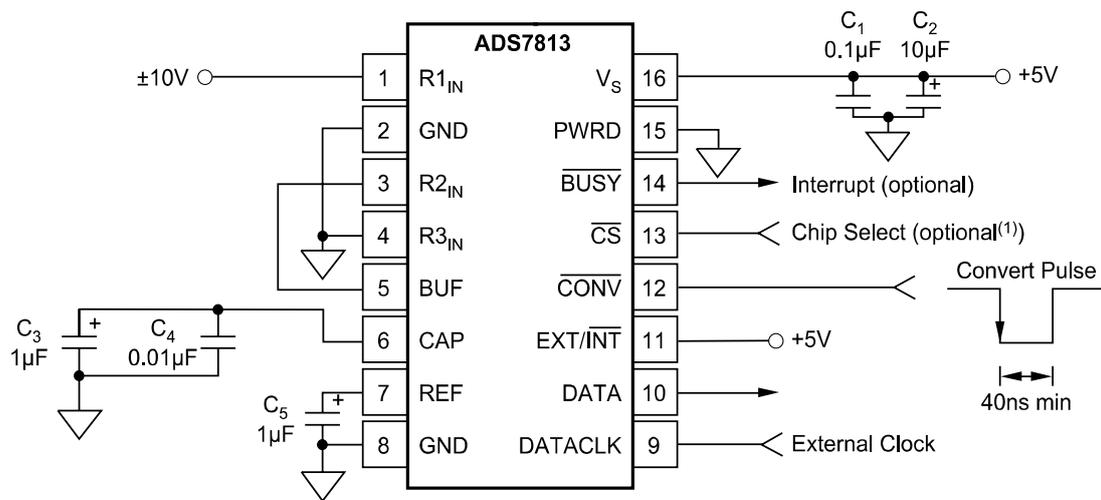
Figura 3.1: Esquema de ligações do microcontrolador.

3.2 Conversor Analógico-Digital

Como as variações são muito pequenas, é ideal a utilização de um ADC com uma resolução maior que os normais 10 e 12 bits. Normalmente os microcontroladores já trazem ADCs incorporados de vários canais com estas resoluções sendo úteis para um grande número de aplicações. Mas, neste caso, optou-se por um ADC externo de 16 bits com comunicação por SPI, o ADS7813 da *Texas Instruments*. Este pode ser configurado para uma variedade de gamas de tensão no sinal de entrada, possui uma interface flexível para comunicação em SPI, podendo utilizar um sinal de relógio interno ou externo. Este ADC está especificado para que seja possível obter amostras a uma frequência de amostragem de até 40 *kHz*, tendo em conta também que existe em encapsulamento PDIP (*Plastic Dual-In-line Package*), facilitando o processo para a construção do protótipo e também em SOIC (*Small-Outline Integrated Circuit*) para posterior construção em SMD (*surface mounted device*).

O envio dos dados do ADC irá ser controlado com um relógio externo, proveniente do microcontrolador, que funciona como *Master* na comunicação SPI. Para começar a conversão é necessário aplicar um impulso descendente no pino *CONV*. O

pino *BUSY* irá ficar a 0, indicando que uma conversão foi iniciada e encontrar-se-á a 0 até à conversão estar completa. Previamente a *BUSY* voltar a 1, perto do fim da conversão, o registo interno que se encontra em funcionamento e que mantém o resultado da conversão, irá transferir esse resultado para o registo de deslocamento interno. O registo de deslocamento interno irá utilizar o sinal de relógio aplicado no pino *DATACLK*. O método recomendado no *datasheet* para leitura do resultado de conversão é fornecer o sinal de relógio depois de a conversão estar completa. As ligações a serem feitas ao dispositivo, para que funcione corretamente podem ser vistas na Fig. 3.2.



NOTE: (1) Tie \overline{CS} to GND if the outputs will always be active.

Figura 3.2: Esquema de ligações do ADC [47].

Se uma conversão não se encontra em progresso, um impulso descendente no pino *CONV* coloca o ADC no processo de conversão, como mostra na Fig. 3.3. Durante a conversão, a entrada *CONV* é ignorada. Começar uma conversão não depende do estado de *CS* (*chip select*), sendo *CS* o pino que ativa a comunicação SPI. Uma conversão pode ser iniciada a cada $25 \mu s$ (taxa de conversão máxima $40 kHz$) não existindo uma taxa mínima de conversão. Mesmo que o pino *CONV* seja ignorado durante a conversão, o sinal aplicado neste pino deve ser mantido estático durante o período de conversão. Transições nesta entrada digital podem facilmente afetar os resultados da conversão, especialmente no período t_2 . Idealmente, o pino *CONV*, depois de receber um impulso descendente e iniciar a conversão, deve ser mantido a 0 durante todo o processo. Este deve retornar a 1 após *BUSY* voltar também a 1. Em acréscimo, deve estar a 1 antes do início da próxima conversão,

durante o período mínimo de $2 \mu s$ (t_5). Isto assegurará que a transição digital no pino *CONV* não afetará o sinal que foi adquirido para a próxima conversão. Desta forma, foi estabelecido um tempo mínimo de $3 \mu s$ para ir de encontro com os requisitos. Para se melhorar o desempenho para a reconstrução do sinal, escolheu-se a taxa máxima do ADC de 40 ksps , portanto um período de $25 \mu s$. Definiu-se, então, o *prescaler* do *Timer2* a 4 para *PR2*, um registo de 8 bits, ter valores dentro do limite até 256. Pelas equações anteriormente referidas neste capítulo, calcularam-se os valores a aplicar nos registos:

$$PR2 = \frac{\text{Período PWM} \times F_{osc}}{\text{Prescaler Timer2} \times 4} - 1 \iff$$

$$PR2 = \frac{25\mu \times 64M}{4 \times 4} - 1 \iff PR2 = 99 \quad (3.3)$$

Os bits de controlo requerem também o valor do *Duty Cycle*, logo, para manter o pino *CONV* a 1 durante os $3 \mu s$ necessários, é calculado o valor a aplicar:

$$D = \frac{3\mu s}{25\mu s} \iff D = 0,12 \quad (3.4)$$

$$CCPR2L : CCP2CON < 5 : 4 > = D \times 4 (PR2 + 1) \iff$$

$$CCPR2L : CCP2CON < 5 : 4 > = 0,12 \times 4 (99 + 1) \iff$$

$$CCPR2L : CCP2CON < 5 : 4 > = 48 \quad (3.5)$$

Então, nas definições da frequência de operação do *Timer2* é necessário colocar uma frequência de operação de 40 kHz , definindo o byte *PR2* a 99 e o *prescaler* a 4. Para o microcontrolador gerar o sinal de PWM, transforma-se o resultado em binário, e acrescenta-se os zeros necessários à esquerda até se ter 10 bits. Os 8 bits mais significativos são utilizados como byte de controlo para *CCPR2L*, enquanto que os dois menos significativos são aplicados nos bits de controlo *CCP2CON5* e *CCP2CON4*.

Relógio Externo Para a utilização de um sinal de relógio proveniente de outro dispositivo, é necessário colocar o pino *EXT/INT* ligado à alimentação, ou seja, colocá-lo a 1. A opção tomada para a leitura da amostra foi para depois da conversão

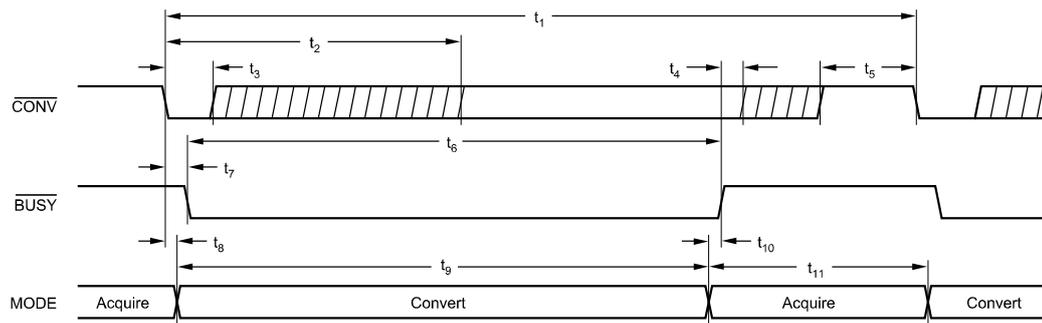


Figura 3.3: Esquema básico das temporizações do ADS7813 [47].

estar completa. A Fig. 3.4 mostra o estado que cada pino terá, lendo e convertendo o sinal desta forma.

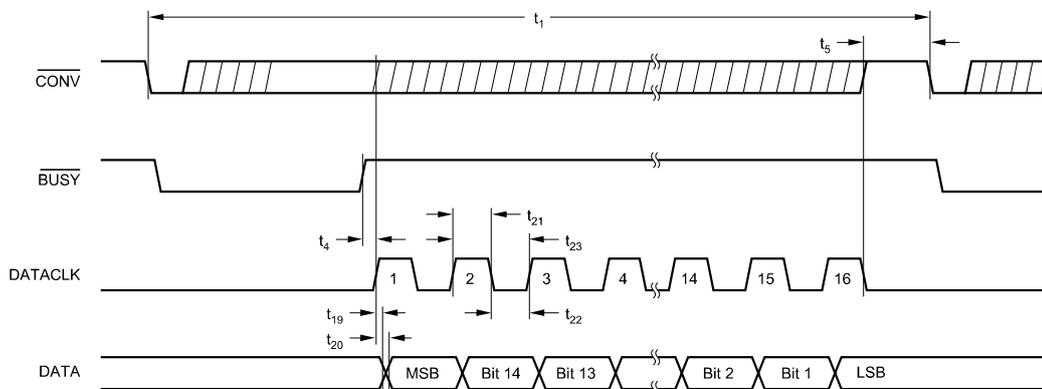


Figura 3.4: Esquema detalhado das temporizações do ADS7813 [47].

A comunicação série do resultado da conversão é iniciada por um impulso ascendente no pino $\overline{DATACLK}$. Os dados estão num formato de 16 bits em complemento para dois, sendo o byte mais significativo enviado primeiro. Cada bit de dados é válido no impulso descendente do sinal de relógio aplicado no pino $\overline{DATACLK}$. Em alguns casos, pode ser possível utilizar o impulso descendente do sinal de relógio, mas será necessário um período extra do sinal de relógio. Este sinal de relógio aplicado no pino $\overline{DATACLK}$ tem que se encontrar a 0, ou então, o pino \overline{CS} tem que estar com um sinal digital aplicado a 1, antes do pino \overline{BUSY} voltar a 1, informando que a conversão foi terminada. Se isto não acontecer, o registo de deslocamento de saída não atualizará o resultado de conversão e o resultado anterior será enviado de volta, sendo que a amostra atual será perdida. Devido a alguma sensibilidade, todos os sinais digitais externos devem permanecer estáticos a partir de $8 \mu s$, depois da conversão ser iniciada, até que o pino \overline{BUSY} volte a 1.

Se o sinal de conversão for gerado por *hardware* é possível fazer medidas AC e DC, uma vez que o sinal vai apresentar *jitter* bastante baixo. Se este sinal for gerado por comandos de *software* irá ter bastante *jitter* (oscilações na transição de um sinal digital) e apenas poderá ler sinais a baixa frequência, praticamente só em DC é que existirá precisão nas medidas feitas. Para a maioria dos microcontroladores, como é o caso, a porta SPI é apenas capaz de transferências de 8 bits de cada vez. Neste caso, o PIC18F46K22 tem uma frequência de relógio capaz de receber os 8 bits mais significativos antes de serem reescritos pelos 8 menos significativos.

Tendo em conta as recomendações do *datasheet* deste ADC, foi desenvolvido o circuito que faz a interação com o microcontrolador, ilustrado na Fig. 3.5, com as respetivas ligações já mencionadas anteriormente em relação ao microcontrolador [47].

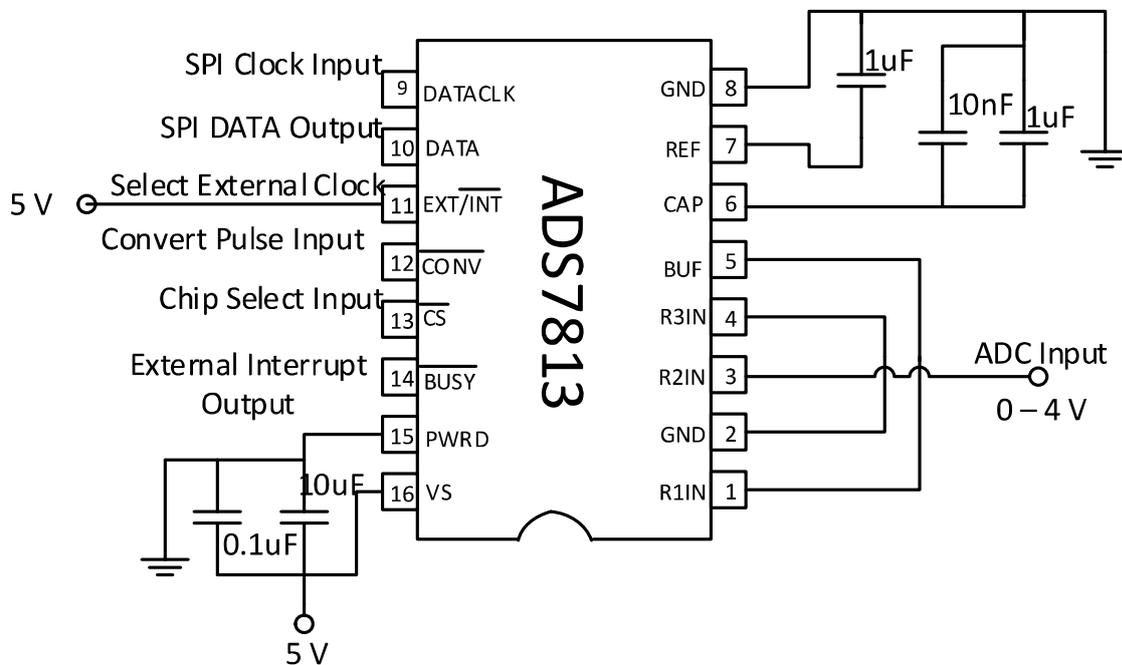


Figura 3.5: Esquema de ligações do ADC ao microcontrolador.

3.3 Comunicação com o Computador

Neste sistema existem duas comunicações intercaladas: uma comunicação por SPI que, como já foi mencionado, faz a troca de dados entre o ADC externo e o microcontrolador e uma comunicação por RS232. Os canais de comunicação USART

recebem e enviam sinais em níveis de tensão abaixo dos níveis de uma porta RS232, existindo a necessidade da inclusão de um dispositivo que faça a respetiva interface entre o microcontrolador e o computador. As ligações feitas, segundo o *datasheet* do ICL3232, estão representadas na Fig. 3.6, cujos sinais, Tx e Rx , são ligações com o microcontrolador. Existe obrigatoriamente um sinal de terra comum GND , que fica também ligado ao sinal de terra da porta RS232. Os pinos que estão diretamente ligados à porta RS232 são $R1IN$ e $T1OUT$ de acordo com a Fig. 3.6 [49].

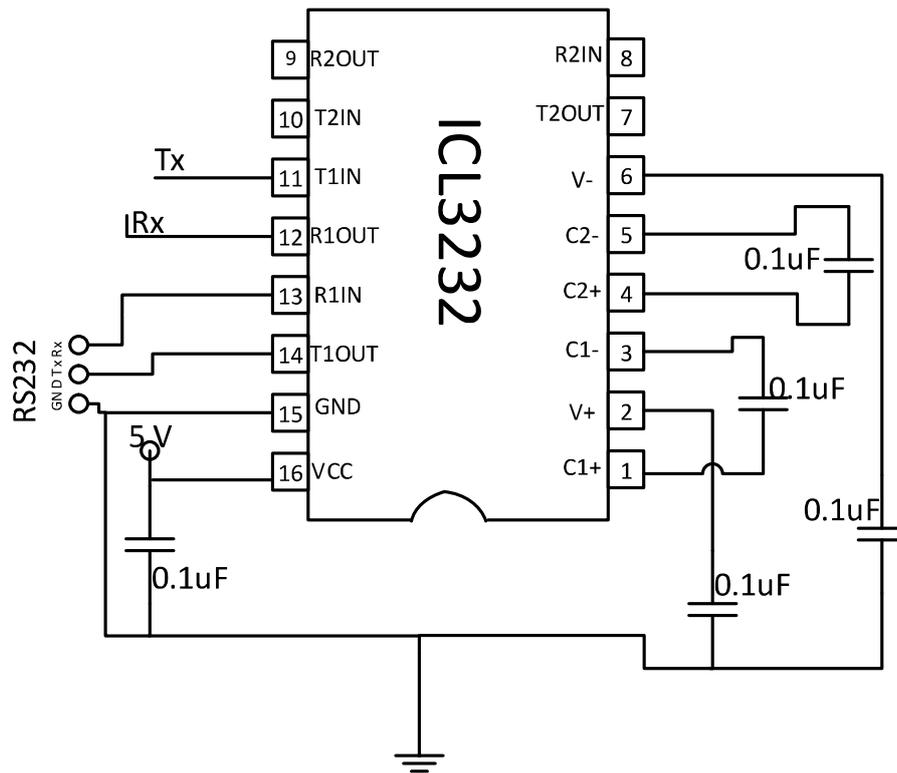


Figura 3.6: Esquema de ligações utilizado com o ICL3232.

3.4 Circuito de Aquisição de Sinal e Taxa de Amostragem

O sistema desenvolvido foi então usado para caracterizar uma amostra de material ME. Foi detetada uma maior amplitude nas variações do valor pico a pico da resposta ME, aumentando a amplitude cerca de 25 mVpp quando aplicado um campo H_{dc} de 10 Oe , mas apenas quando o sensor é excitado com um campo H_{ac} à frequência de ressonância da fase piezoelétrica, a cerca de 88 kHz . Como ficou acima da

frequência de amostragem máxima do ADC, não inviabilizando o sistema projetado, foi utilizada uma técnica de sub-amostragem. Futuramente, deve ser usado um ADC com uma frequência de amostragem superior, em conjunto com um microcontrolador com um *buffer* SPI de pelo menos 16 bits. Houve no entanto, a necessidade obrigatória de alteração do amplificador, para um com ganho de pelo menos 40 *dB* aos 100 *kHz*.

3.4.1 Circuito de Amplificação

A escolha dos componentes do circuito de amplificação do sinal teve em conta certos aspetos já mencionados no capítulo anterior, tais como a elevada impedância de entrada acima de 1 *TΩ*, uma corrente de polarização de entrada abaixo dos 100 *pA* e um ganho razoável aos 88 *kHz*. O amplificador escolhido foi o MCP6022 devido ao ganho de 40 *dB* aos 100 *kHz*, uma impedância de entrada do tipo FET de 10 *TΩ* e uma corrente de polarização da entrada de 1 *pA*. Para o cálculo dos componentes do circuito da Fig. 3.7, foram utilizadas os métodos de cálculo anteriormente falados e, para tal, foi tido em conta o ganho, o ruído e o nível de tensão DC necessários. Deste modo, foi escolhida uma tensão de *offset* de 2 *V* para interligação com o ADC, onde foi ligado também à terra do sensor. A tensão de *offset* foi ligada à terra do sensor devido a algum ruído existente à saída do amplificador. Posteriormente, foi possível perceber que esse ruído era introduzido pelas correntes de terra do circuito, originadas pelas comutações na comunicação TTL/RS232.

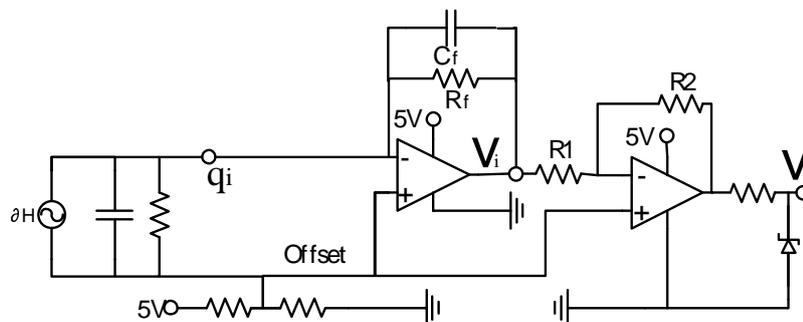


Figura 3.7: Circuito de amplificação do sinal.

Tendo em conta a equação 3.6, o ganho originado por um condensador desse tamanho é muito maior do que aquele que o amplificador pode atingir, levando ao limite de ganho do amplificador. O segundo andar de amplificação tem como função calibrar o ganho final à saída com um potenciómetro, existindo apenas a

necessidade de amplificar um pouco mais e definir os valores de pico máximo para interligar com o ADC. Para evitar capacitâncias parasita e ruído equivalente, C_f deve ter uma capacidade mínima de 10 pF . O caminho DC originado pela resistência R_f é necessário para polarizar o amplificador corretamente, como já foi mencionado, mas o seu valor irá implicar no polo do filtro passa-alto originado pelo conjunto $R_f C_f$ (equação 3.7). Quanto maior o valor de R_f mais baixo será o polo e maior será a gama de frequências com as quais se pode operar, mas existe o requisito para evitar que o amplificador sature dado pela equação 3.8 [18].

$$\text{Ganho} = \frac{1}{C_f} \iff \text{Ganho} = \frac{1}{33p} \iff \text{Ganho} \gg 100 \quad (3.6)$$

$$\frac{1}{2\pi R_f C_f} < 88 \text{ kHz} \iff \frac{1}{2\pi \times 100k \times 33p} \approx 48 \text{ kHz} < 88 \text{ kHz} \quad (3.7)$$

$$I_b \ll \frac{V_s}{R_f} \iff 1 \text{ pA} \ll \frac{5}{100k} \iff 1 \text{ pA} \ll 50 \mu\text{A} \quad (3.8)$$

Na prática, o polo utilizado foi cerca de 48 kHz , devido ao ruído da rede de 50 Hz . À medida que o pólo era configurado para frequências mais baixas a atenuação ao ruído de 50 Hz da rede era cada vez menor, chegando mesmo a aparecer sobreposto ao sinal com valores de R_f superiores a $100 \text{ k}\Omega$. A escolha do condensador C_f foi feita por métodos experimentais, e para condensadores com capacidades iguais ou menores que 100 pF , o ruído observado à saída era menor, sendo escolhido um condensador de 33 pF . Desta forma, foi possível atenuar por completo o ruído da rede e, ainda assim, obter uma boa resposta de saída. O ruído de alta frequência à saída do amplificador era desprezável e daí não existir a necessidade de um filtro passa-baixo no segundo andar de amplificação. O ganho neste segundo andar (dado pela equação 3.9), é variado conforme o nível de intensidade do campo H_{ac} , que faz a excitação do sensor até se obter um valor de pico a pico de $3,5 \text{ V}$ para os 10 Oe . Assim, opera dentro dos limites da gama de leitura do ADC que ficou configurado para funcionar de 0 a 4 V . Utilizou-se um diodo de *Zener* de $3,9 \text{ V}$ para proteger a entrada do ADC de sobre-tensões.

$$\text{Ganho segundo andar} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.9)$$

As ligações do circuito completo, desde a entrada do sinal analógico até à receção das amostras no computador pela porta série, podem ser vistas na Fig. 3.8.

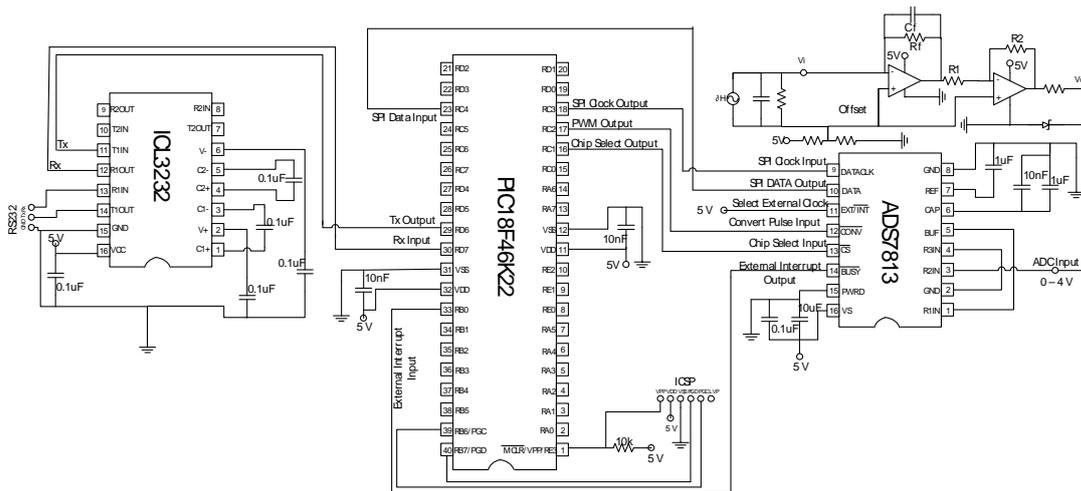


Figura 3.8: Circuito completo do sistema para aquisição digital.

3.4.2 Taxa de Amostragem

Devido à necessidade de operação próxima da frequência de ressonância do PVDF, para fazer a amostragem do sinal foi necessário fazer uma decimação do sinal para o reconstruir digitalmente. O sinal ME deste material, baseado em PVDF e VITROVAC, revela pouco ruído o que é importante para a utilização deste sistema para detecção das variações originadas pelo campo magnético contínuo. Para a implementação da técnica de sub-amostragem, foi utilizada a equação 3.10, que faz o compromisso entre o número de pontos obtidos por período e o número de períodos do sinal necessários para os obter.

$$\frac{F_t}{F_s} = \frac{M}{N} \quad (3.10)$$

Onde F_t representa a frequência do sinal a ser lido, F_s representa a frequência de amostragem, M o número de ciclos do sinal utilizados e N o número de pontos por período amostrados. N e M têm de ter valores inteiros e ser mutuamente primos [50]. A Fig. 3.9 mostra, a título de exemplo, a forma como os pontos são retirados com esta técnica de amostragem.

3.4.2.1 Frequência de Amostragem

A frequência de amostragem utilizada, de acordo com os recursos disponíveis, foi calculada para o sinal de 88 kHz de forma a ter 16 pontos por período, mas teve que ser calculada de acordo com o limite máximo de 40 kHz . Tendo em conta os testes

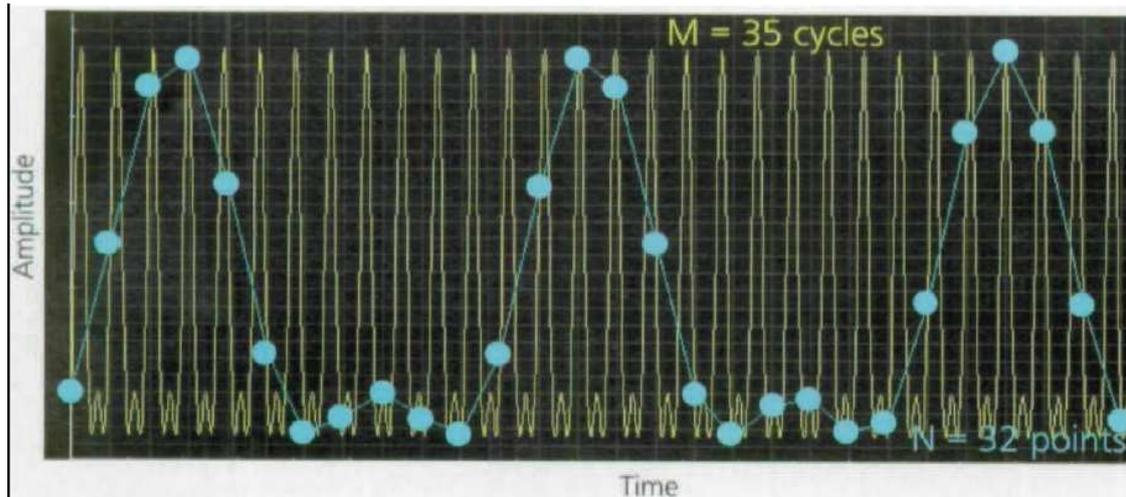


Figura 3.9: Aquisição de amostras por sub-amostragem [50].

efetuados, o melhor resultado situou-se com 35 períodos do sinal, ou seja, para a frequência calculada na equação 3.11, a frequência de amostragem máxima possível do ADC. Os pedidos de conversão, através do sinal de PWM, mantêm-se assim com os valores calculados previamente para os mesmos tempos a 0 e 1 durante o período de $25 \mu s$.

$$\frac{88 \text{ kHz}}{F_s} = \frac{35}{16} \iff F_s = \frac{88 \text{ kHz} \times 16}{35} \iff F_s \approx 40 \text{ kHz} \quad (3.11)$$

Calibrando os pedidos de conversão para a frequência mais próxima possível do valor calculado, é possível então obter a informação do sinal a ser gerado e, posteriormente, interpretá-lo como a quantidade de campo H_{dc} , que está a ser aplicado ao conjunto ME.

3.5 Software de Aquisição e Reconstrução do Sinal

A partir deste ponto, procedeu-se ao desenvolvimento da plataforma em *software* para reconstruir o sinal digitalmente e, através do valor pico a pico, calcular uma estimativa do valor de campo H_{dc} aplicado ao compósito ME. Desenvolveu-se no Visual Studio 2010 uma aplicação em C# que recebe os *buffers* de amostras por porta série, converte as amostras para o respetivo valor em volts e, então, através de médias, faz um cálculo do valor pico a pico. Para cada intensidade de campo H_{dc} aplicado, com a utilização de um *buffer* circular, é possível verificar para que valor de tensão pico a pico o sistema tende, através de uma média contínua dos valores

mais recentes.

Receção da Porta Série O método para receber os *buffers* de dados pela comunicação série é, primeiramente, através da configuração do *baudrate* e do número de bytes necessários. No processo seguinte é então estabelecida uma ligação com a porta série definida, verificando, previamente, se esta está disponível e então esperar por uma receção de dados. Quando existem dados a ser recebidos, o programa chama uma função que faz o respetivo tratamento de dados de acordo com a aplicação.

Cálculo dos Valores Médios O *buffer* de dados é percorrido e, a cada número de pontos que perfaz um ciclo, são guardados o valor máximo e mínimo, deste modo são detetados os valores de pico por período. No final do ciclo, depois de obter todos os valores de pico em todos os períodos, o programa faz uma média do valor pico a pico com a média dos valores de pico máximos e mínimos. Devido à sub-amostragem, em alguns períodos os valores de pico são obtidos ligeiramente ao lado, originando um valor ligeiramente abaixo do valor real. Para resolver esse problema é utilizado um fator de correção.

3.5.1 Linearização do Sinal

Para ver como o sistema se comportava, testou-se para três valores de campo H_{ac} , para verificar possíveis variações que poderiam existir no declive dos pontos retirados. Ambos os campos magnéticos foram gerados pelos dois pares de bobinas, que podem ser vistos na Fig. 3.10.



Figura 3.10: Conjunto de bobinas utilizadas para gerar os campos magnéticos alternado e contínuo.

Conforme a corrente alternada aplicada, variou-se o campo H_{ac} , testando-se para $H_{ac} = 0,1\text{ Oe}$, $H_{ac} = 0,15\text{ Oe}$, e $H_{ac} = 0,2\text{ Oe}$. Ao variar o campo H_{ac} , foi necessário variar a resistência R_2 e reduzir o ganho. Ao aumentar a amplitude do campo magnético alternado, a resposta ME acompanhou também o aumento. Foi ajustado o ganho no segundo andar de amplificação, para um valor pico a pico máximo de $3,5\text{ Vpp}$ quando aplicado um campo H_{dc} de 10 Oe . Aplicando um campo H_{dc} entre os 0 e os 10 Oe e verificou-se que, a diferença nas equações das retas obtidas dos pontos retirados, foi residual em termos de declive e ponto de interseção no eixo das ordenadas. Foi possível concluir, desta forma, que pequenas variações no campo H_{ac} , não interferem de forma significativa na forma como o sensor responde às variações no campo H_{dc} .

Os valores foram obtidos através de um vetor circular, ou seja, o valor pico a pico médio de cada *buffer* de amostras é guardado num vetor até que este esteja preenchido com um número definido de valores pico a pico médios. Quando o vetor circular está preenchido com o número de valores estipulado, o valor mais recente que é obtido substituí o valor mais antigo, sendo feita uma média dos valores do vetor circular a cada valor pico a pico médio obtido. Dessa forma, é possível ver a tendência do sistema para um valor pico a pico médio, e também o desvio através dos valores máximo e mínimo obtidos das últimas receções.

No gráfico da Fig. 3.11 são mostrados os valores obtidos da tensão pico a pico à saída do amplificador de acordo com o campo H_{dc} aplicado. Nos valores obtidos para um campo H_{dc} aplicado abaixo de 3 Oe , existe algum desfasamento em relação à reta retirada, por isso, traçou-se uma outra reta apenas para 4 pontos. Desta forma, aplica-se essa segunda equação da reta, com maior linearidade ($R^2 = 0,9988$), para valores abaixo dos 3 Oe para uma maior precisão da leitura.

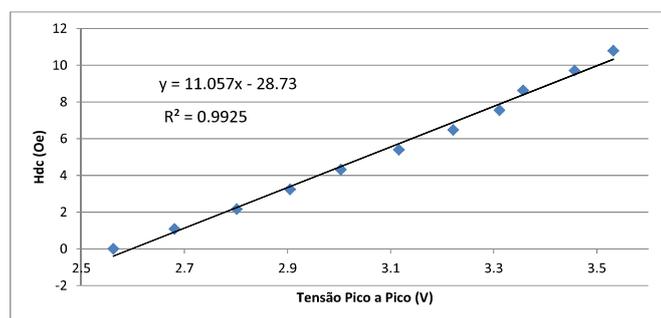


Figura 3.11: Gráfico dos valor pico a pico obtido em relação ao campo $0 < H_{dc} < 10\text{ Oe}$ aplicado no compósito ME para uma excitação de um campo $H_{ac} = 0,2\text{ Oe}$.

As variações obtidas em termos de amplificação, que têm como objetivo ajudar a identificar a quantidade de campo H_{dc} ao qual o compósito ME está sujeito, pelos dados obtidos foi cerca de 97 mV/Oe em termos médios. O gráfico da Fig. 3.12 mostra como a amplitude aumenta e a capacidade que o compósito apresenta com variações particularmente constantes, especialmente na gama dos 0 aos 5 Oe . A variação total entre os 0 e os 10 Oe aplicados chegou próximo de 1 V no valor à saída do circuito de amplificação.

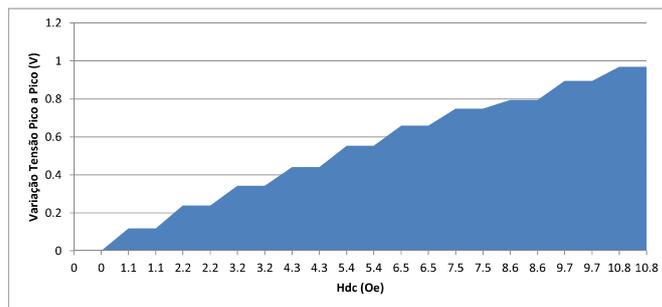


Figura 3.12: Variações de amplitude pico a pico obtidas de acordo com o campo H_{dc} aplicado.

Procedeu-se também à realização de um outro teste para amplitudes de campo magnético contínuo menores do que o campo magnético da Terra ($< 1 \text{ Oe}$ ou 10^{-4} T) e um pouco acima. Utilizando uma fonte de corrente contínua com maior precisão e variando o campo magnético contínuo a cada 10 mA introduzidos nas bobinas de *Helmholtz*. Este teste revelou uma reta de declive um pouco menor e com uma linearidade um pouco superior (R^2) para o mesmo número de pontos, como é possível ver pela Fig. 3.13. O ganho no segundo andar do amplificador foi ajustado para que $H_{dc} = 2 \text{ Oe}$ representasse um valor pico a pico à saída de $3,5 \text{ V}$.

Contudo, apesar do maior ganho aplicado, a variação total não foi muito além do que na experiência anterior, fixando-se numa média de 125 mV/Oe , cerca de $27,5 \text{ mV}$ por cada $0,22 \text{ Oe}$ aplicados pelo campo H_{dc} , perfazendo uma variação total de 275 mV com a variação do campo H_{dc} dos 0 aos $2,2 \text{ Oe}$.

Na saída da aplicação é possível então verificar os dados obtidos e variações nos valores de tensão pico a pico obtidos dos últimos *buffers* de leitura. As oscilações nos

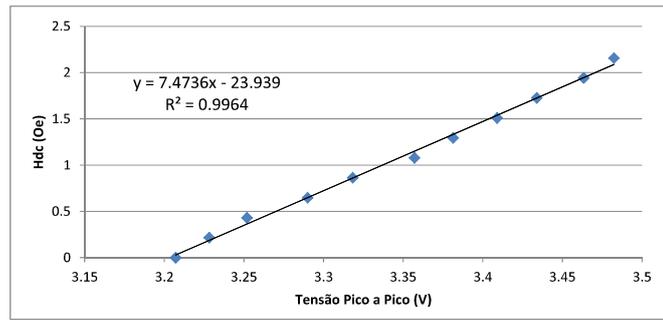


Figura 3.13: Gráfico do valor pico a pico obtido em relação ao campo H_{dc} aplicado no compósito ME para uma excitação de um campo $H_{ac} = 0,2 Oe$.

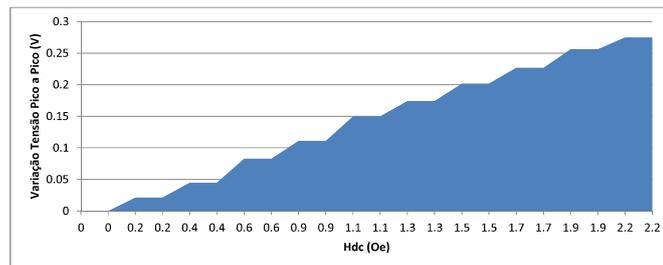


Figura 3.14: Variações de amplitude pico a pico obtidas de acordo com o campo H_{dc} aplicado.

valores de saída para o mesmo campo magnético contínuo aplicado variam alguns mV mas, essas oscilações não interferem na capacidade de detetar o nível de campo H_{dc} . Na *Fig. 3.15* é possível ver à esquerda as variações do valor médio de tensão pico a pico nos últimos 20 *buffers* e, à direita, o sinal reconstruído pelas amostras obtidas com o sistema. Ao fim de alguns *buffers* de dados, é possível ver que a média geral do sistema tende para o valor correto. A média das amostras representa a tensão de *offset* aplicada sobre o qual o sinal deve variar para estar dentro dos limites da gama de leitura do ADC. Com estes valores foi possível traçar as retas de linearização e obter uma estimativa do campo H_{dc} aplicado ao sensor.

3.6 Resumo

Neste capítulo é relatado como os vários blocos do sistema, abordados no capítulo anterior, são implementados e que dificuldades foram surgindo ao longo da sua implementação. O ponto de partida começa no bloco central, o microcontrolador, onde

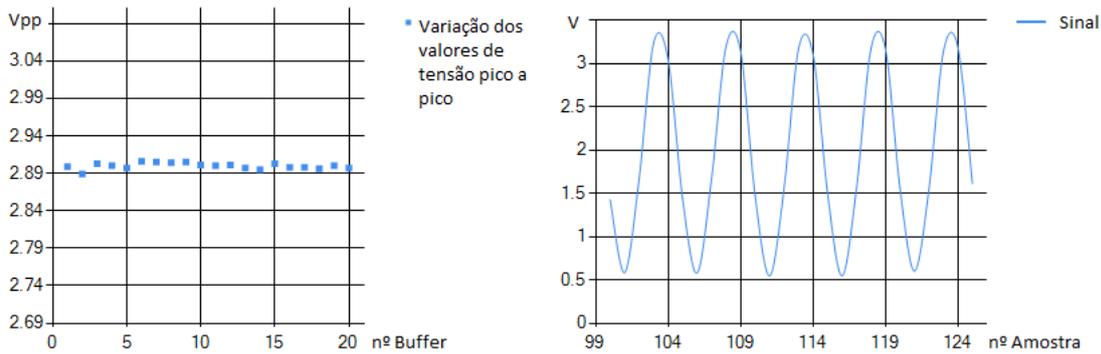


Figura 3.15: Gráficos com a variação nos valores de tensão pico a pico médios obtidos (esquerda) e a forma de onda de saída (direita) para um campo $H_{dc} \approx 30e$.

é feita a lógica de controlo na aquisição e envio de dados pela a porta série. É descrito como as amostras são obtidas, armazenadas, enviadas e como foram configuradas as comunicações utilizadas (SPI e USART). A dificuldade encontrada em reservar memória de dados no microcontrolador para armazenar as amostras revelaram ser um desafio apenas no compilador C18. Atualmente, existe compiladores mais recentes que já fazem o mapeamento de memória automaticamente, como o XC8, mas com menor documentação sobre o mesmo. É também descrito como os pedidos de conversão do ADC externo são feitos e os passos para calcular a taxa de conversão, uma vez que, é explicado como o sinal de PWM é calculado, partindo das equações fornecidas pelo *datasheet* do microcontrolador.

Na secção seguinte é exposto como deve ser instrumentado o ADC externo utilizado, os cuidados a ter com os possíveis estados do ADC e como a comunicação SPI deve obedecer às necessidades deste dispositivo. São enumerados os vários tempos de operação, necessários a ter em conta, no momento de fazer pedidos de conversão e na receção de dados. Sendo que os dois sinais fundamentais, para controlar a comunicação e fazer os pedidos de conversão, são o sinal de PWM gerado por hardware, e o sinal de fim de conversão enviado pelo ADC, que provoca uma interrupção externa no microcontrolador. É importante salientar que os pedidos de conversão tinham de ser obrigatoriamente feitos por *hardware*, devido ao *jitter* originado pelas comutações nos pinos, se fossem controlados por *software*, o que tornaria impossível obter leituras precisas de sinais alternados, segundo o *datasheet* deste dispositivo.

Nas secções a seguir é descrito como o transdutor TTL-RS232 é ligado, de

acordo com o *datasheet* do dispositivo, através de uma implementação que é feita de forma imediata sem qualquer contratempo. Na secção seguinte é revelado como o sinal do sensor está a responder aos respetivos campos magnéticos aplicados (alternado e contínuo), sendo que a melhor resposta ME ao campo magnético contínuo é quando é polarizado por um campo H_{ac} à frequência de ressonância da fase piezoelétrica (PVDF). Este pormenor é resolvido através da alteração do amplificador e de um processo de sub-amostragem. O circuito de amplificação é construído de acordo com as necessidades do sinal e do circuito, tentando seguir as recomendações obtidas da literatura em vigor referidas no capítulo anterior.

Na última secção é indicado como os valores de saída foram linearizados através de uma aplicação em C# que recebe cada um dos *buffers* de amostras. É explicado o processo de como os *buffers* são recebidos, como os valores médios são calculados e utilizados para dar um veredicto final sobre o valor de campo H_{dc} ao qual o compósito ME está sujeito. Ainda nesta última secção, é demonstrado como a resposta ME é linear, de acordo com os pontos resultantes na variação do campo H_{dc} , e o quanto varia, em volts, a resposta à saída por Oersted (representando 1 *Oe* o campo magnético da Terra, $10^{-4} T$).

4 Conclusão

Este projeto foi um desafio e uma oportunidade para aprender sobre sistemas de aquisição de sinal, campos magnéticos, materiais piezoelétricos/magnetoestrictivos e comunicações entre dispositivos. Os métodos utilizados para a geração dos campos magnéticos alternado e contínuo foram através de um gerador de sinais e uma fonte de corrente contínua. O campo H_{ac} mais alto que foi possível atingir foi de 0,2 Oe , visto que a corrente do gerador de sinais que era possível atingir não ia muito além dos 14 mA. O ADC com 16 bits de resolução foi suficiente, mas a taxa de amostragem não permitiu ir além de um sinal sub-amostrado. A comunicação SPI foi sem dúvida a melhor escolha, em relação ao protocolo I^2C , para a comunicação com um ADC externo devido à velocidade de comunicação.

Um microcontrolador com um *buffer* SPI de 8 bits, a receber um byte de cada vez, tornou necessário executar o dobro das instruções por cada amostra ter dois bytes, atrasando o processo e, de certa forma, uma desvantagem quando a taxa de amostragem opera a uma frequência mais elevada. A velocidade da comunicação RS232 não é muito elevada (115200 *bps*), mas não existindo o requisito de uma amostragem em tempo real é sempre uma solução viável para transmissão de informação para um computador. Os vários tipos de ruído obtido muitas vezes foram devido a comutações digitais nas ligações de terra mais próximas e também os 50 *Hz* transmitidos pela rede elétrica. Sendo a saída dos amplificadores a parte mais afetada pelo ruído, a técnica de ligar um dos terminais do sensor à tensão sobre o qual o sinal iria variar (*offset*) ajudou a eliminar as perturbações. Pelos testes efetuados, a amplificação por carga torna-se cada vez mais necessária, quanto mais a frequência do sinal da fase piezoelétrica se afasta da sua frequência de ressonância.

As leituras de campo magnético contínuo (H_{dc}), como foi visto ao longo desta dissertação, apresentam uma boa resposta ME, mas apenas com um campo magnético alternado (H_{ac}) a excitar o compósito ME com uma frequência muito próxima da frequência de ressonância da fase piezoelétrica (PVDF). O sinal do compósito ME aumenta de amplitude (valor pico a pico) conforme o campo H_{dc} aplicado, mas este

aumento é baixo quando a frequência está longe da frequência de ressonância. De qualquer forma, foi possível comprovar as potencialidades deste tipo de compósitos. Estes oferecem uma boa resposta para a sua gama de operação dos 0 aos 10 Oe no campo H_{dc} com variações lineares, sendo que a frequência do campo de excitação está dependente do material da fase piezoelétrica.

Pelo que foi abordado ao longo do tema, foi possível ver em como este tipo de sensores foram evoluindo ao longo do tempo, até se descobrir os compósitos ME com uma boa resposta e métodos de produção com um custo sustentável. Na literatura, o nível de sensibilidade atingida na leitura de variações no campo magnético contínuo chega às dezenas de nT . Neste caso, pelos resultados obtidos, é legítimo acreditar que é possível atingir tal limite de sensibilidade. Portanto, é necessário um sistema de aquisição com maior frequência de operação e maior processamento de bits em simultâneo. Concluí-se que os principais objetivos deste trabalho foram cumpridos, excetuando o facto de não ter existido a necessidade de uma filtragem mais intensa, analógica ou digital, e não foi possível atingir, o nível de sensibilidade pretendido.

4.1 Aproximação aos Objetivos

Com este projeto, foi possível transformar o compósito ME, desenvolvido à base de PVDF e Vitrovac, num sensor de campo magnético contínuo com capacidade para detetar variações até 0,1 Oe ($10^{-6} T$). A frequência de operação para uma boa resposta ME, para este tipo de campos, foi detetada aos 88 kHz , perto da frequência de ressonância do PVDF, tal como mencionado no capítulo anterior. Os pontos retirados para os parâmetros testados ($H_{ac} = 0,2 Oe$ e $0 < H_{dc} < 10 Oe$) à frequência detetada de 88 kHz , mostram uma variação linear tal como esperado nos objetivos iniciais e pela informação retirada da literatura.

4.1.1 Problemas Principais

Devido às flutuações entre alguns mV nos valores obtidos das leituras, não foi possível atingir uma sensibilidade ao nível dos $10^{-9} T$ no campo H_{dc} . Algum ruído de 50 Hz transmitido pela rede elétrica pode explicar os valores ligeiramente alterados no processo de leitura, mas como o valor pico a pico do sinal tende para um valor correto, os danos ao sinal acabam por ser residuais.

O ruído de comutação gerado pela comunicação TTL-RS232 nas ligações de

terra tem influência no sinal à saída do amplificador. Quando um sinal lógico comuta de 1 para 0 e vice-versa, as capacidades parasita induzem impulsos de corrente nos sinais próximos e no plano de terra. Este problema resolveu-se ligando o terminal de terra do sensor à tensão de *offset*, tal como referido no capítulo anterior.

Não foi possível aumentar a relação V/Oe , quer nas variações da amplitude do campo H_{ac} até $0,2 Oe$, quer variando a gama de leituras para $0 < H_{dc} < 2 Oe$. A variação sempre se manteve proporcional, independentemente da variação do ganho no segundo andar de amplificação. Talvez seja algo inerente ao próprio compósito, mas de qualquer forma, nesta fase seria impossível melhorar esta relação com o *hardware* atual sem saturar o amplificador.

4.2 Trabalho Futuro

Pontos a Melhorar O sistema consegue uma sensibilidade um pouco menor do que esperado, na ordem das dezenas de μT . O sistema eletrónico implementado tem capacidade para ler variações em campos inferiores ao da Terra ($< 10^{-4} T$ ou $1 Oe$), existindo a possibilidade de aumentar esta sensibilidade. Esta pode ser aumentada através da utilização de um microcontrolador com uma maior frequência de operação e com um maior processamento de bits em simultâneo (16 ou 32 bits). Acrescentando um ADC com a resolução de pelo menos 16 bits e uma taxa de amostragem de pelo menos 200 *ksp*s, interno ao microcontrolador ou com uma comunicação *firmware* por SPI. No sistema desenvolvido existem variações constantes na ordem mV nos valores obtidos, representando várias centenas de nT convertidos em volts. Isto deve-se essencialmente aos valores de pico não serem exatos em todos os períodos adquiridos. A utilização de filtros passa-baixo digitais poderia ser uma solução para atenuar essas variações.

Leituras de Campos Magnéticos Alternados Para leituras de campos magnéticos alternados, H_{ac} , é necessário manter um campo H_{dc} constante que faça a polarização dos dipolos na fase magnetoestrictiva. As variações que irão ser registadas serão então as do campo magnético H_{ac} , tal como foi mencionado no primeiro capítulo. Neste caso, para a leitura de variações em campos H_{ac} , não foi verificado qual o valor adequado de campo H_{dc} a aplicar, ao qual, o compósito ME teria alterações mais expressivas na amplitude do sinal de saída. Tal como era importante a relação V/Oe na leitura das variações no campo H_{dc} , o mesmo se aplica para as variações

no campo H_{ac} .

Em relação ao sistema desenvolvido, seria possível a sua utilização para leituras de campos H_{ac} , existindo até maior suscetibilidade do compósito ME aos campos H_{ac} . Se o sinal do sensor tiver uma boa resposta ME a frequências mais baixas para leitura de campos H_{ac} , este sistema será até mais viável para leituras desses campos. Pelos testes feitos, o compósito ME mostra de forma imediata, uma reação em tensão ao campo H_{ac} , mostrando ser possível, em trabalho futuro, fazer leituras a várias frequências do campo magnético alternado (H_{ac}), apenas existindo a necessidade de recalcular uma reta que faça a conversão em Volts para Oersteds ou Tesla.

Bibliografia

- [1] S. Priya, R. Islam, S. Dong, and D. Viehland, “Recent Advancements in magnetoelectric particulate and laminate composites,” *Journal of Electroceramics*, 2007. [Online]. Available: <http://link.springer.com/article/10.1007/s10832-007-9042-5>
- [2] W. Eerenstein, N. D. Mathur, and J. F. Scott, “Multiferroic and magnetoelectric materials,” *Nature*, vol. 442, no. 7104, pp. 759–765, 2006.
- [3] R. C. Kambale, D.-Y. Jeong, and J. Ryu, “Current Status of Magnetoelectric Composite Thin/Thick Films,” *Advances in Condensed Matter Physics*, vol. 2012, 2012.
- [4] C.-W. Nan, M. I. Bichurin, S. Dong, D. Viehland, and G. Srinivasan, “Multiferroic magnetoelectric composites: Historical perspective, status, and future directions,” *Journal of Applied Physics*, vol. 103, no. 3, p. 31101, 2008.
- [5] P. Martins and S. Lanceros-Méndez, “Polymer-Based Magnetoelectric Materials,” *Advanced Functional Materials*, 2013.
- [6] Americanpiezo, “Piezo Theory.” [Online]. Available: <http://www.americanpiezo.com/knowledge-center/piezo-theory/piezoelectricity.html>
- [7] D. Vatansever, E. Siores, and T. Shah, “Alternative Resources for Renewable Energy: Piezoelectric and Photovoltaic Smart Structures,” *GLOBAL WARMING–IMPACTS AND FUTURE PERSPECTIVE*, p. 263, 2012.
- [8] M. Blejan, I. Ilie, B. Lupu, and M. Comes, “Signal conditioner for piezoelectric sensors,” ... *Technology, 2008. ISSE’08. ...*, 2008. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5276665
- [9] G. P. McKnight, “Magnetostrictive Materials Background.” [Online]. Available: <http://aml.seas.ucla.edu/research/areas/magnetostrictive/overview.htm>

-
- [10] R. M. Bozorth and D. Ferromagnetism, “Van Nostrand Company,” *New York*, vol. 849, 1951.
- [11] 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, and Others, “New materials for micro-scale sensors and actuators: An engineering review,” *Materials Science and Engineering: R: Reports*, vol. 56, no. 1, pp. 1–129, 2007.
- [12] J. Lenz and S. Edelstein, “Magnetic sensors and their applications,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, no. 3, pp. 631–649, Jun. 2006. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1634415>
- [13] M. Díaz-Michelena, “Small magnetic sensors for space applications,” *Sensors*, vol. 9, no. 4, pp. 2271–2288, 2009.
- [14] N. H. Duc and D. T. Giang, “Magnetic sensors based on piezoelectric–magnetostrictive composites,” *Journal of Alloys and Compounds*, vol. 449, no. 1, pp. 214–218, 2008.
- [15] S. Dong, J.-F. Li, and D. Viehland, “Ultrahigh magnetic field sensitivity in laminates of Terfenol-D and $\text{Pb}(\text{Mg} \frac{1}{3} \text{Nb} \frac{2}{3}) \text{O}_3\text{-PbTiO}_3$ crystals,” *Applied physics letters*, vol. 83, no. 11, pp. 2265–2267, 2003.
- [16] S. Dong, J. Zhai, Z. Xing, J.-F. Li, and D. Viehland, “Extremely low frequency response of magnetoelectric multilayer composites,” *Applied Physics Letters*, vol. 86, no. 10, p. 102901, 2005.
- [17] Y. Chen, S. M. Gillette, T. Fitchorov, L. Jiang, H. Hao, J. Li, X. Gao, A. Geiler, C. Vittoria, and V. G. Harris, “Quasi-one-dimensional miniature multiferroic magnetic field sensor with high sensitivity at zero bias field,” *Applied Physics Letters*, vol. 99, no. 4, p. 42505, 2011.
- [18] Z. P. Xing, J. Y. Zhai, S. X. Dong, J. F. Li, D. Viehland, and W. G. Odendaal, “Modeling and detection of quasi-static nanotesla magnetic field variations using magnetoelectric laminate sensors,” *Measurement Science and Technology*, vol. 19, no. 1, p. 015206, Jan. 2008. [Online]. Available: <http://stacks.iop.org/0957-0233/19/i=1/a=015206?key=crossref.04f205dc695e532546f17a36ccd74461>

- [19] 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," *Applied Physics Letters*, vol. 87, no. 6, p. 062502, 2005. [Online]. Available: <http://link.aip.org/link/APPLAB/v87/i6/p062502/s1&Agg=doi>
- [20] J. Zhai, Z. Xing, S. Dong, J. Li, and D. Viehland, "Detection of pico-Tesla magnetic fields using magneto-electric sensors at room temperature," *Applied Physics Letters*, vol. 88, no. 6, p. 062510, 2006. [Online]. Available: <http://link.aip.org/link/APPLAB/v88/i6/p062510/s1&Agg=doi>
- [21] S. Dong, J. Zhai, J. Li, and D. Viehland, "Small dc magnetic field response of magnetoelectric laminate composites," *Applied Physics Letters*, vol. 88, no. 8, p. 082907, 2006. [Online]. Available: <http://link.aip.org/link/APPLAB/v88/i8/p082907/s1&Agg=doi>
- [22] J. Gao, L. Shen, Y. Wang, D. Gray, J. Li, and D. Viehland, "Enhanced sensitivity to direct current magnetic field changes in Metglas/Pb (Mg 1/3 Nb 2/3) O 3–PbTiO 3 laminates," *Journal of Applied Physics*, vol. 109, no. 7, p. 74507, 2011.
- [23] J. Gao, D. Gray, Y. Shen, J. Li, and D. Viehland, "Enhanced dc magnetic field sensitivity by improved flux concentration in magnetoelectric laminates," *Applied Physics Letters*, vol. 99, no. 15, p. 153502, 2011.
- [24] D. T. Giang and N. H. Duc, "Magnetolectric sensor for microtesla magnetic-fields based on (Fe₈₀Co₂₀)₇₈Si₁₂B₁₀/PZT laminates," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 149, no. 2, pp. 229–232, 2009.
- [25] G. A. C. Silva, "Projeto de um ECG de alta resolução com 12 canais e interface USB utilizando microcontrolador ARM," Ph.D. dissertation, Universidade de Brasília, 2009.
- [26] S. Mukhopadhyay, "Sensing and Instrumentation for a Low Cost Intelligent Sensing System," *2006 SICE-ICASE International Joint Conference*, no. i, pp. 1075–1080, 2006. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4109118>

-
- [27] J. Karki, “Signal Conditioning Piezoelectric Sensors,” no. September, pp. 1–6, 2000.
- [28] J. M. Irazabal and S. Blozis, “AN10216-01 I2C MANUAL,” *Philips semiconductors*, 2003.
- [29] J. Gaspar, “Templated Circular Buffer Container,” 2003. [Online]. Available: http://www.boost.org/doc/libs/1_39_0/libs/circular_buffer/doc/circular_buffer.html
- [30] L. Zhang, A. Mu, J. Zhang, and C. Qiang, “Realization of piezoelectric gyroscope drift data acquisition system and its LMI-based robust filter design,” in *Electronic Measurement & Instruments, 2009. ICEMI'09. 9th International Conference on*. IEEE, 2009, pp. 1–621.
- [31] Rui Caldeira, “Controlling superparamagnetic particles with dynamic magnetic fields generated by a Helmholtz-coil system,” Ph.D. dissertation, Universidade de Lisboa, 2010. [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/10451/8462>
- [32] J. G. M. Silva; S. Reis; C. S. Lehmann, P. Martins, S. Lanceros-Mendez, A. Lasheras and J. M. Barandiarán, “Optimization of the magnetoelectric response of poly(vinylidene fluoride)/epoxy/Vitrovac laminates (Aguarda Publicação).”
- [33] Z. Milivojevic, “Digital Filter Design : chapter 1,” 2009, pp. 4–6. [Online]. Available: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=27106>
- [34] E. Bartolome, “Signal conditioning for piezoelectric sensors,” 2010.
- [35] “Single-Ended vs Differential Inputs.” [Online]. Available: <http://www.omega.com/techref/das/se-differential.html>
- [36] “SPI Bus interface.” [Online]. Available: <http://www.eeherald.com/section/design-guide/esmod12.html>
- [37] “Serial Peripheral Interface (SPI).” [Online]. Available: <http://umassherstm5.org/tech-tutorials/pic32-tutorials/pic32mx220-tutorials/spi>
- [38] “Datasheet PIC18F46K22,” Microchip Technology, Tech. Rep., 2012. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41412F.pdf>

- [39] “RS232 (or UART) Communication between your PIC and your PC.” [Online]. Available: <http://www.ece101.com/2008/12/rs232-or-uart-communication-between-your-pic-and-your-pc/>
- [40] “PIC RS232 Serial Communication example with computer.” [Online]. Available: <http://www.mcexamples.com/PIC-Serial-Communication.php>
- [41] “UART to Serial Terminal.” [Online]. Available: <http://umassamherstm5.org/tech-tutorials/pic32-tutorials/pic32mx220-tutorials/uart-to-serial-terminal>
- [42] “8051projects.” [Online]. Available: <http://www.8051projects.net/serial-communication/introduction.php>
- [43] S. Smith, *The scientist and engineer’s guide to digital signal processing*, 2nd ed., 1999. [Online]. Available: http://www.ece.uvic.ca/~mmcguire/teaching/e310/ELEC_310_S_2007.pdf<http://www.dspguide.com/CH28.PDF>
- [44] D. Williams and V. Madisetti, *Digital signal processing Handbook*, 1997. [Online]. Available: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=550591>
- [45] Z. Milivojevic, “Digital Filter Design : chapter 2,” 2009.
- [46] F. Harris, “On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform,” *Proceedings of the IEEE*, 1978. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1455106
- [47] “Datasheet ADS7813,” Texas Instruments, Tech. Rep., 2005. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/sbas043c/sbas043c.pdf>
- [48] Microchip Technology, “PicKit3 IN-CIRCUIT DEBUGGER.” [Online]. Available: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/PICKIT_3_poster_51792a.pdf
- [49] “Datasheet ICL3232,” Intersil Power Management, Tech. Rep., 2006. [Online]. Available: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/fn48/fn4805.pdf>
- [50] H. Okawara, “Data Acquisition-A View of Undersampling,” *Evaluation Engineering*, vol. 50, no. 6, p. 22, 2011.

Anexos

Placa de Circuito Impresso

No seguimento do trabalho foi desenvolvida a placa de circuito impresso representada pela Fig. 4.1. Utilizando os componentes nos encapsulamentos disponíveis foi possível projetar uma placa de 6,1 por 5,6 cm, sendo ainda possível reduzir mais o tamanho com a utilização do ADS7813 no encapsulamento SOIC.

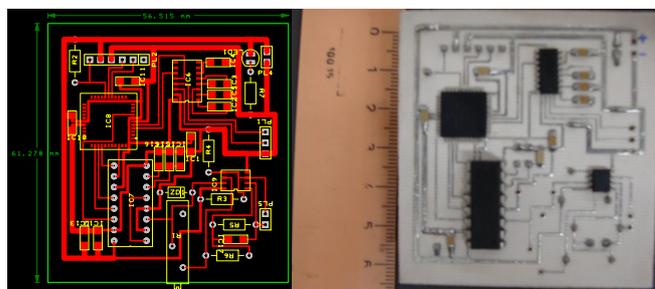


Figura 4.1: Desenho da placa de circuito impresso.

Os componentes utilizados na construção da placa de circuito impresso, podem ser vistos na tabela Tab. 4.1. O consumo total do circuito é cerca de 110 *mW*.

Código *Firmware*

Init.h

```
/*  
PIC18F46K22 Configuration Bit Settings  
*/  
// CONFIG1H  
//Oscillator Switchover mode disabled  
#pragma config IESO = OFF
```

Componentes	Quantidade	Componentes	Quantidade
Circuitos Integrados		Resistências	
ICL3232	1	200 Ω	1
ADS7813	1	2 $k\Omega$	2
PIC18F46K22	1	3 $k\Omega$	1
LMC6022	1	10 $k\Omega$	1
Condensadores		100 $k\Omega$	1
0,1 μF	6	Semicondutores	
10 nF	3	Zener 3,9 V	1
1 μF	2	LED	1
10 μF	1		
33 pF	1		

Tabela 4.1: Lista de componentes

```
//Fail-Safe Clock Monitor disabled
#pragma config FCMEN = OFF
//Primary clock is always enabled
#pragma config PRICLKEN = ON
//Oscillator multiplied by 4
#pragma config PLLCFG = OFF
//Internal primary oscillator block
#pragma config FOSC = INTIO67

//CONFIG2L
//Power up timer disabled
#pragma config PWRIEN = OFF

//CONFIG2H
//Watch dog timer is always disabled.
//SWDIEN has no effect.
#pragma config WDIEN = OFF

//CONFIG3H
//HFINTOSC output and ready status are
//delayed by the oscillator stable status
#pragma config HFOFST = OFF
```

```
//CONFIG4L
//Single-Supply ICSP disabled
#pragma config LVP = OFF
//#pragma config DEBUG = ON //Enabled

//CONFIG5L
//Block 0 (000800-003FFFh) not code-protected
#pragma config CP0 = OFF
//Block 1 (004000-007FFFh) not code-protected
#pragma config CP1 = OFF
//Block 2 (008000-00BFFFh) not code-protected
#pragma config CP2 = OFF
//Block 3 (00C000-00FFFFh) not code-protected
#pragma config CP3 = OFF

//CONFIG5H
//Data EEPROM not code-protected
#pragma config CPD = OFF
//Boot block (000000-0007FFh) not code-protected
#pragma config CPB = OFF

//CONFIG6L
//Block 0 (000800-003FFFh) not write-protected
#pragma config WRT0 = OFF
//Block 1 (004000-007FFFh) not write-protected
#pragma config WRT1 = OFF
//Block 2 (008000-00BFFFh) not write-protected
#pragma config WRT2 = OFF
//Block 3 (00C000-00FFFFh) not write-protected
#pragma config WRT3 = OFF

//CONFIG6H
//Data EEPROM not write-protected
#pragma config WRID = OFF
//Boot Block (000000-0007FFh) not write-protected
```

```

#pragma config WRIB = OFF
// Configuration registers (300000–3000FFh)
// not write-protected
#pragma config WRIC = OFF

//CONFIG7L
//Block 0 (000800–003FFFh) not protected from table reads
//executed in other blocks
#pragma config EBTR0 = OFF
//Block 1 (004000–007FFFh) not protected from table reads
//executed in other blocks
#pragma config EBTR1 = OFF
//Block 2 (008000–00BFFFh) not protected from table reads
//executed in other blocks
#pragma config EBTR2 = OFF
//Block 3 (00C000–00FFFFh) not protected from table reads
//executed in other blocks
#pragma config EBTR3 = OFF

//CONFIG7H
//Boot Block (000000–0007FFh) not protected from table
//reads executed in other blocks
#pragma config EBTRB = OFF

/*****
Interrupts Definitions/Defines
*****/

#pragma udata SAMPLES // section DATA
unsigned int Buffer[1600];
#pragma udata

/**Functions Prototype*****/
void delay(int);

```

```
void setup(void);
void SPI1_communication(void);
void SPI1_transfer(char);
void Serial_Transmit(const char *buffer);

/*****
Global Variables/Filter Specifications
*****/
unsigned int *Buf_ptr = &Buffer[0];
unsigned int analog;
*****/

void setup()
{
//HFINTOSC 16MHz x 4 with PLEN
    OSCCONbits.IRCF0 = 1;
    OSCCONbits.IRCF1 = 1;
    OSCCONbits.IRCF2 = 1;
    OSCTUNEbits.PLEN = 1;

    //wait for oscillator stabilization
    while(OSCCONbits.HFIOFS!=1);

//Ports configuration
//Data direction -> 0-output / 1-input

//external interrupt 0
//(ADC converting/ADC conversion complete)
    TRISBbits.RB0 = 1;

//SPI1 chip select output
    TRISCbits.RC1 = 0;

//PWM hardware controlled convert pulse output
    TRISCbits.RC2 = 0;
```

```
//SPI1 synchronous serial data clock output
    TRISCbits.RC3 = 0;

//SPI1 data in
    TRISCbits.RC4 = 1;

//SPI1 data out not to be used
    TRISCbits.RC5 = 1;

    //Input Type-> 0-digital / 1-analog

//RB0 -> digital input
//(ADC converting/ADC conversion complete)
    ANSELBbits.ANSB0 = 0;

//RB5 -> PWM hardware controlled
//convert pulse output
    ANSELCbits.ANSC2 = 0;

//RC3 -> digital output ->
//SPI1 synchronous serial data clock output
    ANSELCbits.ANSC3 = 0;

//RC4 -> digital input ->SPI1 data in
    ANSELCbits.ANSC4 = 0;

    //Initial State
    LATDbits.LATD0 = 1;//disable SPI1 slave

//Timer0

    T0CONbits.TMR0ON = 0;
    T0CONbits.T08BIT = 1;
    T0CONbits.T0CS = 0;
```

```
T0CONbits.T0SE = 1;
T0CONbits.PSA = 0;

//prescaler 256
T0CONbits.T0PS2 = 1;
T0CONbits.T0PS1 = 1;
T0CONbits.T0PS0 = 1;

//Timer2
/*
Used to control the PWM signal which makes
the conversion requests to
the external ADC ADS7813
*/
//postcaler 1:1
T2CONbits.T2OUTPS3 = 0;
T2CONbits.T2OUTPS2 = 0;
T2CONbits.T2OUTPS1 = 0;
T2CONbits.T2OUTPS0 = 0;

//Timer2 on
T2CONbits.TMR2ON = 1;

//Prescaler 1:16
//T2CKPS1 = 1 - prescaller 16
//T2CKPS1 = 0 - prescaller 4
T2CONbits.T2CKPS1 = 0;
T2CONbits.T2CKPS0 = 1;

/*
For a PWM frequency of a little
less than 40kHz like
38kHz around 26us period
PWM Period=(PR2+1)*(TMR2 prescale value)/TMR2_OSC
26us=(PR2+1)*4/64M/4 <=> 26u*16M/4=PR2+1 <=>
```

$$PR2 = (26u*16M/4)-1 \Leftrightarrow PR2 = 103$$

$$PR2 = ((1/Fs)*16M/4)-1$$

$$38\text{kspS} \rightarrow PR2 = 103$$

$$40\text{kspS} \rightarrow PR2 = 99$$

$$25.6\text{kspS} \rightarrow PR2 = 156$$

$$24\text{kspS} \rightarrow PR2 = 166$$

$$12.8\text{kspS} \rightarrow PR2 = 77 \rightarrow \text{prescaller} = 16$$

$$12.2\text{kspS} \rightarrow PR2 = 82 \rightarrow \text{prescaller} = 16$$

$$9\text{kspS} \rightarrow PR2 = 111 \rightarrow \text{prescaller} = 16$$

*/

//Timer2 period register

PR2 = 99;

//CCP1

/*

Duty Cycle - $3\mu\text{s}/25\mu\text{s} = 0.12$

Duty Cycle = $CCPR1L:CCP1CON\langle 5:4 \rangle / (4 * (PR2 + 1))$

$CCPR1L:CCP1CON\langle 5:4 \rangle = \text{Duty Cycle} * (4 * (PR2 + 1))$

$0.12 = CCPR1L:CCP1CON\langle 5:4 \rangle / (4 * (100 + 1)) \Leftrightarrow$

$CCPR1L:CCP1CON\langle 5:4 \rangle = 0.12 * 4 * (100 + 1)$

$\Leftrightarrow CCPR1L:CCP1CON\langle 5:4 \rangle = 48$

$48 = 0b0000110000 \rightarrow$

10 bits (4 zeros added on the left)

Most significant bits = $0b00001100 = 0x0C$

*/

CCPR1L = 0x0C;

//Least significant bits = 0b00

CCP1CONbits.DC1B1 = 0;

CCP1CONbits.DC1B0 = 0;

//PWM Module

```
    CCP1CONbits.CCP1M3 = 1;
    CCP1CONbits.CCP1M2 = 1;
    CCP1CONbits.CCP1M1 = 0;
    CCP1CONbits.CCP1M0 = 0;

//Interrupts configuration

    //INTCON2
    //external interrupt 0 on rising edge
    INTCON2bits.INTEDG0 = 1;

//SPI
    //SSP1CON1

    //Idle state for clock is a low level
    //(ADS7813 datasheet requirement due update
    //of internal shift register)
    SSP1CON1bits.CKP = 0;

    //Fosc/16 for SPI communication
    //->4MHz SPI clock
    SSP1CON1bits.SSPM3 = 0;
    SSP1CON1bits.SSPM2 = 0;
    SSP1CON1bits.SSPM1 = 0;
    SSP1CON1bits.SSPM0 = 1;

    //SSP1STAT

    SSPSTATbits.SMP = 0;
    SSPSTATbits.CKE = 0;

    //spi communication enable/disable
    SSP1CON1bits.SSPEN = 1;
```

```

/*
EUSART
    TXSTA2
    SYNC=0 BRG16=0
    BRGH=0 8-bit/Asynchronous
    Baudrate=FOSC/[64 (SPBRG2+1)]
*/

TXSTA2bits.SYNC = 0;// asynchronous mode
TXSTA2bits.BRGH = 0;// High Baud Rate speed
TXSTA2bits.TXEN = 1;// enable usart transmission

/*
RCSTA2
Serial port enabled
(configures RXx/DTx and TXx/CKx
pins as serial port pins)
*/
RCSTA2bits.SPEN = 1;

//enable usart reception
//RCSTA2bits.CREN = 1;

//8-bit Baud Rate Generator is used
BAUDCON2bits.BRG16 = 0;

/*
Set Baudrate 9600bps
9600bps=64M/[64(SPBRG2+1)]<=>
SPBRG2=64M/9600/64<=>SPBRG2=103.16
Baudrate=64M/[64(103+1)]<=>
Baudrate=9615.38bps
error=(9615.38-9600)/9600 <=>
error=0.16%
*/

```

```
//SPBRG2 = 103;

/*
Set Baudrate 115200bps
115200bps=64M/[64(SPBRG2+1)]<=>
SPBRG2=64M/115200/64<=>SPBRG2=8.68
Baudrate=64M/[64(8+1)]<=>
Baudrate=111111.111bps
error=(111111.111-115200)/115200<=>
error=-3.55%
*/

SPBRG2 = 8;

}
```

Main.c

```
#include <p18f46k22.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include <math.h>
#include "Init.h"

void SPI1_communication()
{
//Enable SPI1 communication modules(Chip Select ON)
    LATCbits.LATC1 = 0;

//Wait for conversion complete external interrupt flag
    while(INTCONbits.INT0IF!=1);
    INTCONbits.INT0IF = 0;

// send dummy byte and read response
```

```
SPI1_transfer(0);

//Disable SPI1 communication modules(Chip Select OFF)
LATCbits.LATC1 = 1;
}

void SPI1_transfer(char byte)
{
// write to shift register to begin transmission of MSB
SSP1BUF = byte;

// wait for transfer to complete
while(SSP1STATbits.BF!=1);
analog = SSP1BUF*256;

// write to shift register to begin transmission of LSB
SSP1BUF = byte;

// wait for transfer to complete
while(SSP1STATbits.BF!=1);
analog += SSP1BUF;
analog += 32640;
}

void Serial_Transmit(const char *buffer)
{
    unsigned int size = strlen(buffer);
    while(size)
    {
        // wait while TX buffer full
        while(PIR3bits.TX2IF!=1);
        // send single character to transmit buffer
        TXREG2 = *buffer;
        // transmit next character on following loop
        buffer++;
    }
}
```

```
        // loop until all characters sent (when size = 0)
        size--;
    }
    // wait for last transmission to finish
    while(TXSTA2bits.TRMT!=1);
}

void delay(int sec)
{

/*
Fosc/4 = 64MHz/4 = 16MHz = Timer0 Clock
Timer0 Clock/prescaler =
16MHz/256 = 62500Hz = Timer0 Frequency
timer0 Frequency/2^8(timer0 resolution) = 244.14Hz
Frequency that Timer0 interrupt will occur
To get one second period delay ,
there must be a wait of 244 times
of the timer0 interrupt flag
*/

    int i=0,j=0;
    T0CONbits.TMR0ON = 1;
    for(j=0;j<sec;j++)//wait for j/2 seconds
    {
        for(i=0;i<244;i++)
        {
            while(INTCONbits.TMR0IF!=1);
            INTCONbits.TMR0IF=0;
        }
    }
    T0CONbits.TMR0ON = 0;
}
```

```
void main()
{
    char *T;
    char enter [] = "\n";
    int n = 0;

    setup();

    while(1)
    {
        for (n=0;n<1600;n++)
        {
            SPI1_communication();
            Buf_ptr[n] = analog;
        }

        for (n=0;n<1600;n++)
        {
            ltoa(Buf_ptr[n],T);
            strcat(T,enter);
            Serial_Transmit(T);
        }

        //Separate buffers with a line
        Serial_Transmit(enter);

        //delay 1 second
        delay(2); // delay(X) -> X x 0.5 seconds
    }
}
```

Linker.lkr

```
// File: 18f46k22_g.lkr
```

```
// Generic linker script for the PIC18F46K22 processor
```

```
#DEFINE _CODEEND _DEBUGCODESTART - 1
#DEFINE _CEND _CODEEND + _DEBUGCODELEN
#DEFINE _DATAEND _DEBUGDATASTART - 1
#DEFINE _DEND _DATAEND + _DEBUGDATALEN
```

```
LIBPATH .
```

```
#IFDEF _CRUNTIME
    #IFDEF _EXTENDEDMODE
        FILES c018i_e.o
        FILES clib_e.lib
        FILES p18f46k22_e.lib
    #ELSE
        FILES c018i.o
        FILES clib.lib
        FILES p18f46k22.lib
    #FI
```

```
#FI
```

```
#IFDEF _DEBUGCODESTART

    CODEPAGE NAME=page
    START=0x0
    END=_CODEEND

    CODEPAGE
    NAME=debug
    START=_DEBUGCODESTART
    END=_CEND          PROTECTED
```

```
#ELSE

    CODEPAGE
    NAME=page
```

```
        START=0x0
        END=0xFFFF
#FI

CODEPAGE
NAME=idlocs
START=0x200000
END=0x200007      PROTECTED

CODEPAGE
NAME=config
START=0x300000
END=0x30000D      PROTECTED

CODEPAGE
NAME=devid
START=0x3FFFFFFE
END=0x3FFFFFFF    PROTECTED

CODEPAGE
NAME=eedata
START=0xF00000
END=0xF003FF      PROTECTED

#IFDEF _EXTENDEDMODE
        DATABANK
        NAME=gpre
        START=0x0
        END=0x5F
#ELSE
        ACCESSBANK
        NAME=accessram
        START=0x0
        END=0x5F
#FI
```

```
DATABANK
NAME=gpr0
START=0x60
END=0xFF
```

```
DATABANK
NAME=gpr1
START=0x100
END=0x17F
```

```
//DATABANK set from 0x180h to 0xDFE
// - > DATABANKS 3 to 12 erased
// Setting DATABANK big as the joining of the previous 8
DATABANK
NAME=big
START=0x180
END=0xDFE          PROTECTED
```

```
#IFDEF _DEBUGDATASTART
    DATABANK
    NAME=gprE
    START=0xE00
    END=_DATAEND

    DATABANK
    NAME=dbgspr
    START=_DEBUGDATASTART
    END=_DEND      PROTECTED
```

```
#ELSE //no debug
    DATABANK
    NAME=gprE
    START=0xE00
    END=0xEFF
```

```
#FI
```

```
DATABANK  
NAME=gprF  
START=0xF00  
END=0xF37
```

```
DATABANK  
NAME=sfr15  
START=0xF38  
END=0xF5F          PROTECTED
```

```
ACCESSBANK  
NAME=accesssfr  
START=0xF60  
END=0xFFFF  
PROTECTED
```

```
#IFDEF _CRUNTIME  
SECTION  
NAME=CONFIG  
ROM=config
```

```
SECTION  
NAME=SAMPLES  
RAM=big
```

```
#IFDEF _DEBUGDATASTART  
STACK SIZE=0x100 RAM=gprD  
#ELSE  
STACK SIZE=0x100 RAM=gprE
```

```
#FI
```

```
#FI
```