



Vasco António Lourenço Lima

Mecanismo de compensação de temperatura
para sensores MEMS baseados na tensão de
pull-in

Universidade do Minho
Escola de Engenharia





Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Vasco António Lourenço Lima

Mecanismo de compensação de temperatura
para sensores MEMS baseados na tensão de
pull-in

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 Luís Alexandre Rocha

e coorientação do
Professor Doutor Jorge Cabral

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA DISSERTAÇÃO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE AUTORIZAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE.

Universidade do Minho, ____/____/____

Agradecimentos

Em primeiro lugar queria agradecer aos meus pais, António Lima e Teresa Lourenço, por todo o apoio dado ao longo da minha vida, em especial académica e também à minha irmã Joana Lima.

Ao meu orientador, o professor doutor Luís Alexandre Rocha, e co-orientador, o professor doutor Jorge Cabral pelo apoio incansável e pela confiança em mim depositada durante a realização deste trabalho.

Ao *Embedded Systems Research Group* do Departamento de Eletrónica Industrial da Universidade do Minho, que me acolheu e proporcionou condições para que esta dissertação fosse desenvolvida, assim como a todos os meus colegas de laboratório. Um obrigado especial ao Filipe Serra Alves que sempre esteve disponível para ajudar e partilhar conhecimentos. Sem ele todo o trabalho seria muito mais árduo.

Aos meus colegas de curso e amigos com quem partilhei o meu percurso académico, em especial ao Gabriel Pinto, Filipe Loureiro, Pedro Morais, Hélder Gomes e Arlindo Malheiro, com quem partilhei casa e muitos momentos de boa disposição.

Por fim, e não menos importante, à minha namorada, Ana Viana, pelo seu apoio e alegria mesmo nos momentos de maior frustração.

A todos o meu obrigado!

Resumo

Atualmente, encontramos dispositivos baseados em MEMS (*Microelectromechanical Systems*) numa variedade grande de aplicações. Estes estão presentes em telemóveis, impressoras a jato de tinta, *airbags* automóveis ou mesmo sensores biomédicos. Apesar disto, existem ainda aplicações mais sensíveis, tal como a medição de microgravidade espacial, onde este tipo de sensores ainda não atingiu as especificações desejadas. Assim, surgiu a oportunidade de criar um micro-inclinómetro de alta resolução e compensado termicamente, baseado nesta tecnologia.

Esta dissertação propõe a utilização da tensão de *pull-in* como medição da inclinação a que a estrutura MEMS está sujeita. Este método, apesar de promissor, encontra-se limitado, tal como todos os dispositivos MEMS, pela dependência térmica da tensão de *pull-in*. Porém, foi implementado um mecanismo, baseado em eléctrodos em forma de pente, capaz da obtenção da tensão de *pull-in* nominal para diferentes temperaturas e inclinações. Assim, foi proposto um mecanismo de compensação de temperatura capaz de minimizar os desvios térmicos causados na tensão de *pull-in*.

Do trabalho desenvolvido resultou um micro-inclinómetro MEMS com uma resolução de $0,0013^\circ$ ($0,00325\%$ da *full scale*), uma gama dinâmica de $\pm 20^\circ$ e uma não linearidade de $0,87\%$. Obteve-se também um coeficiente térmico não compensado de $-303\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ($0,0068^\circ/^\circ\text{C}$).

Os resultados obtidos validam o método proposto, alcançando características semelhantes ou superiores aos dispositivos existentes (protótipos ou comerciais).

Palavras-chave: micro-inclinómetro, *pull-in*, MEMS, compensação de temperatura.

Abstract

Nowadays, MEMS devices are found in a wide variety of applications. These are present on mobile phones, ink jet printers, car airbags or even biomedical sensors. Despite this, there are more sensitive applications, such as space microgravity measurements, where this type of sensor has not yet reached the desired specifications. Therefore, there are opportunities to create a micro-inclinometer with high resolution, thermally compensated, based on this technology.

This dissertation proposes the use of the pull-in voltage as a measurement of the inclination of a microstructure. This method, although promising, is limited, like all the MEMS devices), by the temperature dependence of the pull-in voltage. However, a mechanism has been implemented based on comb-finger electrodes, capable of obtaining the nominal pull-in voltage for different temperatures and inclinations. Therefore, a mechanism for temperature compensation was proposed capable of minimize thermal variances caused in the pull-in voltage.

The work resulted in a MEMS micro-inclinometer with a resolution of $0,0013^\circ$ (0,00325% of full scale), a dynamic range of $\pm 20^\circ$ and a nonlinearity of 0,87%. The device presents an uncompensated temperature coefficient of $-303\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ($0,0068^\circ/^\circ\text{C}$).

The obtained results validate the proposed method, achieving similar or superior characteristics to the existing state-of-the-art (prototypes and commercially available).

Keywords: Micro-inclinometer, pull-in, MEMS, temperature compensation

Conteúdo

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract	vii
1. Introdução.....	1
1.1. Enquadramento.....	2
1.2. Motivação.....	2
1.3. Estado da Arte.....	3
1.4. Estrutura da Dissertação	8
2. Estruturas MEMS	11
2.1. Estruturas Utilizadas.....	12
2.2. Elérodos Paralelos <i>versus Comb-finger</i>	17
3. Funcionamento do Sistema.....	21
3.1. <i>Pull-in</i>	21
3.2. Demonstração do conceito.....	23
3.3. Medição da tensão de <i>pull-in</i>	25
3.4. Efeitos térmicos na tensão de <i>pull-in</i>	28
3.5. Mecanismo de compensação térmica	29
4. Desenvolvimento do Sistema	33
4.1. Seleção dos Componentes de <i>Hardware</i>	33
4.1.1. Subsistema de Atuação	33
4.1.2. Subsistema de Leitura.....	35
4.1.3. Subsistema de Controlo	40
4.2. Desenvolvimento do <i>Hardware</i> do Sistema.....	41
4.2.1. Subsistema de Atuação	41

4.2.2. Subsistema de Leitura.....	46
5. Resultados.....	57
5.1. Resultados Simulados.....	59
5.1.1. Modelo <i>Simulink</i>	59
5.1.2. Modelo <i>Multisim</i>	62
5.1.3. Simulação dos Efeitos Térmicos.....	65
5.2. Resultados Experimentais.....	65
5.2.1. Circuito de Atuação.....	66
5.2.2. Circuito de Leitura.....	68
5.2.3. Desempenho do Sistema.....	69
5.3. Discussão.....	75
6. Conclusões e Trabalho Futuro.....	79
Referências Bibliográficas.....	81
ANEXOS.....	85
A: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de atuação.....	86
B: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de leitura.....	89
C: Esquemático da placa de circuito impresso do circuito de leitura.....	92
D: <i>Layout</i> da placa de circuito impresso do sistema de atuação.....	94
E: <i>Layout</i> da placa de circuito impresso do sistema de leitura.....	95
F: <i>Layout</i> da placa de circuito impresso do circuito de leitura.....	96

Lista de Abreviaturas

- ° – Grau (Inclinação)
- °C – Grau Centígrado (Temperatura)
- A – Ampère (Corrente)
- ADC – *Analog to digital converter*
- Amp-op – Amplificador operacional
- CAD – *Computer-aided design*
- CI – Circuito integrado
- CMOS – *Complementary metal-oxide-semiconductor*
- DAC – *Digital to analog converter*
- DFN - *Dual-flat no-leads (package)*
- ESRG – *Embedded Systems Research Group*
- FPGA – *Field-programmable gate array*
- g – grama (massa)
- Hz – Hertz (Frequência)
- LVDS – *Low-voltage differential signaling*
- m – Metros (Distância)
- MEMS – *Microelectromechanical systems*
- MSPS – *Mega samples per second*
- PCB – *Printed circuit board*
- Ppm – Partes por milhão
- QFN - *Quad-flat no-leads (package)*
- s – Segundo (Tempo)
- SOIC – *Small-outline integrated circuit*
- SOP – *Small outline package*
- SPI – *Serial peripheral interface*
- TSSOP – *Thin-shrink small-outline package*
- V – Volt (Tensão)
- Ω – Ohm (Resistência)

Lista de Figuras

Figura 1.1: Ilustração presente em [12] do <i>Well's Inclinometer</i>	3
Figura 1.2: a) Inclinómetro <i>Rieker Model P-1057</i> b) <i>Cockpit</i> do avião <i>The Spirit of St. Louis</i> [40].....	4
Figura 1.3: Diagrama da estação de testes utilizada em [15]	5
Figura 1.4: a) Vista 3D do inclinómetro b) Movimento das molas quando sujeitas a uma força [17].....	5
Figura 1.5: Diagrama funcional do sensor presente em [18]	6
Figura 1.6: Inclinómetro SCA100T [19]	6
Figura 1.7: Diagrama esquemático do sensor MEMS desenhado em [20].....	7
Figura 1.8: Pormenor da estrutura MEMS utilizada em [8]	7
Figura 2.1: Exemplo de uma estrutura MEMS [41].....	11
Figura 2.2: Imagem microscópica da estrutura utilizada.....	13
Figura 2.3: Geometria da mola.....	14
Figura 2.4: Atuador eletrostático de eléttodos paralelos.....	17
Figura 2.5: Atuador eletrostático de eléttodos em forma de pente	19
Figura 3.1: Modelo simplificado de um atuador eletrostático de eléttodos paralelos	22
Figura 3.2: Simulação do comportamento das forças (equilíbrio)	24
Figura 3.3: Simulação do comportamento das forças (instabilidade)	25
Figura 3.4: Diagrama de blocos do sistema	26
Figura 3.5: Tensão de atuação aplicada à estrutura.....	27
Figura 3.6: Sequência de ações realizadas pelo sistema.....	27
Figura 3.7: Mudanças no condensador de eléttodos paralelos causadas pela expansão térmica.....	28
Figura 3.8: Gráfico do coeficiente de temperatura para a estrutura MEMS utilizada	29
Figura 3.9: Sequência de ações realizadas para a compensação térmica	31
Figura 4.1: AD5791 no <i>package</i> TSSOP-20	34
Figura 4.2: LME49710 no <i>package</i> SOIC-8.....	35

Figura 4.3: AD835 no <i>package</i> SOIC-8	36
Figura 4.4: AD8022 no <i>package</i> SOP-8	37
Figura 4.5: ADS5560 no <i>package</i> QFN-48	38
Figura 4.6: THS4502 no <i>package</i> SOIC-8	39
Figura 4.7: SHT21 no <i>package</i> DFN-6	40
Figura 4.8: Placa de desenvolvimento Altera DE2-70	41
Figura 4.9: Esquemático das tensões de referência	42
Figura 4.10: Esquemático de um DAC.....	43
Figura 4.11: Resposta em frequência do filtro passa-baixo com frequência de corte de 1,2MHz.....	44
Figura 4.12: Esquemático do filtro passa-baixo <i>Butterworth</i> com frequência de corte 1,2MHz.....	44
Figura 4.13: Placa de circuito impresso do sistema de atuação	46
Figura 4.14: Estrutura MEMS encapsulada.....	46
Figura 4.15: <i>Switch</i> digital ADG1434 a) <i>Package</i> TSSOP-16 b) Diagrama funcional	47
Figura 4.16: Esquemático do <i>switch</i> digital e da estrutura MEMS.....	47
Figura 4.17: Circuito equivalente da estrutura MEMS e amplificador de carga [42]	48
Figura 4.18: Resposta em frequência do filtro passa-baixo do multiplicador	52
Figura 4.19: Esquemático do circuito de leitura.....	52
Figura 4.20: Esquemático dos comparadores analógicos	53
Figura 4.21: Circuito do amplificador diferencial e ADC	54
Figura 4.22: Pormenor das pistas de dados do ADC	55
Figura 4.23: Placa de circuito impresso do sistema de leitura.....	56
Figura 4.24: Placa de circuito impresso do circuito de leitura.....	56
Figura 5.1: Gráfico da medição da deflexão das estruturas MEMS.....	57
Figura 5.2: Gráfico do TC da estrutura MEMS utilizada com as dimensões medidas	58
Figura 5.3: Modelo em <i>Simulink</i> do sistema	59
Figura 5.4: Simulação em <i>Simulink</i> do comportamento da estrutura para diferentes inclinações.....	60

Figura 5.5: Gráfico da tensão aplicada nos elétrodos <i>comb-finger</i> em função da inclinação	61
Figura 5.6: Modelo <i>Multisim</i> do sistema	62
Figura 5.7: Gráfico do resultado da simulação do <i>pull-in</i> no <i>Multisim</i>	63
Figura 5.8: Simulação em <i>Multisim</i> do comportamento do sistema para diferentes inclinações	64
Figura 5.9: Resultado da simulação dos efeitos térmicos	65
Figura 5.10: Caracterização do circuito de atuação (Saída teórica vs. experimental)	66
Figura 5.11: Caracterização do ruído do sistema de atuação	67
Figura 5.12: Rampa gerada pelo DAC a) Escala temporal: 250ms b) Escala temporal: 500ms	67
Figura 5.13: Medição do ruído do circuito de leitura.....	68
Figura 5.14: Medição do ruído do circuito de leitura com um filtro digital	68
Figura 5.15: Resposta do circuito de leitura	69
Figura 5.16: Montagem utilizada para os testes experimentais.....	70
Figura 5.17: Resultados experimentais para diferentes inclinações.....	71
Figura 5.18: Teste de sensibilidade para as restantes estruturas	71
Figura 5.19: Resultado da medição da estabilidade da tensão de <i>pull-in</i>	72
Figura 5.20: ΔV_{pi} para diferentes temperaturas	73
Figura 5.21: Efeitos da temperatura na tensão de <i>pull-in</i>	73
Figura 5.22: Tentativa de compensação do ΔV_{pi}	74
Figura 5.23: Coeficiente de temperatura medido experimentalmente para as tensões de <i>pull-in</i> esquerda e direita	75
Figura 5.24: Resultados simulados da variação de T1 com a inclinação.....	76
Figura 5.25: Simulação do novo método de compensação térmica	77
Figura A.1: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de atuação (parte 1).....	86
Figura A.2: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de atuação (parte 2).....	87
Figura A.3: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de atuação (parte 3).....	88

Figura A.4: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de leitura (parte 1)89

Figura A.5: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de leitura (parte 2) 90

Figura A.6: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de leitura (parte 3)91

Figura A.7: Esquemático da placa de circuito impresso do circuito de leitura (parte 1)92

Figura A.8: Esquemático da placa de circuito impresso do circuito de leitura (parte 2)93

Figura A.9: *Layout* da placa de circuito impresso do sistema de atuação (*top layer*)94

Figura A.10: *Layout* da placa de circuito impresso do sistema de atuação (*bottom layer*).....94

Figura A.11: *Layout* da placa de circuito impresso do sistema de leitura (*top layer*)95

Figura A.12: *Layout* da placa de circuito impresso do sistema de leitura (*bottom layer*).....95

Figura A.13: *Layout* da placa de circuito impresso do circuito de leitura (*top layer*)96

Figura A.14: *Layout* da placa de circuito impresso do circuito de leitura (*bottom layer*).....96

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Principais dimensões da estrutura utilizada	12
Tabela 2.2: Parâmetros da estrutura MEMS.....	16
Tabela 4.1: Principais características do AD8791.....	34
Tabela 4.2: Principais características do REF102	35
Tabela 4.3: Principais características do LME49710	36
Tabela 4.4: Principais características do AD835	37
Tabela 4.5: Principais características do AD8022.....	38
Tabela 4.6: Principais características do ADS5560	39
Tabela 4.7: Principais características do THS4502	39
Tabela 4.8: Principais características do SHT21.....	40
Tabela 4.9: Tabela de verdade do ADG1434	47
Tabela 5.1: Resultados da simulação em Multisim da atuação nos elétrodos <i>comb-finger</i>	64
Tabela 5.2: Coeficiente de temperatura medido para várias estruturas MEMS.....	73
Tabela 5.3: Medições alcançadas na obtenção da tensão de <i>pull-in</i> nominal.....	74

1.

Introdução

Ao longo dos últimos anos, tem existido algum interesse no estudo de sensores MEMS que utilizam a tensão de *pull-in* como princípio de transdução. Isto acontece pois os sensores baseados em *pull-in* podem ser usados em diversas aplicações e apresentam várias vantagens. São exemplos de aplicação micro-acelerómetros e sensores de pressão. As vantagens que se destacam neste mecanismo de transdução, são a sua simplicidade e a alta sensibilidade proporcionada. No entanto, como a tensão de *pull-in* é afetada por variações de temperatura (fundamentalmente devido à variação do Módulo de Young com a temperatura) [1] [2], são necessários mecanismos para compensação desse mesmo efeito.

Assim, de modo a minimizar a influência da temperatura na tensão de *pull-in*, esta dissertação visa implementar um novo mecanismo eletromecânico, para integrar num micro-inclinómetro, baseado em elétrodos em forma de pente, que permitem a leitura da tensão de *pull-in* nominal para várias temperaturas e inclinações. Deste modo, é possível minimizar os desvios que ocorrem devido às variações de temperatura.

1.1. Enquadramento

Sendo o principal objetivo desta dissertação o estudo, implementação e teste de um micro-inclinómetro termo compensado que utiliza a tensão de *pull-in* como princípio de transdução, esta enquadra-se na área das microtecnologias, englobando também conhecimentos de sistemas embebidos.

Desta forma, esta dissertação foi desenvolvida em colaboração com dois grupos do Departamento de Eletrónica Industrial de Universidade do Minho, o grupo de microtecnologias e o ESRG.

1.2. Motivação

Apesar de ao longo dos últimos anos, uma quantidade considerável de pesquisa ter sido dedicada a estruturas MEMS, há ainda aplicações que requerem sensibilidades elevadas, como por exemplo monitorização sísmica [3], onde os sensores baseados em tecnologia MEMS ainda não atingiram as especificações desejadas [4]. Estas estruturas podem ser, como dito anteriormente, micro-acelerómetros, sensores de pressão e, mais recentemente, micro-inclinómetros. Será sobre estes últimos que esta dissertação irá incidir.

Um inclinómetro é um dispositivo que utiliza a gravidade para medir a inclinação de um objeto [5] e têm várias áreas de aplicação, tais como a engenharia civil, a robótica e a aviação [6] [7]. As principais características a ter em conta no fabrico de um inclinómetro são a estabilidade ao longo do tempo e a sua resolução, que deverá ser elevada [5]. Dependendo da tecnologia utilizada no seu fabrico, a resolução destes dispositivos varia, sendo possível encontrar na literatura inclinómetros com resoluções na ordem dos $0,0025^\circ$ [7] [8] [9].

Uma abordagem promissora para a obtenção de resoluções elevadas utiliza a medição do tempo de *pull-in* de estruturas micro-fabricadas como mecanismo de deteção. Basicamente, levar a estrutura repetidamente ao *pull-in* enquanto medimos o tempo do mesmo, possibilita a medição de acelerações externas [4]. Este processo apresenta várias vantagens, de entre as quais se destacam a elevada resolução proporcionada e o reduzido ruído obtido.

Apesar do ruído obtido ser pequeno, é sempre desejável a sua redução, permitindo assim o uso destes dispositivos em aplicações mais sensíveis. É conhecido que dispositivos MEMS electrostáticos têm uma certa instabilidade associada [2] [10]. Esta instabilidade está associada a dois efeitos: capacidades parasitas acumuladas nos elétrodos de atuação [2] [10] [11] e um coeficiente de temperatura devido à expansão e dependência térmica do Módulo de Young do material utilizado [2] [11]. Parte do trabalho a fazer irá incidir sobre o segundo efeito, com o objetivo de desenvolver um mecanismo de compensação de temperatura para um micro-inclinómetro MEMS baseado na tensão de *pull-in*. De salientar que as variações da tensão de *pull-in* com a temperatura só são significativas para sistemas de elevada resolução pelo que este trabalho visa fundamentalmente a construção de um inclinómetro de alta-resolução que permita estudar, e eventualmente compensar, o efeito da temperatura na tensão de *pull-in*.

Assim, compensando os efeitos negativos da variação da temperatura, o dispositivo resultante desta dissertação terá vantagens em relação aos existentes, uma vez que este proporcionará uma resolução elevada e estabilidade às variações de temperatura, permitindo a sua utilização em aplicações mais exigentes.

1.3. Estado da Arte

A utilização de inclinómetros para as mais variadas aplicações já não é nova. Um dos mais antigos é o *Well's Inclinometer*, cuja utilização remonta a 1867 [12], e consiste numa base com uma escala graduada, onde está marcado o ângulo, e num disco côncavo apenas meio cheio de um líquido. Assim, sendo a linha de zero paralela à base, o líquido aponta para o valor correspondente de inclinação marcado na escala.

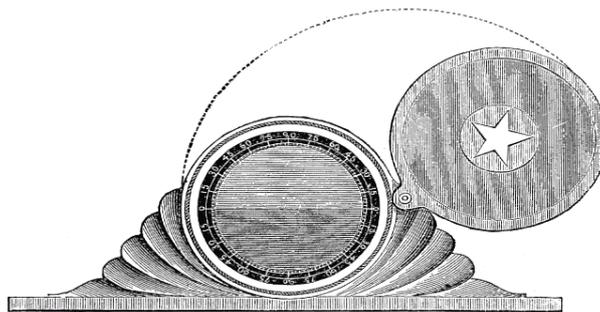


Figura 1.1: Ilustração presente em [12] do *Well's Inclinometer*

Por outro lado, um dos inclinómetros mais famosos foi usado no *cockpit* do avião *The Spirit of St. Louis*, em 1927. Aqui, Charles Lindberg escolheu o inclinómetro *Rieker Model P-1057* para lhe indicar o ângulo de descolagem e aterragem, naquele que foi o primeiro voo entre Nova Iorque e Paris sem escalas [13].

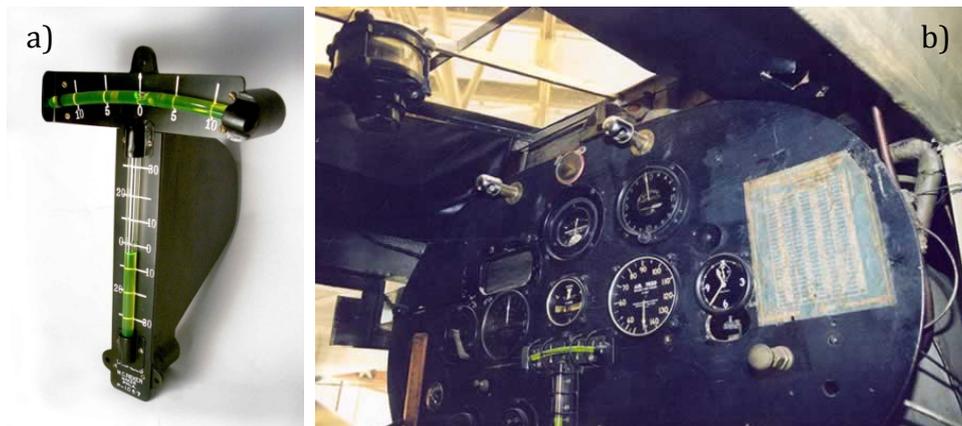


Figura 1.2: a) Inclinómetro *Rieker Model P-1057* b) *Cockpit* do avião *The Spirit of St. Louis* [40]

Apesar de já existirem inclinómetros há cerca de 150 anos, a utilização de estruturas MEMS para a sua implementação é bem mais recente. Diferentes autores adotam diferentes abordagens com resultados distintos. Porém, a abordagem mais comum consiste na utilização de um acelerómetro já existente, o qual é incorporado no sistema [9] [14] [15] [16]. Embora este seja um método válido, não é o mais indicado quando se pretende uma resolução elevada, uma vez que as características do inclinómetro são limitadas pelas características do acelerómetro.

Em 2006, Sergiusz Luczak et al., empregou essa mesma abordagem utilizando duas unidades do acelerómetro comercial ADXL202 da *Analog Devices*, orientadas em paralelo uma em relação à outra. Aqui, os autores propõem o desenvolvimento de um inclinómetro que não excedesse o tamanho de 25mm e tivesse uma precisão de pelo menos 1° . Foi então montada uma estação de testes especialmente desenhada para este sistema, permitindo a aplicação de uma inclinação arbitrária no sensor, com uma resolução de $\pm 0,02^\circ$ e, através de um *software* específico, o computador comunica com a eletrónica do sistema. Após os testes realizados, verificou-se que o erro máximo do sensor não excedeu $0,27^\circ$,

validando os objetivos propostos pelos autores [15]. Este resultado, apesar de ser satisfatório no contexto em que está inserido, não o é no contexto desta dissertação, uma vez que se pretende uma resolução bastante superior à obtida.

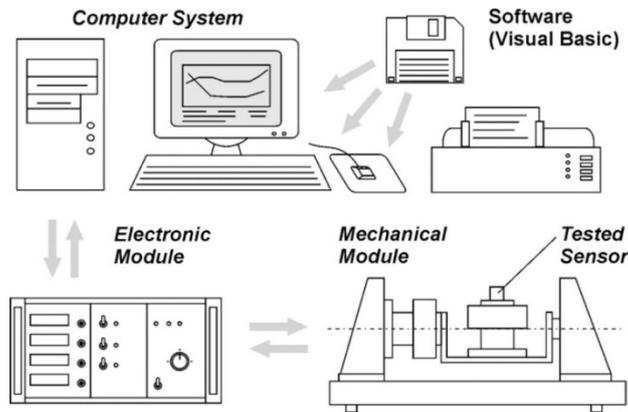


Figura 1.3: Diagrama da estação de testes utilizada em [15]

Por sua vez, Lijun Tang et al., em 2008, propôs a utilização de uma estrutura piezoresistiva para implementação de um inclinômetro MEMS. Este seria composto por um pêndulo sólido fixo a uma massa central e quatro molas compostas por um material piezoresistivo. Assim, a força gravítica exercida sobre o pêndulo irá provocar movimento nas molas, e dependendo do ângulo de inclinação irá afetar de forma diferente as mesmas. Então, acoplando as molas a uma ponte de Wheatstone e medindo a saída, é possível calcular a inclinação a que a estrutura está sujeita. Após a realização de testes, foi conseguida uma gama dinâmica de 360° , uma boa resolução e alta sensibilidade, sem mencionar um valor concreto [17].

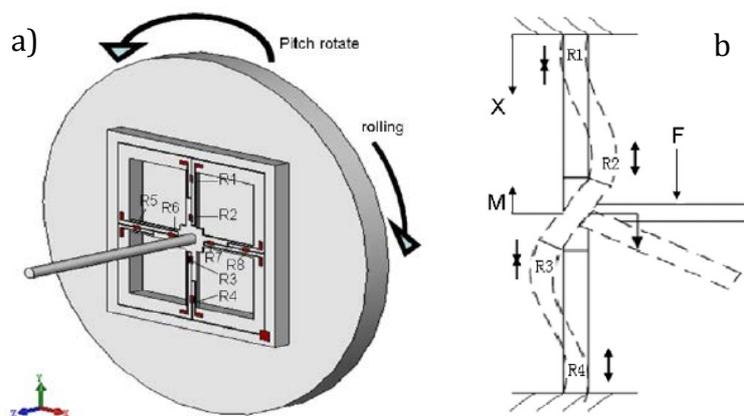


Figura 1.4: a) Vista 3D do inclinômetro b) Movimento das molas quando sujeitas a uma força [17]

Outra abordagem pode ser vista em [18], onde os autores optaram pelo fabrico de uma estrutura MEMS com três eléctrodos e preenchida por um fluido líquido, de forma a conseguirem medir inclinação. Assim, quando o sensor está equilibrado, tanto o eléctrodo positivo como o negativo estão igualmente submersos, fazendo com que o sinal à sua saída seja equivalente. Por outro lado, quando a estrutura se inclina, um dos eléctrodos terá uma área submersa maior do que o outro, resultando numa queda no valor da resistência do mesmo, proporcionando assim a medição do ângulo de inclinação. O sensor testado apresentou uma tensão de saída de 50mV por grau de inclinação e uma gama dinâmica de $\pm 60^\circ$. Assim, o conceito foi validado, mas é evidente que esta não é a melhor abordagem quando o objetivo é uma resolução elevada.

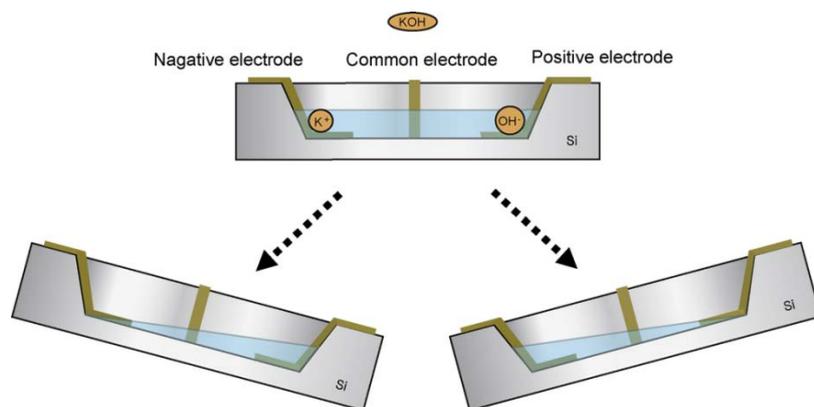


Figura 1.5: Diagrama funcional do sensor presente em [18]

Tal como em [15], Yan Yu et al. utilizou um sensor comercial, quando em 2009 se propôs a desenvolver um sistema sem fios composto por um sensor MEMS, capaz de medir inclinação. Para isso, os autores optaram pela utilização do SCA100T, um inclinómetro analógico de alta performance da *Murata Electronics Oy*. Este tem uma resolução de $0,0025^\circ$ e um *offset* dependente da temperatura de $0,008^\circ/\text{C}$, para temperaturas compreendidas entre -25°C e 80°C [19]. O sistema final mantém a mesma resolução do sensor e tem um erro máximo de 1% [9]. Os resultados obtidos são espectáveis, uma vez que o sensor utilizado é de alta performance.



Figura 1.6: Inclinómetro SCA100T [19]

No ano de 2011, Simone Dalola et al., propôs-se a desenvolver um inclinômetro piezoresistivo com compensação térmica. Para isso foi desenvolvido um acelerômetro MEMS tri-axial. Este consiste numa massa suspensa por quatro molas ancoradas a uma estrutura fixa de silício. Colocando um material piezoresistivo nas molas e atuando o sensor através de acelerações, é possível decompor a força resultante nas suas componentes X, Y e Z. Realizando testes ao sistema, à temperatura ambiente, foi possível determinar uma resolução inferior a $0,1^\circ$. Uma vez que o sensor se encontrava à temperatura ambiente (25°C), e de forma a comprovar o conceito de compensação térmica, os autores procederam ao aquecimento do mesmo até a uma temperatura de 65°C . Este teste permitiu observar uma queda na sensibilidade da ordem dos 10% [20]. Então, considerando a resolução de $0,1^\circ$ e os resultados obtidos com o aumento da temperatura, esta não é a melhor abordagem no contexto desta dissertação.

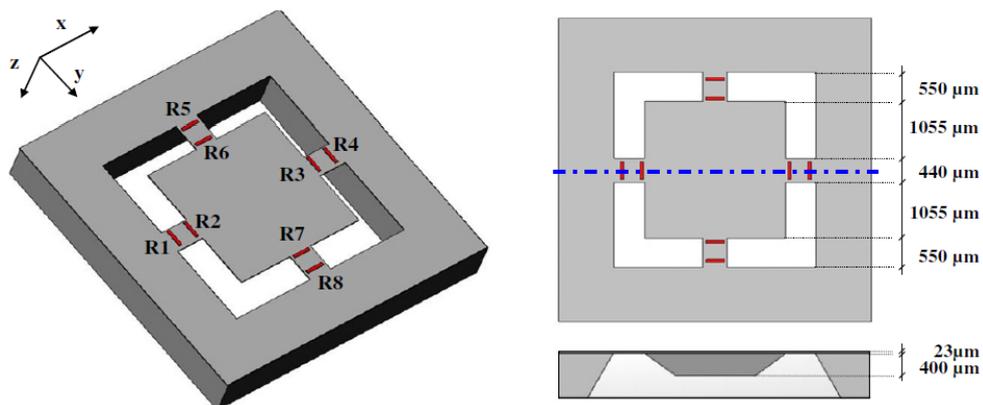


Figura 1.7: Diagrama esquemático do sensor MEMS desenhado em [20]

Diamano Cresini, Marco Baù e Vittorio Ferrari, em 2010, apresentaram também uma proposta para um inclinômetro MEMS com alta resolução e baixo desvio térmico. Optaram então pelo fabrico de uma estrutura capacitiva, capaz de uma gama dinâmica de $\pm 10^\circ$ num plano rotacional perpendicular à gravidade terrestre. Após calibração e compensação térmica, foi conseguida uma resolução de $\pm 0,002^\circ$, em torno de 0° , e um *offset* dependente da temperatura inferior a $0,002^\circ/\text{C}$, para

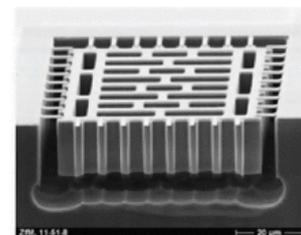


Figura 1.8: Pormenor da estrutura MEMS utilizada em [8]

temperaturas compreendidas entre 0°C e 50°C [8]. Esta é uma abordagem promissora e com bons resultados, pelo que no desenvolvimento desta dissertação será tida em atenção.

Quem também se debruçou sobre os efeitos da temperatura nas estruturas MEMS, e mais concretamente na tensão de *pull-in* das mesmas, foi L. A. Rocha, E. Cretu e R. F. Wolffenbuttel. Estes desenharam várias estruturas e realizaram inúmeros testes, chegando à conclusão que a temperatura influencia o comportamento das estruturas desenhadas à microescala, principalmente devido ao fenómeno de expansão térmica e à dependência à temperatura do Módulo de Young do material utilizado. Assim, sabendo que o silício policristalino tem um coeficiente de expansão térmica $\alpha = 3 \times 10^{-6} K^{-1}$ [21] e que o Módulo de Young tem um coeficiente térmico $\beta = -67 \times 10^{-6} K^{-1}$, os autores foram capazes de deduzir uma expressão matemática capaz de compensar os efeitos da temperatura na tensão de *pull-in* [1] [2].

Tendo em conta os trabalhos abordados ao longo desta secção, pode-se dizer que existem condições para a implementação de um mecanismo eletromecânico de compensação de temperatura para integração num micro-inclinómetro. Isto verifica-se, uma vez que é uma necessidade inerente caso se pretenda a obtenção de uma resolução elevada e, por outro lado, é um método ainda pouco explorado.

1.4. Estrutura da Dissertação

O capítulo um desta dissertação é de carácter introdutório. Este apresenta o tema ao leitor, mostrando os objetivos e a motivação. Aqui está também integrado o estado da arte relativo a sensores MEMS de inclinação e aos efeitos da temperatura nos mesmos, referenciando alguns dos trabalhos mais importantes nesta área de investigação científica.

Por sua vez, o segundo capítulo aborda o tema das estruturas MEMS, explicando o que estas são e como são fabricadas. Aqui é também especificada a estrutura utilizada nesta dissertação, bem como todos os seus parâmetros.

Seguidamente, o capítulo três mostra o funcionamento global do sistema. Aqui pode ser vista uma explicação do fenómeno de *pull-in*, e de que forma a temperatura afeta a tensão de *pull-in*. São também apresentados diagramas funcionais que representam o procedimento executado pelo sistema.

O capítulo quatro descreve todo o processo de desenvolvimento do sistema, com foco no desenvolvimento do *hardware*. Este explica os circuitos implementados, bem como os componentes escolhidos para a sua implementação.

O quinto capítulo apresenta os resultados obtidos, tanto através de simulações como por meios experimentais, demonstrando assim o comportamento do sistema.

Por fim, o capítulo seis é dedicado às conclusões obtidas durante o processo de desenvolvimento desta dissertação. São também apresentadas recomendações para trabalho futuro, de forma a melhorar os resultados obtidos.

2.

Estruturas MEMS

Microelectromechanical systems é por vezes referido como a tecnologia utilizada para o fabrico de pequenos dispositivos que combinam propriedades elétricas e mecânicas, sendo que as suas dimensões podem variar desde alguns micrómetros até aos milímetros. Estes dispositivos, por norma, podem ser sensores ou atuadores e embora operem à microescala os seus efeitos podem ser vistos a olho nu.

A parte mecânica destes sistemas é fabricada através da utilização de técnicas sofisticadas de manipulação do silício, entre outros substratos. Estes processos são capazes de remover seletivamente partes do silício ou acrescentar camadas adicionais, produzindo as formas necessárias. Assim, tirando partido das propriedades mecânicas e elétricas do silício, é possível a criação deste tipo de sistemas.

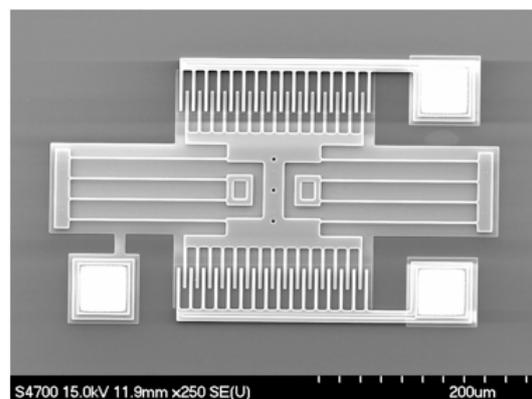


Figura 2.1: Exemplo de uma estrutura MEMS [41]

Atualmente, estes dispositivos podem ser vistos em grande quantidade nas mais variadas aplicações, como por exemplo, tinteiros para impressoras a

jato de tinta, micro-espelhos para projetores de imagem, micro-acelerômetros para as mais variadas aplicações, entre outros [22].

2.1. Estruturas Utilizadas

No âmbito desta dissertação foram utilizadas microestruturas capacitivas, fabricadas através do processo comercial SOIMUMPs. As estruturas consistem numa massa central simétrica suspensa por quatro molas de folha tripla, contendo ainda elementos sensores e atuadores. No que diz respeito aos elementos sensoriais, esta estrutura possui dois conjuntos com trinta condensadores de elétrodos paralelos, separados de $2,25\mu\text{m}$. Quanto aos elementos atuadores, a estrutura utilizada integra dois tipos, atuadores de elétrodos paralelos e elétrodos em forma de pente (*comb-finger*). Relativamente aos atuadores paralelos, existem dois conjuntos de oito elétrodos, um para atuar a estrutura para a direita e outro para a esquerda. Por outro lado, os atuadores baseados em elétrodos *comb-finger* são compostos por dois conjuntos de condensadores com quinhentos e sessenta elétrodos cada. Na tabela 2.1 podem ser vistas as principais dimensões da estrutura.

Tabela 2.1: Principais dimensões da estrutura utilizada

Elétrodos sensoriais	Número de elétrodos (n)	30×2
	Comprimento dos elétrodos (l)	$500\mu\text{m}$
	Largura dos elétrodos (w)	$30\mu\text{m}$
	Espessura dos elétrodos (t)	$25\mu\text{m}$
Elétrodos paralelos	Número de elétrodos (n)	8×2
	Comprimento dos elétrodos (l)	$500\mu\text{m}$
	Largura dos elétrodos (w)	$30\mu\text{m}$
	Espessura dos elétrodos (t)	$25\mu\text{m}$
Elétrodos <i>comb-finger</i>	Número de elétrodos (n)	560×2
	Comprimento dos elétrodos (l)	$8\mu\text{m}$
	Largura dos elétrodos (w)	$3\mu\text{m}$
	Espessura dos elétrodos (t)	$25\mu\text{m}$
Mola	Comprimento da mola ($l_1; l_2; l_3$)	$485; 462; 485\mu\text{m}$
	Largura da mola ($w_1; w_2; w_3$)	$4,5; 4,25; 4,5\mu\text{m}$
	Espessura da mola ($t_1; t_2; t_3$)	$25; 25; 25\mu\text{m}$

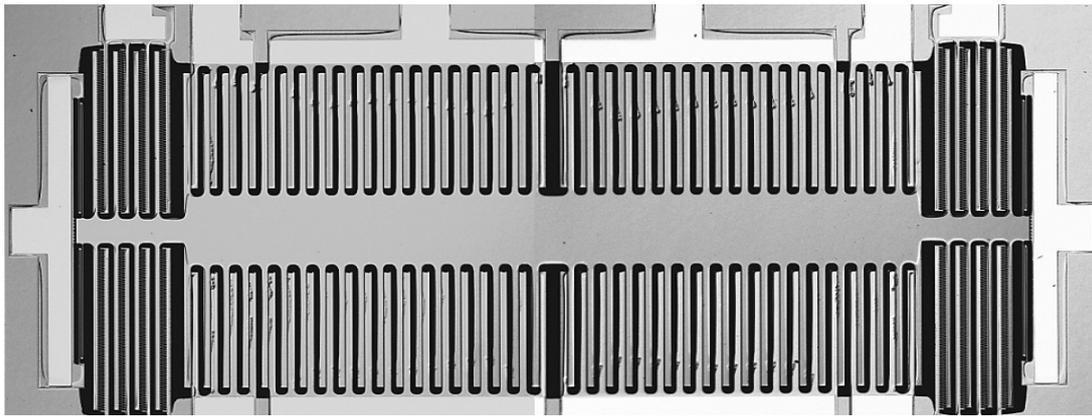


Figura 2.2: Imagem microscópica da estrutura utilizada

Após uma análise superficial da microestrutura foram calculados todos os parâmetros da mesma, de forma a posteriormente validar os resultados obtidos. Assim, o primeiro parâmetro calculado foi a massa móvel da estrutura. Após obtenção do valor de $2,543\mu\text{m}^2$ correspondente à área, e sabendo que a densidade do silício utilizado é de $2350\text{kg}/\text{m}^3$, deduziu-se o valor de $0,149\text{mg}$ para a massa.

Outro parâmetro importante de uma estrutura deste tipo é a sua constante de elasticidade, uma vez que esta irá ter influência direta na forma como a estrutura se irá deslocar, e conseqüentemente na sua tensão de *pull-in*. No cálculo deste parâmetro é importante ter em atenção a geometria da mola, tendo em conta que influencia a fórmula de cálculo. Na figura 2.3 pode ser vista uma das quatro molas presentes na estrutura utilizada, sendo que, para esta geometria, a fórmula de cálculo é:

$$K_{mola} = \frac{1}{\frac{l_1^3}{12EI_1} + \frac{l_2^3}{12EI_2} + \frac{l_3^3}{12EI_3}}, \quad (2.1)$$

onde l é o comprimento da mola, E corresponde ao Módulo e Young do silício (169GPa) e I é o segundo momento de inércia e pode ser calculado através da seguinte expressão:

$$I = \frac{1}{12} w^3 t, \quad (2.2)$$

onde w significa a largura da mola e t corresponde à espessura do silício.

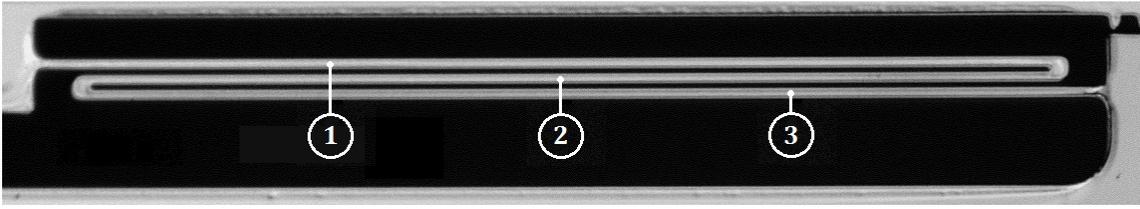


Figura 2.3: Geometria da mola ($l_1=l_3=485\mu\text{m}$, $l_2=462\mu\text{m}$, $w_1=w_3=4.5\mu\text{m}$, $w_2=4.25\mu\text{m}$, $t_1=t_2=t_3=25\mu\text{m}$)

Após o cálculo de $I_1=I_3=1,898\times 10^{-22}\text{m}^4$ e $I_2=1,599\times 10^{-22}\text{m}^4$, foi obtido o valor de $K_{mola} = 1,115\text{N/m}$. Uma vez que a estrutura utilizada é composta por quatro molas iguais, a constante de elasticidade total da estrutura é dada por:

$$K_{Total} = 4 \times K_{mola}, \quad (2.3)$$

de onde se obtém o valor de $K_{Total} = 4,461\text{N/m}$.

Sabendo a valor da constante de elasticidade e a massa da estrutura é possível calcular a frequência de ressonância da mesma. Assim, através da expressão (2.4) foi possível obter o valor $f_r = 870\text{Hz}$.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \left(\sqrt{\frac{K_{Total}}{m}} \right) \quad (2.4)$$

Uma vez que as molas irão manter suspensa a parte móvel da estrutura, é necessário ter em atenção a constante de elasticidade no eixo Z. Então, a força elástica das molas deverá ser capaz de contrariar a força gravítica a que a estrutura está sujeita. Tendo em conta que o Módulo de Young do silício, nesta direção, é 130GPa, obteve-se o valor de $I_{1z}=I_{3z}=6,591\times 10^{-21}\text{m}^4$ e $I_{2z}=5,534\times 10^{-21}\text{m}^4$. Consequentemente, $K_{1z}=K_{3z}=90,126\text{N/m}$ e $K_{2z}=87,546\text{N/m}$, fazendo com que a constante de elasticidade do eixo Z seja $K_z=119,025\text{N/m}$. Foi então calculada a força gravítica a que a estrutura está sujeita:

$$F_{grav} = m \times a \quad (2.5)$$

$$\Leftrightarrow F_{grav} = 1,494 \times 10^{-7} \times 9,8 = 1,464 \times 10^{-6} \text{ N}$$

Assim, partindo do princípio que a força elástica da mola é capaz de contrariar a força gravítica a que a estrutura está sujeita, calculou-se o deslocamento resultante:

$$F_{elas} = k \times x \quad (2.6)$$

$$\Leftrightarrow x = \frac{1,464 \times 10^{-6}}{119,025} = 1,23 \times 10^{-8} m$$

Conclui-se então que a estrutura sofre um deslocamento de 12,3nm no eixo Z, consequente da força gravítica a que esta está sujeita. A influência deste fenómeno nas características da estrutura é desprezável, uma vez este valor representa cerca de 0,005% da espessura de silício.

Outro fenómeno importante em estruturas desenhadas à microescala é o amortecimento, uma vez que este irá opor-se ao movimento da estrutura. Assim, foi calculado o coeficiente de amortecimento provocado pelos elétrodos paralelos, quando a estrutura se encontra em repouso. Sabendo que a estrutura possui 76 elétrodos paralelos (n), o seu espaçamento inicial (d_0) é 2,25 μ m, o seu comprimento (l) é 500 μ m, a espessura do silício (t) é 25 μ m e a viscosidade do ar à temperatura ambiente (μ) é 1,82 $\times 10^{-5}$ Pa.s, temos:

$$b = \frac{768 \times n \times \mu \times (t \times l)^3}{\pi^6 \times (d_0 - x)^3 \times (t^2 + l^2)} \quad (2.7)$$

$$\Leftrightarrow b = 0,756 \text{ mN.s/m}$$

Por sua vez, a capacidade sensorial da estrutura também é um parâmetro relevante, na medida em que quanto maior for a variação desta capacidade em função do deslocamento, mais fácil será fazer a leitura das variações de capacidade. Assim, tendo em conta que o elemento sensorial da estrutura utilizada pode simplificar-se a dois condensadores, C_{Sleft} e C_{Sright} , foram calculados os seus valores para quando a estrutura se encontra em repouso e para quando o deslocamento é máximo (lado esquerdo), através da expressão (2.8), onde ϵ_0 representa a permitividade elétrica do ar.

$$C = \frac{n \times \epsilon_0 \times l \times t}{d_0 - x} \quad (2.8)$$

Assim, em repouso ($x = 0\mu\text{m}$), temos:

$$C_{Sleft} = C_{Sright} = 30 \times \frac{8,854 \times 10^{-12} \times 25 \times 10^{-6} \times 500 \times 10^{-6}}{2,25 \times 10^{-6}} = 1,476 \text{ pF}$$

Por outro lado, quando o deslocamento é máximo para o lado esquerdo ($x = 2\mu\text{m}$), temos:

$$C_{Sleft} = 30 \times \frac{8,854 \times 10^{-12} \times 25 \times 10^{-6} \times 500 \times 10^{-6}}{2,25 \times 10^{-6} - 2 \times 10^{-6}} = 13,281 \text{ pF}$$

$$C_{Sright} = 30 \times \frac{8,854 \times 10^{-12} \times 25 \times 10^{-6} \times 500 \times 10^{-6}}{2,25 \times 10^{-6} + 2 \times 10^{-6}} = 0,781 \text{ pF}$$

Caso a estrutura se desloque $2\mu\text{m}$ para o lado direito, facilmente se percebe que o valor das suas capacidades será $C_{Sleft} = 0,781\text{pF}$ e $C_{Sright} = 13,281\text{pF}$. Assim, para um deslocamento desde $-2\mu\text{m}$ até $2\mu\text{m}$, ambos os condensadores terão uma variação de capacidade de $12,5\text{pF}$ [23].

A tabela 2.2 apresenta os principais parâmetros calculados previamente.

Tabela 2.2: Parâmetros da estrutura MEMS

Massa (m)	0,149mg
Constante de elasticidade (k)	4,461N/m
Frequência de ressonância (f_r)	870Hz
Coefficiente de amortecimento (b)	0,756 mN.s/m
Capacidade sensorial em repouso	1,476pF
Variação máxima de capacidade	12,5pF

2.2. Eléttodos Paralelos *versus Comb-finger*

Como foi dito na secção anterior, a estrutura utilizada possui dois tipos de atuadores: atuadores paralelos e atuadores em forma de pente, também chamados *comb-finger*. Aqui serão abordados estes dois tipos de atuação, discriminando as diferenças entre eles e explicando as vantagens quando comparados.

Atualmente, existem quatro tipos principais de micro-atuadores: térmicos, eletrostáticos, magnéticos e piezoelétricos, sendo que os atuadores de eléctrodos paralelos e *comb-finger* pertencem ao tipo eletrostáticos. Estes são vantajosos em relação aos restantes, uma vez que proporcionam uma resposta rápida, uma precisão elevada e o processo de fabrico é simples.

Relativamente aos atuadores eletrostáticos de eléctrodos paralelos, estes tem um movimento perpendicular ao plano das placas do condensador, variando a distância entre elas. Este tipo de atuadores não permite o controlo do deslocamento da estrutura na totalidade do espaço disponível entre eléctrodos, uma vez que são suscetíveis do fenómeno de *pull-in*, sendo que no próximo capítulo será abordado este fenómeno mais detalhadamente. A figura 2.4 ilustra a geometria e a direção do movimento de um atuador deste tipo.

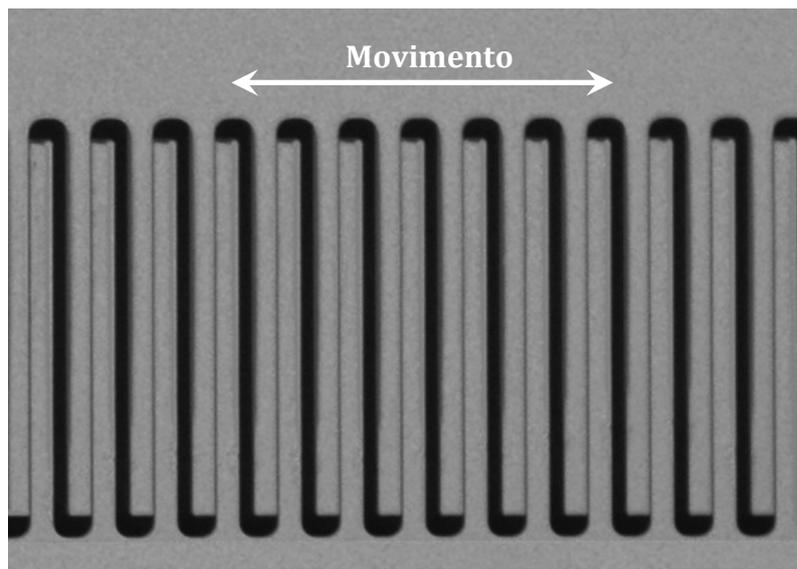


Figura 2.4: Atuador eletrostático de eléctrodos paralelos

Através das expressões (8) e (9) é possível calcular o valor da capacidade de atuação e a força eletrostática, respetivamente.

$$C = \frac{n \times \varepsilon_0 \times l \times t}{d_0 - x} \quad (2.8)$$

$$F_{elet} = \frac{n \times \varepsilon_0 \times l \times t \times V^2}{2 \times (d_0 - x)^2} \quad (2.9)$$

Para $x = 0$, isto é, a estrutura está em repouso, o valor da capacidade de atuação é 0,394pF.

Agora imaginemos que é desejável mover a estrutura 0,5 μ m para a esquerda. Quanto será a tensão necessária a aplicar aos terminais dos atuadores? De forma à estrutura deslocar-se e manter-se nessa posição, é necessário haver um equilíbrio entre a força elástica e a força eletrostática. Então calculemos a força elástica em primeiro lugar:

$$F_{elas} = k \times x \quad (2.6)$$

$$\Leftrightarrow F_{elas} = 4,461 \times 0,5 \times 10^{-6} = 2,23 \mu N$$

Logo, igualando a força elástica à força eletrostática temos:

$$F_{elas} = F_{elet} \quad (2.10)$$

$$\Leftrightarrow 2,23 \times 10^{-6} = \frac{8 \times 8,854 \times 10^{-12} \times 500 \times 10^{-6} \times 25 \times 10^{-6} \times V^2}{2 \times (2,25 \times 10^{-6} - 0,5 \times 10^{-6})^2}$$

$$\Leftrightarrow V = 3,928V$$

Assim, se quiséssemos deslocar a estrutura 0,5 μ m para a esquerda, seria necessário aplicar uma tensão de 3,928V nos atuadores eletrostáticos de elétrodos paralelos da esquerda.

No que diz respeito aos atuadores eletrostáticos com elérodos em forma de pente, estes apresentam um movimento paralelo ao plano das placas do condensador, variando a sua área sobreposta. Na figura seguinte é possível visualizar a geometria dos mesmos, bem como a direção do movimento proporcionada por estes.

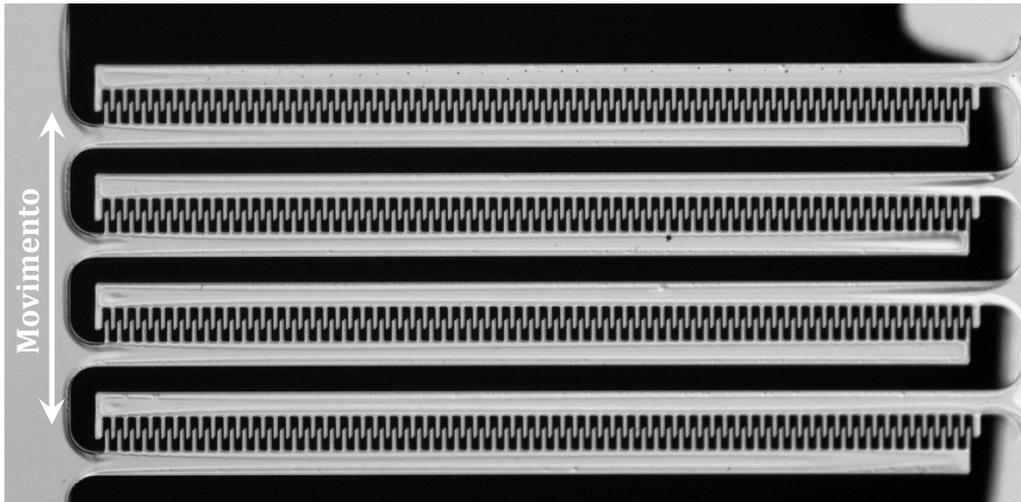


Figura 2.5: Atuador eletrostático de elérodos em forma de pente

Atuadores deste tipo apresentam uma vantagem relativamente a atuadores de elérodos paralelos, uma vez que possibilitam controlar o deslocamento da estrutura em todo o seu *gap*, pois não são afetados pelo fenómeno de *pull-in*. Por outro lado o seu fabrico é mais complexo, fazendo com que a sua utilização seja mais rara.

Tendo em conta que a geometria destes atuadores é diferente dos atuadores de elérodos paralelos, as expressões para cálculo da capacidade e força eletrostática também diferem, podendo estas ser vistas de seguida.

$$C = \frac{2 \times n \times \epsilon_0 \times (l + x) \times t}{d_{c_0}} \quad (2.11)$$

$$F_{elet} = \frac{n \times \epsilon_0 \times t \times V^2}{d_{c_0}} \quad (2.12)$$

Então, através da expressão (2.11), obtivemos o valor da capacidade para quando a estrutura se encontra em repouso.

$$C = \frac{2 \times 560 \times 8,854 \times 10^{-12} \times (8 \times 10^{-6} + 0) \times 25 \times 10^{-6}}{2 \times 10^{-6}} = 0,992 \text{ pF}$$

Comparando com os atuadores eletrostáticos de elétrodos paralelos, qual será o valor de tensão necessário para que a estrutura se desloque $0,5\mu\text{m}$ para o lado esquerdo? O procedimento de cálculo é o mesmo, pelo que ficamos com:

$$2,23 \times 10^{-6} = \frac{560 \times 8,854 \times 10^{-12} \times 25 \times 10^{-6} \times V^2}{2 \times 10^{-6}}$$

$$\Leftrightarrow V = 5,998 \text{ V}$$

Assim, para deslocar a estrutura $0,5\mu\text{m}$ para a esquerda, seria necessário aplicar uma tensão de $5,998\text{V}$ nos atuadores de elétrodos *comb-finger* da esquerda [23]. Comparando com os atuadores eletrostáticos de elétrodos paralelos, estes necessitam de uma tensão superior para provocar o mesmo deslocamento.

3.

Funcionamento do Sistema

Tendo em conta os objetivos desta dissertação, este capítulo irá descrever o funcionamento geral do inclinómetro desenvolvido, bem como os mecanismos de transdução e de compensação térmica implementados.

Um inclinómetro MEMS, através da aceleração gravítica a que está exposto, é capaz de medir a inclinação a que este está sujeito, em relação a um eixo paralelo à crosta terrestre. Isto verifica-se, uma vez que diferentes inclinações se traduzem numa projeção diferente da força gravítica para esse mesmo eixo. O inclinómetro proposto, utiliza as tensões de *pull-in* como mecanismo de transdução, uma vez que estas também variam com a aceleração a que a estrutura está sujeita.

3.1. *Pull-in*

Quando se aplica uma tensão nos elétrodos paralelos de um atuador eletrostático, a força eletrostática resultante irá provocar um deslocamento, de forma a diminuir a distância entre as placas do condensador. Se a tensão aplicada

for baixa, a força elástica da mola irá contrariar a força eletrostática, encontrando um ponto de equilíbrio. Contudo, à medida que a tensão aumenta, a força elástica deixa de ser suficiente para manter o equilíbrio com a força eletrostática, fazendo com que a distância entre as placas do condensador diminua rapidamente até que estas se encostem. A este fenómeno damos o nome de *pull-in* e à tensão necessária para a sua ocorrência dá-se o nome de tensão de *pull-in* [5] [10].

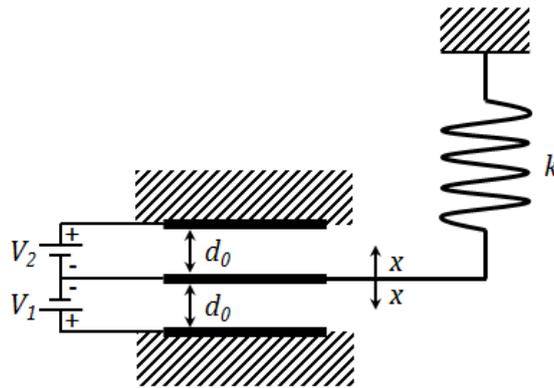


Figura 3.1: Modelo simplificado de um atuador eletrostático de eletrodos paralelos

O modelo presente na figura 3.1 possibilita três formas de atuação, logo podem ser definidas três tensões de *pull-in*, a tensão assimétrica da direita ($V_1 = V_{pr}$ e $V_2 = 0$), a tensão assimétrica da esquerda ($V_1 = 0$ e $V_2 = V_{pl}$) e a tensão simétrica ($V_1 = V_2 = V_{ps}$). Nesta dissertação apenas serão abordadas as duas primeiras.

Com base no princípio que os pontos de equilíbrio são obtidos quando a força elástica (6) contraria a força eletrostática (9), e tendo em conta que estas têm sentidos diferentes, obtemos:

$$F_{net} = \frac{n \times \epsilon_0 \times l \times t \times V^2}{2 \times (d_0 - x)^2} - k \times x \quad (3.1)$$

Sabendo que o sistema só se mantém estável para valores de $\frac{\partial F_{net}}{\partial x}$ inferiores a zero, temos:

$$\frac{\partial F_{net}}{\partial x} < 0 \quad (3.2)$$

$$\frac{\partial F_{net}}{\partial} = \frac{n \times \varepsilon_0 \times l \times V^2}{(d_0 - x)^3} - k, \quad (3.3)$$

e assumindo que o limite da estabilidade é quando $\frac{\partial F_{net}}{\partial x} = 0$, através da expressão (3.4) é possível obter o valor máximo de deslocamento, também chamado de deslocamento crítico:

$$x_{crit} = \frac{1}{3} d_0 \quad (3.4)$$

Tendo em conta que a tensão de *pull-in* é a tensão necessária para atingir o deslocamento crítico, substituindo a expressão (3.4) na expressão (3.1) obtemos:

$$V_{pi} = \sqrt{\frac{8 \times d_0^3 \times k}{27 \times n \times \varepsilon_0 \times l \times t}}, \quad (3.5)$$

onde d_0 é o espaçamento inicial entre os elétrodos, k é a constante de elasticidade, n é o número de elétrodos, ε_0 é a permitividade elétrica do ar, l é o comprimento dos elétrodos e t é a espessura dos mesmos [23].

Assim, com recurso à expressão (3.5) é possível obter a tensão de *pull-in* assimétrica da estrutura MEMS descrita no capítulo anterior.

$$V_{pl} = V_{pr} = V_{pi} = \sqrt{\frac{8 \times (2,25 \times 10^{-6})^3 \times 4,461}{27 \times 8 \times 8,854 \times 10^{-12} \times 500 \times 10^{-6} \times 25 \times 10^{-6}}} = 4,1237V$$

3.2. Demonstração do conceito

Com o objetivo de provar os conceitos teóricos abordados neste capítulo, foi implementado um modelo matemático capaz de calcular os pontos de equilíbrio entre a força elástica e a força eletrostática. Este também está apto a encontrar o ponto em que o equilíbrio deixa de ser possível.

Assim, partindo do princípio que a estrutura se encontra na posição inicial ($x = 0$), será calculada a força eletrostática para um determinado valor de tensão. De seguida, com base no valor obtido, será calculado o valor do deslocamento resultante, proporcionando o cálculo de um novo valor para a força elástica. Então, através deste valor pode ser calculado um novo deslocamento. Este processo é repetido até o valor obtido para o deslocamento ser nulo, o que significa que foi encontrado um ponto de equilíbrio. Caso o equilíbrio não se verifique, o modelo irá executar até um deslocamento de $2,25\mu\text{m}$, significando assim que houve o fenómeno de *pull-in*.

Utilizando este processo iterativo com os parâmetros da estrutura descrita no capítulo 2, e aplicando uma tensão inferior à tensão de *pull-in*, por exemplo $4,1\text{V}$ ($V_{pi} = 4,1237\text{V}$), o sistema foi capaz de encontrar o ponto de equilíbrio em que a força elástica da mola é capaz de contrariar a força eletrostática causada pela tensão aplicada. A figura 3.2 apresenta o resultado desta simulação. Por outro lado, ao aplicar uma tensão de $4,2\text{V}$, o sistema já não foi capaz de encontrar um ponto de equilíbrio. O resultado obtido, presente na figura 3.3, era esperado, uma vez que a tensão aplicada é superior à tensão de *pull-in*.

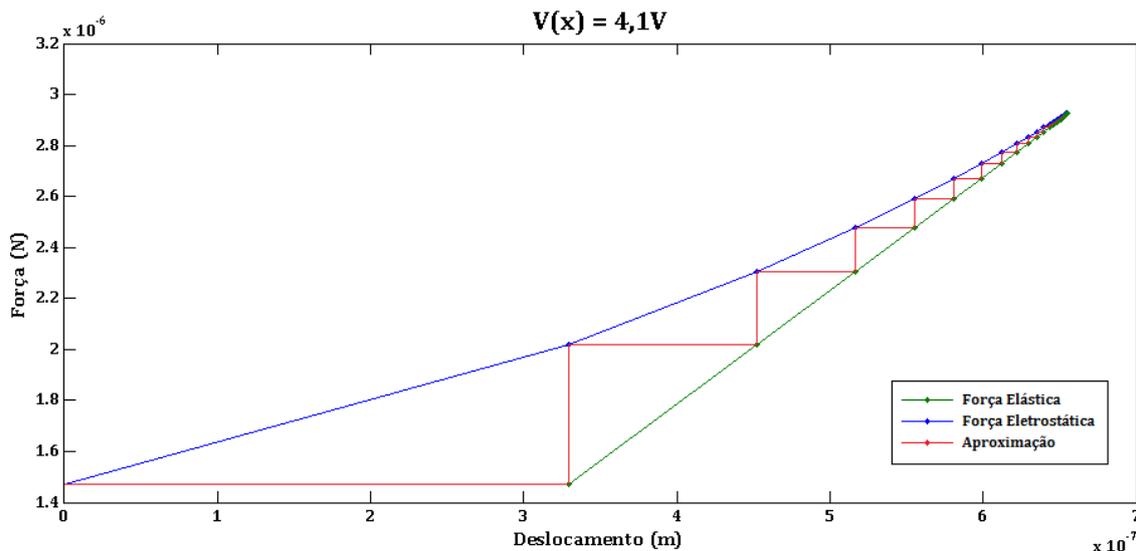


Figura 3.2: Simulação do comportamento das forças (equilíbrio)

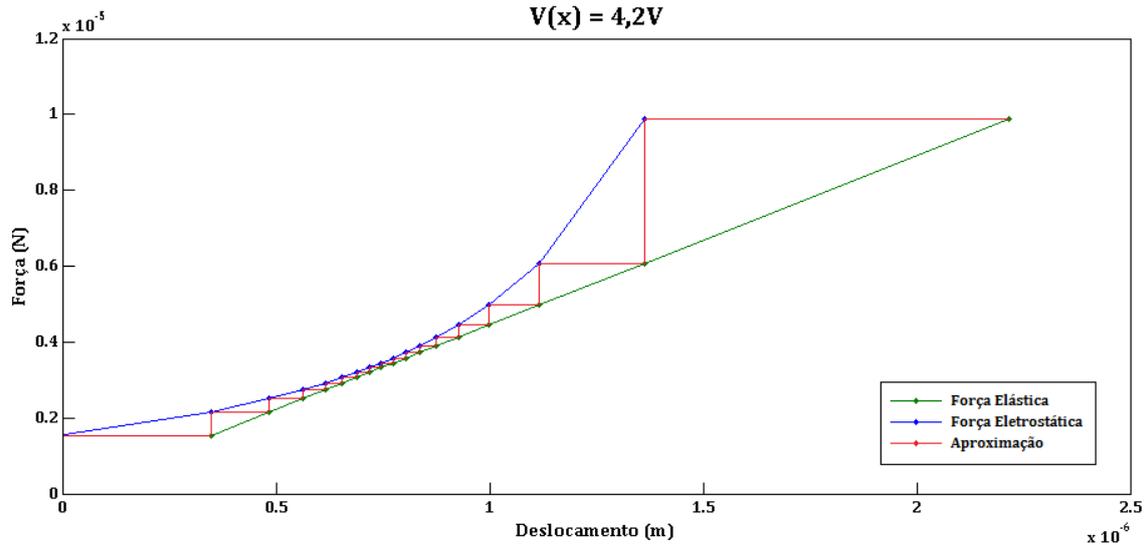


Figura 3.3: Simulação do comportamento das forças (instabilidade)

3.3. Medição da tensão de *pull-in*

Posto isto, facilmente se identificam três subsistemas essenciais ao funcionamento do sistema. São eles o sistema de atuação, o sistema de leitura e o sistema de controlo. O sistema de atuação será responsável pela excitação da estrutura MEMS, bem como pela atuação da mesma. Isto é, será este o responsável pela geração das tensões de atuação que posteriormente levarão a microestrutura ao *pull-in*. O sistema de leitura está encarregado da medição do deslocamento da estrutura, através da medição da variação de capacidades, e da deteção da transição rápida que caracteriza o fenómeno de *pull-in*. Por sua vez, o sistema de controlo será implementado numa FPGA e será responsável pela gestão dos subsistemas anteriores. Ou seja, este será responsável pelo controlo da tensão de saída no sistema de atuação e pela interpretação do valor obtido no sistema de leitura. De seguida é apresentado um diagrama de blocos do sistema.

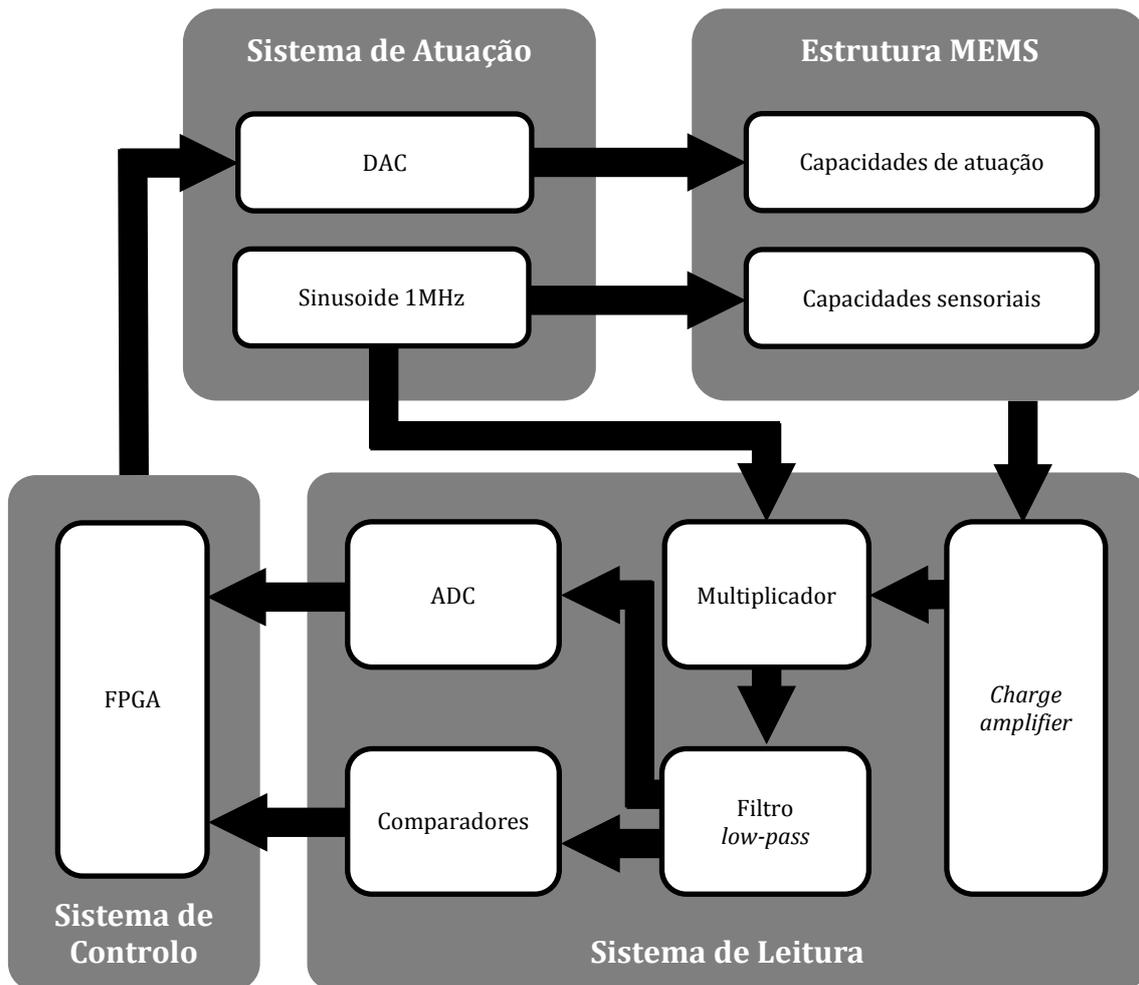


Figura 3.4: Diagrama de blocos do sistema

Inicialmente, e para a medição da tensão de *pull-in*, foram usadas rampas de tensão. Após um estudo mais cuidadoso, foi decidido alterar esta estratégia, pois a rampa aplicada causava efeitos dinâmicos na deslocação da estrutura, o que era interpretado como ruído. Assim, à medida que a estrutura se desloca, o declive da rampa deverá diminuir, até que eventualmente atinga o incremento mínimo permitido pelo sistema de atuação, para obter máxima resolução. A figura abaixo ilustra a forma de onda aplicada à estrutura.

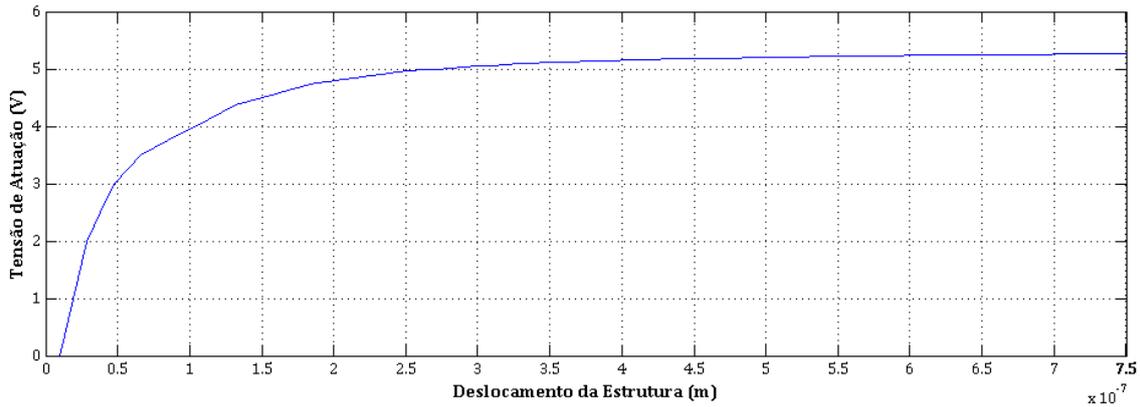


Figura 3.5: Tensão de atuação aplicada à estrutura

Assim, o diagrama presente na figura 3.6 explicita a sequência de ações realizadas pelo sistema.



Figura 3.6: Sequência de ações realizadas pelo sistema

Uma vez que a estrutura MEMS possui elétrodos de atuação separados para o lado esquerdo e para o lado direito, atua-se a mesma através de um só DAC, primeiro para o lado esquerdo e de seguida para o direito. A força eletrostática resultante irá provocar um deslocamento e conseqüentemente uma variação nas capacidades sensoriais, que o circuito de leitura irá medir. Assim, aquando do *pull-in*, a FPGA irá guardar a tensão de atuação para o lado em questão e irá controlar o sistema de atuação de forma a atuar no lado contrário. Após a obtenção dos valores da tensão de *pull-in* para ambos os lados, a diferença entre eles será calculada e o resultado será proporcional à aceleração aplicada à microestrutura. Utilizar a diferença nas tensões de *pull-in* como mecanismo de transdução tem as suas vantagens, uma vez que qualquer erro associado às medições irá afetar ambas as tensões de *pull-in* de igual modo, eliminando assim este tipo de erros.

3.4. Efeitos térmicos na tensão de *pull-in*

O fenómeno de *pull-in* acontece quando deixa de existir equilíbrio entre a força elástica da mola e a força eletrostática, logo a tensão de *pull-in* varia com as dimensões da mola e com a sua geometria. É sabido que o silício expande com a temperatura, fazendo com que as dimensões da mola aumentem e, por sua vez, a força elástica diminua. É também conhecida a dependência térmica do Módulo de Young no silício, também denominado por módulo de elasticidade. Este é definido como a razão entre a tensão ao longo de um eixo em relação à deformação ao longo desse mesmo eixo, ou seja, é uma medida da rigidez de uma material elástico. Então, se o Módulo de Young depende da temperatura, a tensão de *pull-in* também irá ser influenciada por alterações térmicas. Combinando estes dois fatores obtemos um coeficiente de temperatura, TC, para esta tensão. [23]

Considerando um coeficiente de expansão térmica α ($\alpha > 0$) para o silício e um coeficiente térmico β ($\beta < 0$) para o Módulo de Young, a capacidade inicial, a constante de elasticidade e o espaçamento inicial podem ser expressos através das seguintes expressões:

$$C_0(T) = \frac{n \times \epsilon_0 \times l \times t \times (1 + 2 \times \alpha \times T)}{d_0 - (w \times \alpha \times T)} \quad (3.6)$$

$$k(T) = k(1 + (\alpha + \beta)T) \quad (3.7)$$

$$d_0(T) = d_0 - w \times \alpha \times T \quad (3.8)$$

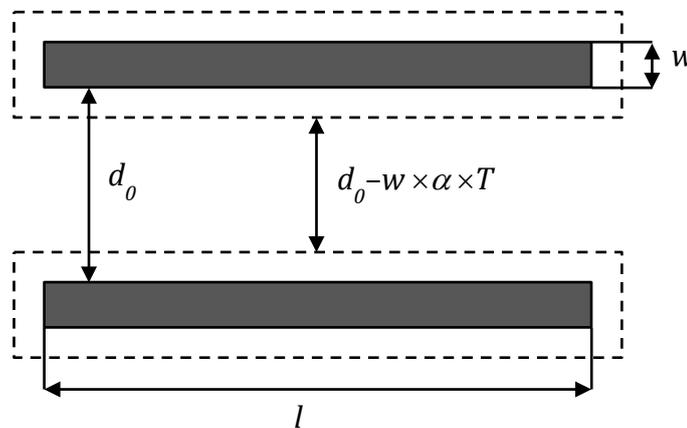


Figura 3.7: Mudanças no condensador de eletrodos paralelos causadas pela expansão térmica

Assim, substituindo as expressões (3.6), (3.7) e (3.8) na expressão (3.5), e derivando em ordem à temperatura, obtemos uma expressão de cálculo para o coeficiente de temperatura da tensão de *pull-in*.

$$TC = \sqrt{\frac{8 \times d_0^2 \times k}{27 \times C_0}} \times \left(\frac{\alpha - \beta + 3 \times \alpha \times \frac{w}{d_0}}{2 \times (1 + (\alpha + \beta) \times T)} \right) \times \sqrt{\frac{1 + \left(\alpha - \frac{w}{d_0} \times \alpha + \beta \right) \times T}{1 + 2 \times \alpha \times T}} \quad (3.9)$$

Com o objetivo de verificar de que modo a temperatura afetava a tensão de *pull-in* da estrutura utilizada nesta dissertação, foi traçado o gráfico do coeficiente de temperatura para um intervalo entre 0°C e 50°C. Considerando o coeficiente de expansão térmica do silício $\alpha = 2,63 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ [24] e o coeficiente térmico $\beta = -131 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ [25] para o Módulo de Young, o resultado obtido pode ser visto de seguida.

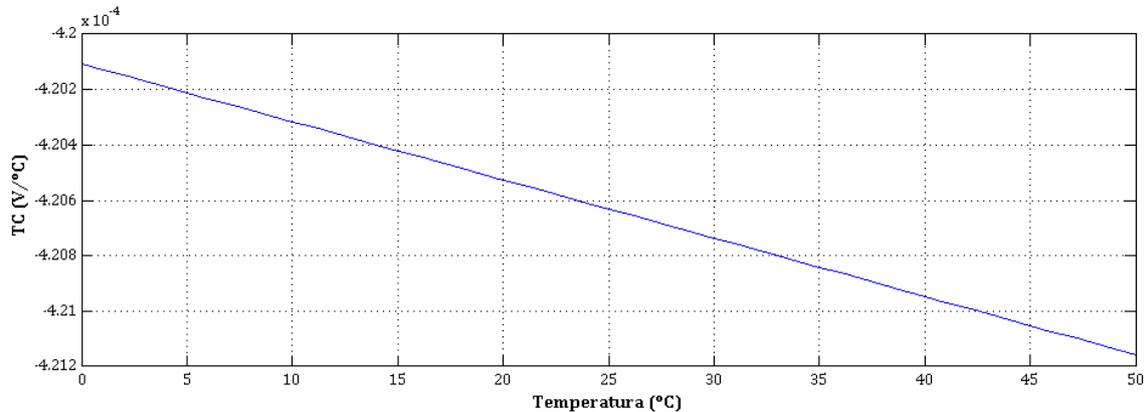


Figura 3.8: Gráfico do coeficiente de temperatura para a estrutura MEMS utilizada

3.5. Mecanismo de compensação térmica

A dependência térmica da tensão de *pull-in* é conhecida, e os efeitos esperados foram abordados anteriormente. A existência de um mecanismo de compensação de temperatura para sensores MEMS baseados na tensão de *pull-in* poderá melhorar significativamente a sua performance.

A variação da tensão de *pull-in* com a temperatura pode ser definida como:

$$V_{pi}(T) = V_{pi0}(1 + \alpha(T - T_0)), \quad (3.10)$$

onde V_{pi} é a tensão de *pull-in* à temperatura T , V_{pi0} é a tensão de *pull-in* à temperatura T_0 e α é o coeficiente de temperatura definido anteriormente (TC/V_{pi0}). No caso de um coeficiente de temperatura α constante, o uso da diferença das tensões de *pull-in* resultaria em:

$$\Delta V(T) = V_{pi_left0}(1 + \alpha(T - T_0)) - V_{pi_right0}(1 + \alpha(T - T_0)), \quad (3.11)$$

onde V_{pi_left0} é a tensão de *pull-in* quando se atua para a esquerda à temperatura T_0 e V_{pi_right0} é a tensão de *pull-in* quando se atua para a direita à temperatura T_0 .

Definindo que $V_{pi_left0} = V_{pi0} + V_{10}$ e que $V_{pi_right0} = V_{pi0} - V_{20}$ e substituindo em (23) obtêm-se:

$$\Delta V(T) = (V_{10} + V_{20})(1 + \alpha(T - T_0)) \quad (3.12)$$

Assumindo que $V_{10} = V_{20} = V_0$ (o que é uma assunção válida para pequenas variações), a equação (3.12) pode ser reescrita como:

$$\Delta V(T) = 2V_0(1 + \alpha(T - T_0)) \quad (3.13)$$

A equação (3.13) mostra que a variação de ΔV tem o mesmo coeficiente de temperatura que a tensão de *pull-in*. De qualquer maneira, como a diferença das tensões é bastante inferior à tensão de *pull-in*, a variação do ΔV neste esquema diferencial é por si só reduzida. De qualquer maneira, se durante a operação for possível determinar a tensão de *pull-in* nominal, é possível calcular a variação $\delta = \alpha(T - T_0)$. Sabendo qual a tensão de *pull-in* nominal à temperatura T_0 , δ é dado por:

$$\delta = \frac{V_{pi} - V_{pi0}}{V_{pi0}} \quad (3.14)$$

Uma vez calculada a variável δ , a variação $2V_0$ (variação para a temperatura T_0) pode ser calculada:

$$2V_0 = \frac{\Delta V(T)}{(1 + \delta)} \quad (3.15)$$

A equação (3.15) mostra que é possível calcular sempre a variação para uma temperatura T , desde que se conheçam as tensões de *pull-in* nominal (tensões na ausência de inclinação) às temperaturas T_0 e T . O uso dos elétrodos em forma de pente permitem medir as tensões de *pull-in* nominal, mesmo na presença de inclinação.

Com o procedimento para a obtenção de ΔV_{pi} explicado acima, de seguida é mostrada a sequência de eventos para a compensação térmica.

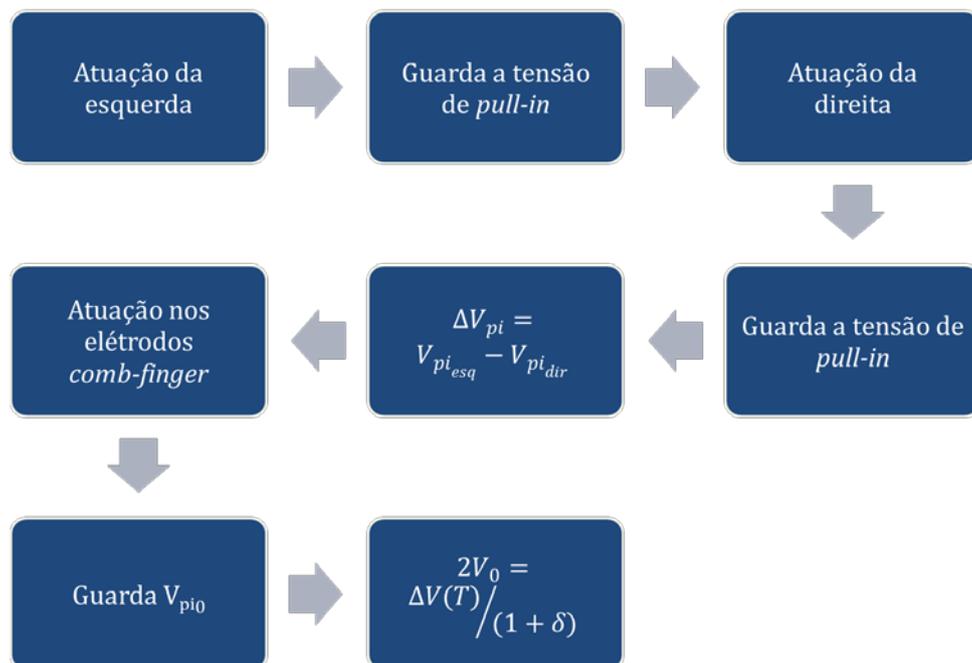


Figura 3.9: Sequência de ações realizadas para a compensação térmica

Após o cálculo da diferença entre as tensões de *pull-in* assimétricas, a estrutura MEMS será atuada nos elétrodos *comb-finger* de modo a compensar estas diferenças. Assim, quando $\Delta V_{pi} = 0$ obtemos a tensão de *pull-in* nominal e estamos em condições de aplicar o algoritmo de compensação térmica.

4.

Desenvolvimento do Sistema

Neste capítulo está descrita a seleção dos componentes de *hardware* necessário para o desenvolvimento do sistema, bem como a implementação do *hardware* essencial para o seu funcionamento.

4.1. Seleção dos Componentes de *Hardware*

Uma vez que todo o sistema irá depender dos componentes de *hardware* que o irão integrar, esta fase é crucial para a correta implementação do sistema. Assim, de forma a simplificar este processo, e como foi descrito anteriormente, o sistema foi dividido em três subsistemas: atuação, leitura e controlo. De seguida é explicado em detalhe todo este processo.

4.1.1. Subsistema de Atuação

Tendo em conta que o centro do nosso sistema é a estrutura MEMS descrita anteriormente, e de forma a atuarmos a mesma tanto nos elétrodos paralelos como nos elétrodos *comb-finger*, torna-se necessário um sistema de atuação. Este processo foi iniciado com a seleção de um DAC capaz de proporcionar uma elevada

resolução, visto ser este o objetivo fundamental do sistema, de forma a não comprometer a resolução do mesmo.

Se, por um lado, a resolução do DAC é um parâmetro importante, o tempo de atuação também o é. Isto acontece, uma vez que da velocidade de atuação depende o declive da rampa aplicada aos elétrodos da estrutura, caso queiramos manter a sua resolução.

Assim, a escolha do DAC incidiu sobre um dispositivo de *Analog Devices*, nomeadamente o AD5791. Este DAC tem uma resolução de 20 bits e opera no modo de alimentação *dual-supply*. O protocolo de comunicação utilizado é o SPI, permitindo velocidades de relógio até 35MHz, que por sua vez se traduz numa frequência de amostragem de 1,458MHz [26]. A tabela seguinte sumariza as suas principais características.

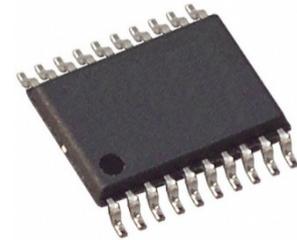


Figura 4.1: AD5791 no package TSSOP-20

Tabela 4.1: Principais características do AD8791

Tensão de alimentação:	Até ± 16.5 V
Corrente máxima consumida:	5,2 mA
Resolução:	20 bits
Protocolo de comunicação:	SPI
Frequência máxima de amostragem:	1,458 MHz

Uma vez que a estrutura MEMS tem quatro atuações (dois elétrodos paralelos e dois elétrodos *comb-finger*) que necessitam de atuações independentes, serão necessários quatro conversores deste tipo.

Concomitantemente, foi necessário selecionar uma referência analógica de elevada precisão, para que o desempenho do DAC não seja comprometido. A escolha recaiu sobre o circuito integrado REF102 da *Texas Instruments*. Este é capaz de fornecer uma tensão de referência de 10V com um desvio máximo de 2,5mV a partir de uma tensão de alimentação compreendida entre 11,4V e 36V. Tem também uma excelente estabilidade (5ppm/1000h), baixo ruído ($5\mu V_{pp}$) e

baixo desvio térmico (2,5ppm/°C) [27]. Seguidamente podem ser vistas as principais características deste circuito integrado.

Tabela 4.2: Principais características do REF102

Tensão de alimentação:	De +11,4V até +36V
Tensão de referência:	10V
Desvio máximo:	2,5mV
Desvio térmico:	2,5ppm/°C
Estabilidade:	5ppm/1000h
Ruído máximo:	5 μ V _{pp} (0.1Hz até 10Hz)

4.1.2. Subsistema de Leitura

Tendo em conta que a nossa estrutura MEMS é capacitiva, é necessário um sistema de leitura capaz de conseguir detetar as variações de capacidade provocadas pelo deslocamento da estrutura. A escolha de componentes para este subsistema é crítica, uma vez que a mais pequena capacidade parasítica irá afetar o resultado da nossa medição. Por outro lado, como pretendemos medir a tensão de *pull-in*, que é um fenómeno rápido, são também necessários alguns cuidados na seleção das velocidades de aquisição dos componentes.

Assim, de forma a converter a variação de capacidade da estrutura num sinal analógico, é necessário um amplificador de carga, sendo que este deverá ser de alta performance e baixo ruído. O amplificador escolhido foi o LME49710 da *Texas Instruments*, que para além de cumprir as características mencionadas, tem uma largura de banda de 55MHz, sendo assim capaz de modular em amplitude o sinal de 1MHz aplicado aos elétrodos sensoriais da estrutura [28]. De seguida, na tabela 4.3, são apresentadas as principais características deste amplificador.

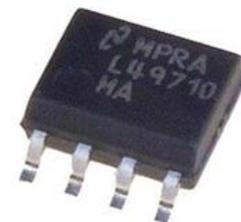


Figura 4.2: LME49710 no package SOIC-8

Tabela 4.3: Principais características do LME49710

Tensão de alimentação:	De $\pm 2,5V$ até $\pm 17V$
Corrente máxima consumida:	5,5 mA
Corrente de <i>bias</i>:	4nA
<i>Slew rate</i>:	$\pm 20 V/\mu s$
Largura de banda:	55 MHz
Ganho em malha aberta:	140dB

Posteriormente, é necessário um componente que desmodule o sinal proveniente do *charge amplifier*, pelo que se optou por um multiplicador analógico. Aqui o sinal original aplicado aos elétrodos sensoriais é multiplicado



Figura 4.3: AD835 no package SOIC-8

com o sinal do amplificador de carga, obtendo-se um sinal desmodulado. Para a seleção deste componente, é necessário considerar o ruído de multiplicação, bem como a largura de banda e as tensões máximas admissíveis à entrada, para que este não sature. Tendo em conta estes condicionalismos, foi decidida a utilização do multiplicador AD835 do fabricante *Analog Devices*, o qual possui um ruído de multiplicação de $50nV\sqrt{Hz}$, uma largura de banda de 250MHz e as tensões máximas admissíveis às suas entradas são $\pm 1V$, sendo assim possível a sua utilização. Tem ainda a mais-valia de ter uma expressão de multiplicação simples:

$$W = \frac{(X_1 - X_2) \times (Y_1 - Y_2)}{U} + Z \quad (4.1)$$

Por outro lado, este multiplicador tem o inconveniente de ter uma corrente de *bias* elevada, nomeadamente $10\mu A$, sendo necessário ter atenção a este parâmetro aquando do desenho do circuito [29]. A próxima tabela resume as principais características do AD835.

Tabela 4.4: Principais características do AD835

Tensão de alimentação:	De ±4,5 V até ±5,5 V
Corrente máxima consumida:	25 mA
Corrente de <i>bias</i>:	50 μA
Ruído de multiplicação:	50 nV√Hz
Largura de banda:	250 MHz
Tensão máxima de entrada:	±1 V
Tensão máxima de saída:	±2,5 V
Expressão de multiplicação:	$W = \frac{(X_1 - X_2) \times (Y_1 - Y_2)}{U} + Z$

Uma vez que ambas as entradas do multiplicador são uma onda sinusoidal com uma frequência de 1MHz, à saída do mesmo é expectável um sinal sinusoidal com o dobro da frequência, 2MHz, com valor médio variável. Assim, de forma a mais facilmente ler o valor desejado (valor médio do sinal), é essencial um filtro passa-baixo que filtre a frequência de 2MHz. Optou-se por um filtro ativo, sendo assim necessário um amplificador operacional. Na escolha deste amp-op é fundamental ter em atenção a largura de banda, uma vez que o sinal à entrada poderá atingir uma frequência relativamente elevada para amplificadores mais correntes. Escolher um amplificador operacional que introduza pouco ruído e tenha um consumo reduzido é sempre uma boa estratégia, pelo que, considerando os parâmetros anteriores, foi escolhido um circuito integrado da *Analog Devices*, o AD8022, que contém 2 amplificadores, permitindo assim fazer um filtro de ordem 4. Este amplificador tem uma largura de banda de 130MHz, um ruído de 2,5 nV√Hz à frequência de 100kHz e consome uma corrente de 4 mA por amplificador [30]. De seguida, na tabela 4.5, são apresentadas as principais características deste circuito integrado.

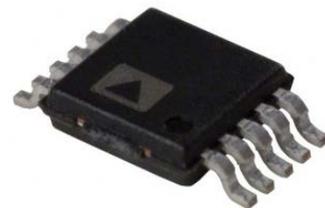


Figura 4.4: AD8022 no package SOP-8

Tabela 4.5: Principais características do AD8022

Tensão de alimentação:	De $\pm 2,5$ V até ± 12 V
Corrente máxima consumida:	8 mA
Corrente de bias:	5 μ A
Ruído a 100kHz:	2,5 nV $\sqrt{\text{Hz}}$
Largura de banda:	130 MHz
Slew rate:	50 V/ μ s

Sendo o sinal à saída do filtro um sinal contínuo, estamos em condições de medir o deslocamento da estrutura, e conseqüentemente a sua tensão e tempo de *pull-in*. Para este efeito foram escolhidos dois métodos: detecção do *pull-in* através de comparadores analógicos e medição do sinal resultante do movimento da estrutura através de um ADC. Em relação ao primeiro método, serão necessários dois comparadores, um para detetar o *pull-in* para o lado esquerdo e outro para a detecção do *pull-in* no lado direito. Conseqüentemente, são necessários dois amplificadores operacionais, os quais irão comparar a tensão resultante do deslocamento da estrutura com uma tensão de referência. Então, o amp-op utilizado para o filtro passa-baixo descrito anteriormente, o AD8022, cumpre os requisitos para esta tarefa, pela qual se optou pela sua utilização.

De forma a melhorar a eficiência do sistema, foi adicionado também um ADC. Este deverá ter uma velocidade de aquisição elevada, possibilitando assim a leitura de vários pontos num curto espaço de tempo. Assim, foi escolhido um ADC da *Texas Instruments*, que possibilita uma taxa de amostragem de 40 MSPS, nomeadamente o ADS5560. Este dispositivo, para além desta importante característica, possui também uma resolução de 16 bits, bem como vários modos de funcionamento e protocolos de comunicação [31]. Para a nossa aplicação será utilizada uma taxa de amostragem de aproximadamente 5MSPS e o ADC funcionará no modo paralelo CMOS com os dados em complemento para dois. A tabela seguinte apresenta um resumo das principais características deste ADC.



Figura 4.5: ADS5560 no package QFN-48

Tabela 4.6: Principais características do ADS5560

Tensão de alimentação:	+3,3 V
Corrente máxima consumida:	190 mA
Taxa máxima de amostragem:	40 MSPS
Resolução:	16 bits
Protocolos de comunicação:	Paralelo CMOS Paralelo LVDS SPI

Tendo em conta que a entrada deste ADC é diferencial, é necessário um sistema que faça a conversão de *single-ended* para diferencial, isto é, que converta a tensão de entrada para duas em modo diferencial. De forma a que este procedimento seja exequível, foi utilizado o THS4502, também da *Texas Instruments*. Este amplificador será responsável por converter uma tensão simples em duas tensões diferenciais em volta da referência do ADC, ou seja, caso o ADC tenha uma referência de 1,5V e a tensão a ler seja de 400mV, este CI irá transformar esses 400mV em 1,7V e 1,3V, sendo a diferença entre eles de 400mV, como é desejado. Isto possibilita também a medição de tensões negativas, sendo assim possível a deteção do *pull-in* da estrutura para ambos os lados. Na tabela 4.7 estão sumarizadas as principais características deste amplificador [32].



Figura 4.6: THS4502 no package SOIC-8

Tabela 4.7: Principais características do THS4502

Tensão de alimentação:	Até $\pm 7,5$ V
Corrente máxima consumida:	34 mA
Largura de banda:	370 MHz
Slew rate:	2800 V/ μ s

Sabendo que o objetivo principal desta dissertação é a implementação de um micro-inclinómetro compensado termicamente, facilmente se entende a necessidade de um sensor de temperatura. A escolha recaiu sobre o SHT21 da *Sensirion*. Este é um sensor digital, que utiliza o protocolo I²C para interface [33]. A tabela seguinte apresenta um resumo das suas principais características.

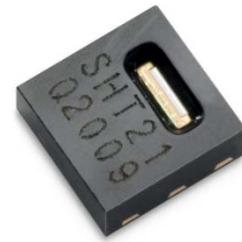


Figura 4.7: SHT21 no package DFN-6

Tabela 4.8: Principais características do SHT21

Tensão de alimentação:	De +2,1 V até +3,6 V
Corrente máxima consumida:	330 μ A
Protocolo de comunicação:	I ² C
Resolução:	14 bits
Tolerância:	$\pm 0,3$ °C
Repetibilidade:	$\pm 0,1$ °C
Desvio a longo prazo:	<0,04 °C/ano

4.1.3. Subsistema de Controlo

Como não poderia deixar de ser, o subsistema de controlo é indispensável, uma vez que é este que controla os restantes subsistemas. Este deverá ser implementado numa plataforma focada em desempenho, pelo que se optou pela utilização de uma FPGA em detrimento de um microcontrolador. A placa de desenvolvimento escolhida para o efeito foi a DE2-70 da *Altera*. Esta possui uma FPGA da família *Cyclone II* da *Altera* com 68416 elementos lógicos e inúmeros periféricos, cumprindo assim os requisitos necessários para a sua utilização no nosso sistema e facilitando o teste do mesmo [34].

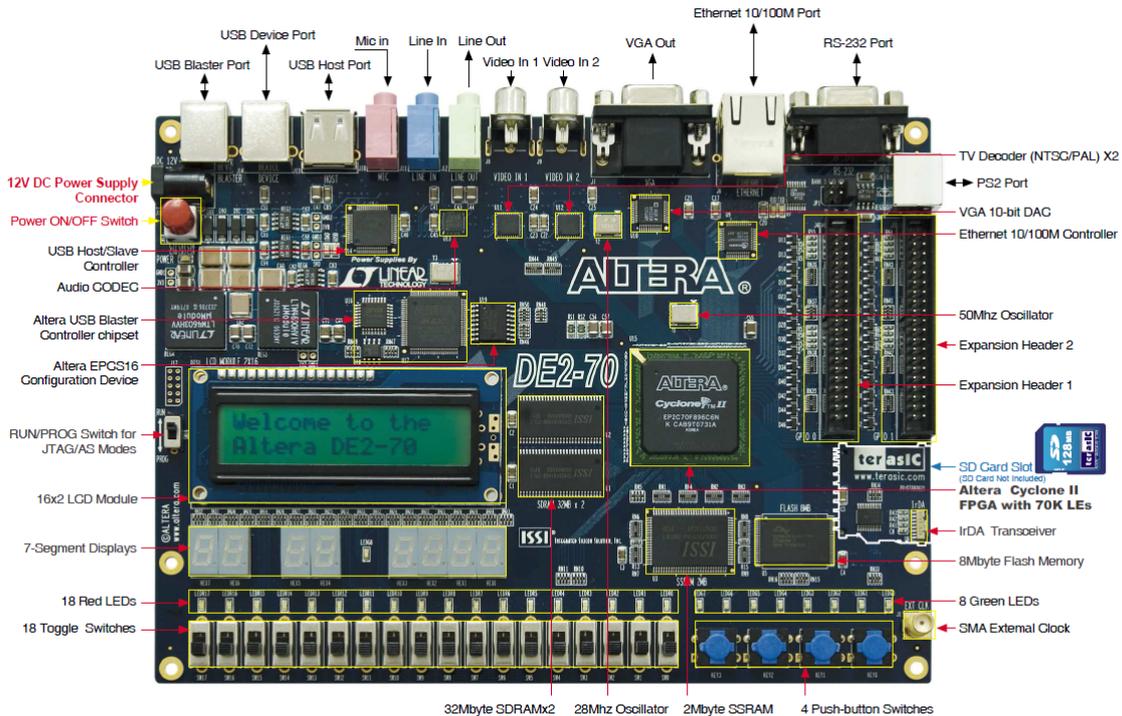


Figura 4.8: Placa de desenvolvimento Altera DE2-70

4.2. Desenvolvimento do *Hardware* do Sistema

Com a seleção dos componentes de *hardware* terminada, chegou a altura de os integrar, de forma a compor os subsistemas descritos na secção anterior. Então, foram desenhadas PCBs específicas para o nosso sistema, proporcionando assim algumas vantagens. Se por um lado, o preço dos *kits* de desenvolvimento dos componentes tem um preço elevado, por outro, ao desenhar PCBs dedicadas, conseguimos adequar os circuitos às necessidades do nosso sistema. Assim, foram concebidas PCBs para os subsistemas de atuação e leitura.

4.2.1. Subsistema de Atuação

No desenvolvimento de um sistema deste tipo, onde o componente central é um DAC, está inerente a necessidade da utilização de tensões de referência. Essas tensões são de elevada importância para o desempenho global do sistema, uma vez que terão influência direta no valor da tensão de saída do DAC. No caso do nosso sistema, tendo em conta que se pretende uma resolução elevada, são necessárias

tensões de referência de elevada precisão e baixo ruído. Para este efeito utilizou-se o circuito integrado REF102 da *Texas Instruments*, referido na secção 4.1.2. A sua utilização no sistema é vantajosa, uma vez que este proporciona uma tensão de referência de precisão, com baixo ruído e praticamente insensível à temperatura (2,5ppm/°C). Atendendo à necessidade de uma tensão de referência negativa e ao facto deste circuito integrado apenas possibilitar tensões positivas, optou-se pela utilização de um amplificador operacional numa configuração inversora, de forma a transformar a tensão de +10V, gerada pelo REF102, numa tensão de -10V. Para que todas as vantagens do circuito de referência (alta precisão, baixo ruído e baixo desvio térmico) não fossem perdidas no amplificador, foi utilizado um amp-op de alto desempenho, o OPA227 também da *Texas Instruments*, uma vez que este é o recomendado pelo fabricante para este efeito. De entre as suas características destacam-se o baixo ruído ($3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) e o baixo desvio térmico ($2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) [35]. Seguidamente é apresentado o esquemático responsável pelas tensões de referência.

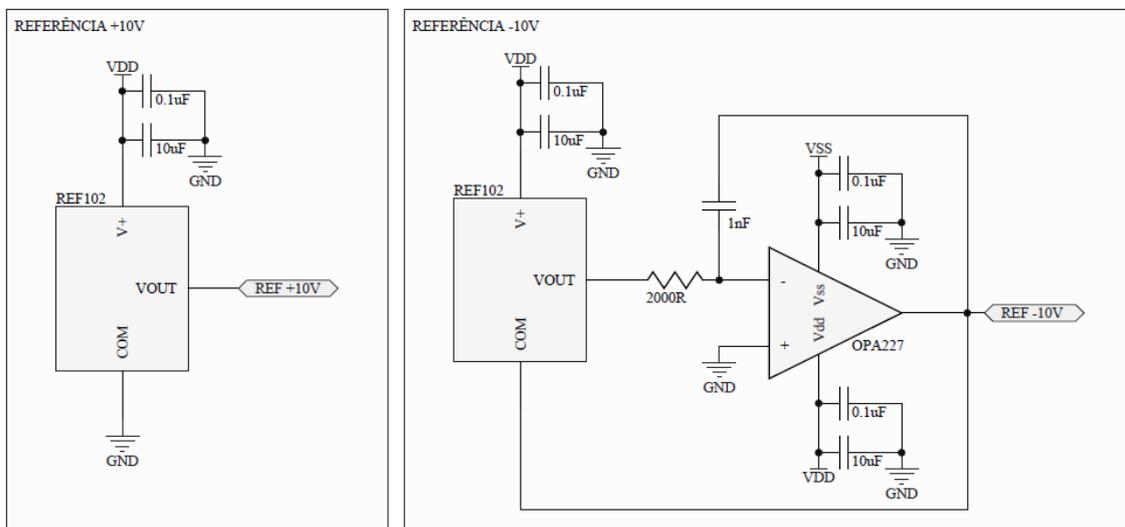


Figura 4.9: Esquemático das tensões de referência

Para que a linearidade do DAC seja satisfeita, o fabricante recomenda a utilização de um *buffer* nas tensões de referência, nomeadamente o circuito integrado AD8676, que contém dois amplificadores operacionais ultra precisos com *rail-to-rail* na saída. Estes amplificadores têm uma largura de banda de 10MHz, um nível de ruído de $2,8\text{nV}\sqrt{\text{Hz}}$ e uma corrente de *bias* máxima de 2nA.

Uma vez que a impedância de saída do DAC é de $3.4k\Omega$, o fabricante recomenda também a utilização de um *buffer* de saída para acoplar uma carga com baixa resistência ou alta impedância. Para este efeito é recomendada a utilização do amplificador presente no circuito integrado AD8675, sendo este igual aos presentes no circuito integrado AD8676 [36].

Quanto à alimentação dos circuitos integrados, é necessário ter especial atenção no DAC, uma vez que este tem alimentações analógicas e digitais. Assim, é necessário fazer um desacoplamento entre as massas analógicas e digitais, tendo-se optado pela utilização de uma ferrite de 600Ω .

Tendo em conta o referenciado acima, o esquemático de um sistema de atuação contendo um DAC e todos os elementos necessários ao seu bom funcionamento pode ser visto de seguida.

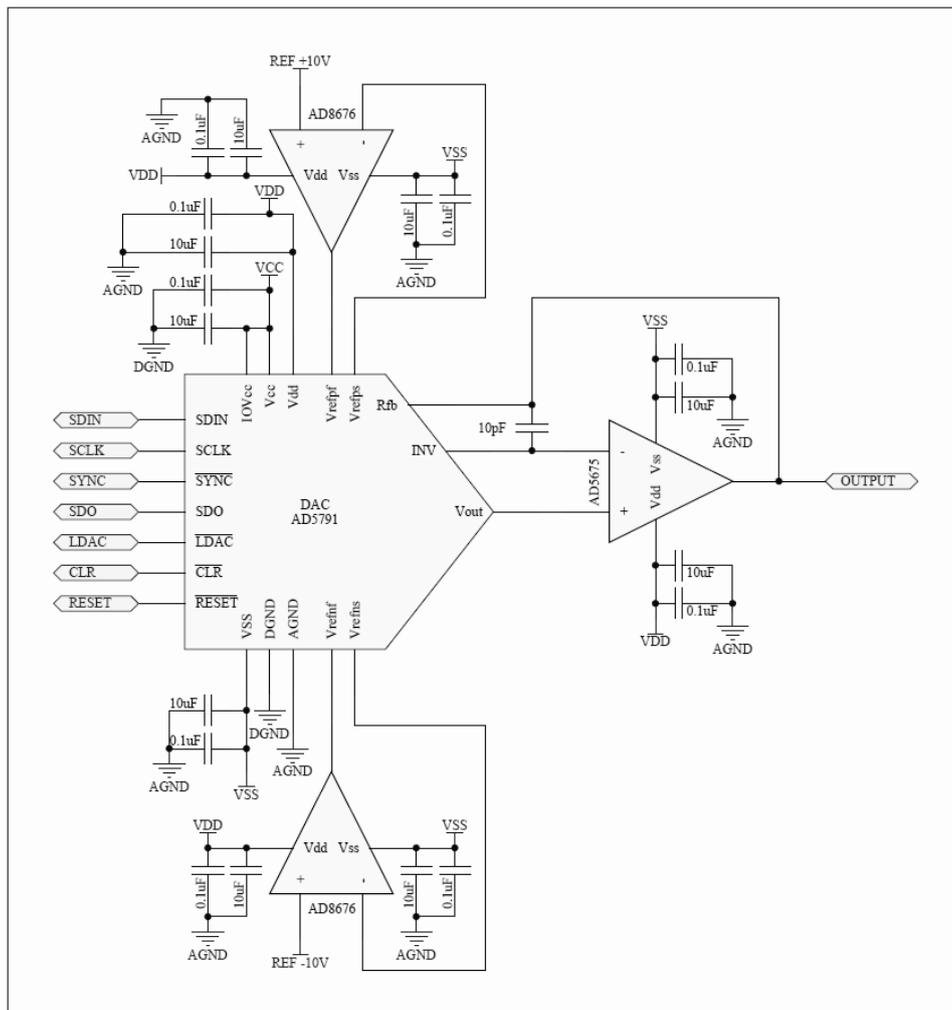


Figura 4.10: Esquemático de um DAC

Sabendo que nos elétrodos sensoriais da estrutura serão aplicadas duas ondas sinusoidais, desfasadas de 180° uma da outra, com uma frequência de 1MHz, verificou-se a necessidade de desenhar um filtro passa-baixo com uma frequência de corte de 1,2MHz, fazendo com que o sinal de 1MHz seja muito pouco atenuado e atenuando frequências superiores. Este filtro foi desenhado com auxílio da ferramenta *Analog Filter Designer* para o *software Matlab*. Optou-se por um filtro *Butterworth* com montagem de *Sallen-Key* de ordem 4 com uma frequência de corte de 1,2MHz, como dito anteriormente. Assim foram utilizados dois circuitos integrados AD8676, cujas características foram descritas acima. De seguida, na figura 4.11 pode ser vista a resposta em frequência do filtro, onde a linha vermelha representa a frequência de 1,2MHz, e a figura 4.12 apresenta o esquemático do mesmo.

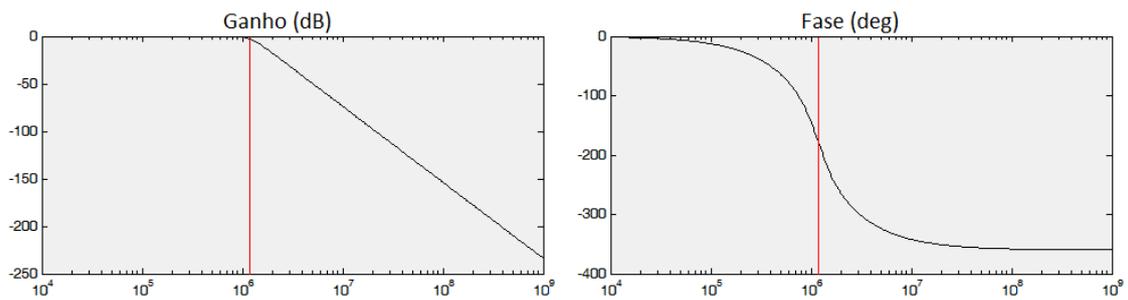


Figura 4.11: Resposta em frequência do filtro passa-baixo com frequência de corte de 1,2MHz

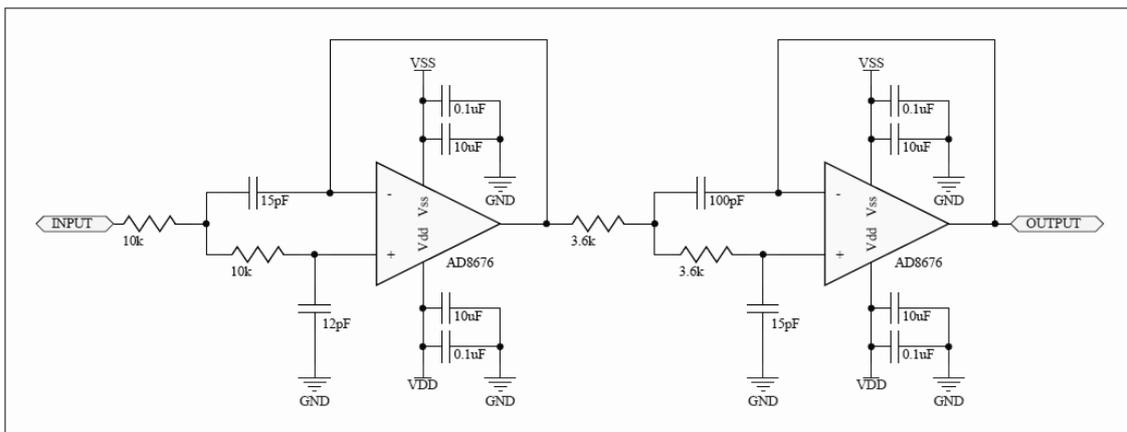


Figura 4.12: Esquemático do filtro passa-baixo *Butterworth* com frequência de corte 1,2MHz

Tendo os esquemáticos de todas as partes constituintes do sistema de atuação, foi desenhado o esquemático final, presente no anexo A, e consequentemente a placa final de circuito impresso deste subsistema. Nesta PCB foram incluídos quatro DACs, um para cada atuação da estrutura (dois elétrodos paralelos e dois elétrodos *comb-finger*), bem como todos os componentes associados ao circuito necessário para o bom funcionamento desses DACs, assim como os filtros analógicos para as ondas sinusoidais.

O desenho da PCB foi efetuado de forma a minimizar o ruído e a cumprir as especificações do nosso sistema. Neste sentido, um dos cuidados foi o desacoplamento das tensões de alimentação. Tanto as tensões analógicas como digitais têm uma ferrite de 600Ω e vários condensadores de desacoplamento, estando estes situados perto das entradas de tensão na placa, bem como o mais junto possível de cada CI, sendo que cada circuito integrado possui dois condensadores, um de $0,1\mu\text{F}$ e um de $10\mu\text{F}$, por pino de alimentação.

Outro dos cuidados foi o desacoplamento ente planos de massa, uma vez que existe um plano de massa analógica e outro de massa digital. Para este efeito foram também utilizadas ferrites de 600Ω .

Tendo em conta que serão necessárias duas ondas sinusoidais, desfasadas de 180° , à entrada dos elétrodos sensoriais da estrutura, e de forma a garantir esse desfasamento, as pistas destas ondas têm o mesmo comprimento, evitando assim atrasos de propagação. Os filtros para estas ondas também foram desenhados tendo em conta esta condição. Para isso, foram utilizados dois circuitos integrados com dois amplificadores cada. Assim, no primeiro circuito integrado foram implementados o primeiro andar de cada filtro e no segundo CI o segundo andar. Então, assumindo que os amplificadores dentro de cada *package* são 100% iguais, os atrasos introduzidos por cada filtro são iguais, mantendo assim o desfasamento pretendido de 180° .

Uma vez que parte dos circuitos presentes nesta PCB serão controlados pela FPGA, a ligação entre estes dois componentes foi feito através de um *flat cable* de 40 pinos. Assim, foram separados os sinais de *clock* dos sinais de dados, para que estes não sejam afetados pelas frequências elevadas dos *clocks*.

Tendo em conta todos estes condicionalismos, a PCB desenhada pode ser vista na figura seguinte.

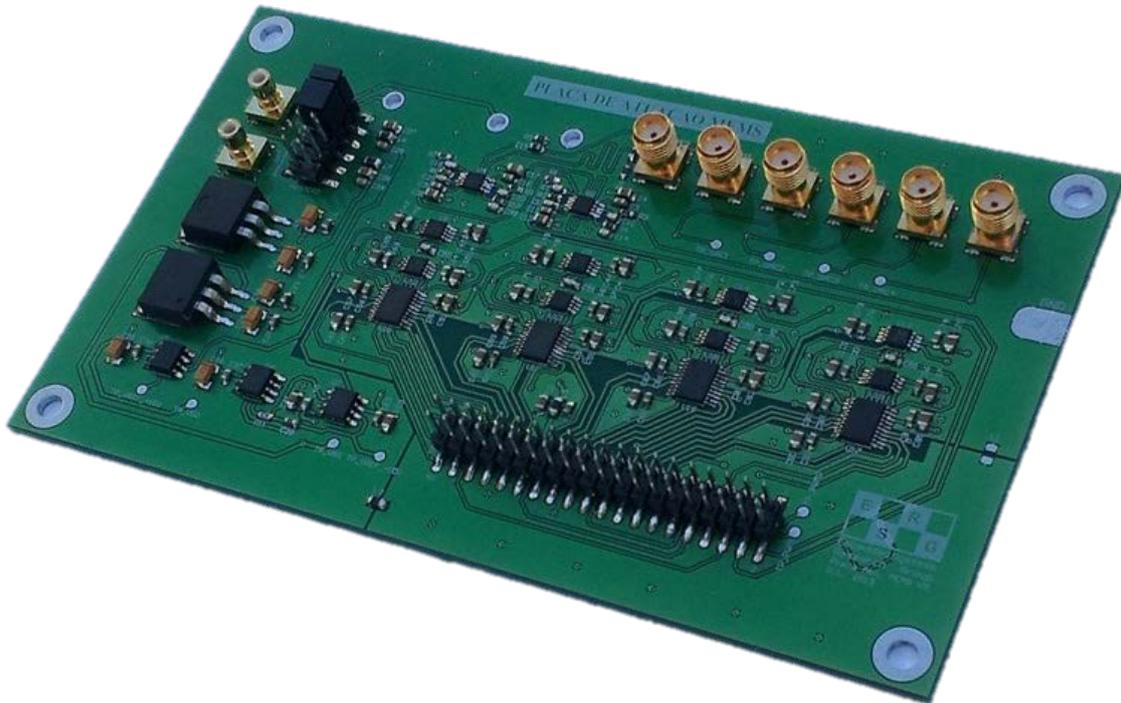


Figura 4.13: Placa de circuito impresso do sistema de atuação

4.2.2. Subsistema de Leitura

Chegado o tempo da integração dos componentes especificados anteriormente para este subsistema, foi necessário o desenho do seu esquemático. Assim, e de forma a simplificar este processo, esta tarefa foi dividida em várias partes.

Em primeiro lugar foi feito o esquemático das ligações da estrutura com as entradas deste subsistema, nomeadamente, tensões de atuação e ondas sinusoidais, tendo em atenção que a estrutura MEMS se encontra encapsulada num *package* DIP-24, como mostra a figura ao lado. De modo a garantir que a estrutura apenas é atuada nos momentos certos, prevenindo assim erros de leitura e a sua danificação, as entradas de atuação da estrutura estão conectadas a um *switch* analógico

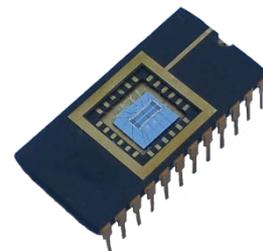


Figura 4.14: Estrutura MEMS encapsulada

controlado digitalmente, através da FPGA. Neste sentido, foi escolhido o circuito integrado ADG1434 da *Analog Devices*. Este CI possui quatro *switches* e o seu diagrama funcional e tabela de verdade podem ser vistos de seguida.

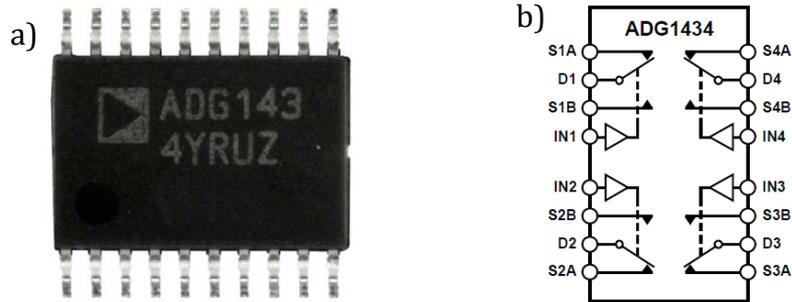


Figura 4.15: *Switch* digital ADG1434 a) *Package* TSSOP-16 b) Diagrama funcional

Tabela 4.9: Tabela de verdade do ADG1434

IN _x	S _x A	S _x B
0	OFF	ON
1	ON	OFF

As principais características destes tipos de *switches* são a sua resistência interna e tempo de comutação, sendo que para estes, tipicamente, a resistência interna é 4Ω, enquanto que o tempo de comutação é 140ns [37]. De seguida pode ser visto o esquemático das ligações da estrutura MEMS com o *switch* digital e com as entradas de atuação.

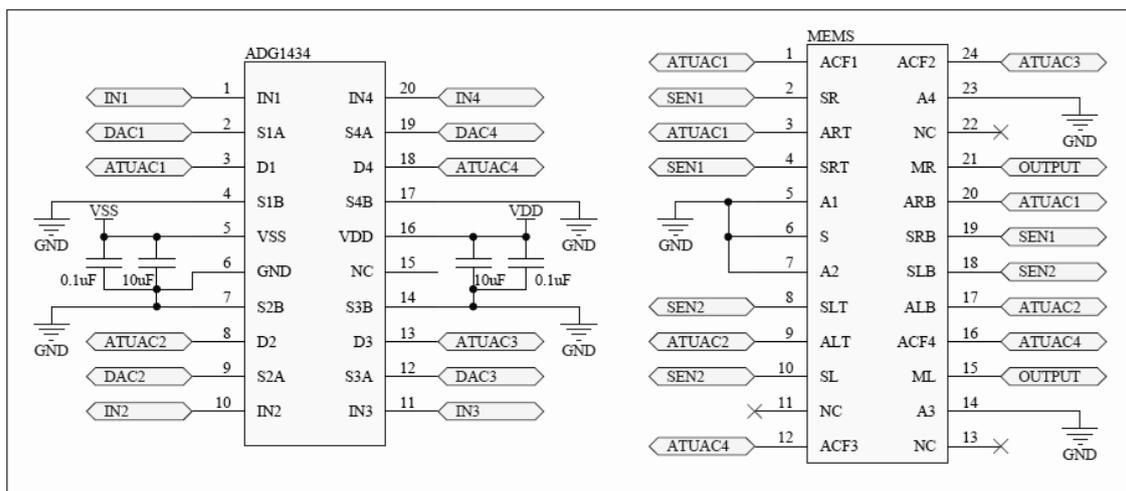


Figura 4.16: Esquemático do *switch* digital e da estrutura MEMS

Com a parte de atuação concluída, foi dimensionado o circuito de leitura das variações de capacidade causadas pelo deslocamento da estrutura. Para isso foi necessário um amplificador de carga. Este amplificador modula em amplitude as variações de capacidade, permitindo assim a sua leitura. Sabendo que a saída deste amplificador irá ligar a um multiplicador, de forma a desmodular o sinal proveniente do amplificador, e que o multiplicador escolhido apenas aceita tensões de entrada até 1V, no dimensionamento do circuito é necessário ter em conta este condicionalismo. Assim, considerando o circuito equivalente da estrutura MEMS e do amplificador de carga apresentado na figura 4.17, a tensão de saída do amplificador de carga varia segundo a seguinte expressão:

$$U_{IM} = \left(\frac{C_{Sleft} + C_{Pleft}}{C_{C1}} \right) U_{left} - \left(\frac{C_{Sright} + C_{Pright}}{C_{C1}} \right) U_{right} \quad (4.2)$$

onde U_{IM} é a tensão à saída do amplificador de carga, C_{Sleft} e C_{Sright} são as capacidades dos elétrodos sensoriais da esquerda e da direita, respetivamente, C_{Pleft} e C_{Pright} são capacidades parasíticas no elétrodo esquerdo e direito, respetivamente, U_{left} é o valor da amplitude da onda portadora no elétrodo da esquerda, U_{right} é o valor da amplitude da onda portadora no elétrodo da direita e C_{C1} é o valor do condensador na realimentação do amplificador de carga.

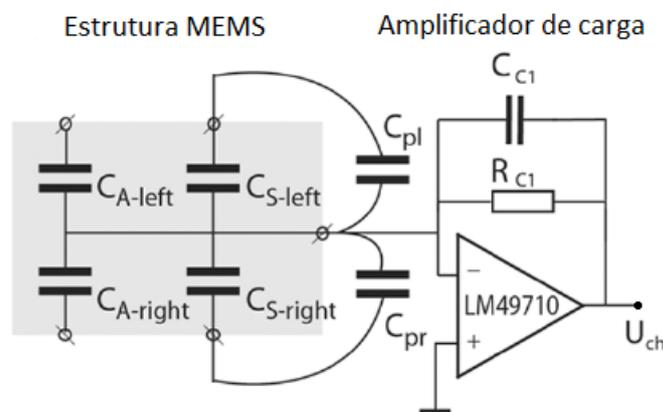


Figura 4.17: Circuito equivalente da estrutura MEMS e amplificador de carga [23]

Tendo em conta que a amplitude da onda portadora, tanto do elétrodo direito como esquerdo, é de 300mV de pico, a amplitude desejada à saída do amplificador de carga é de 900mV de pico, as capacidades sensoriais dos eléttodos direito e esquerdo são respetivamente 0,781pF e 13,281pF quando a estrutura se encontra deslocada na totalidade para o lado direito e assumindo uma capacidade parasítica de 1pF, o valor do condensador C_{C1} é dado por:

$$C_{C1} = \frac{U_{left} (C_{Sleft} + C_{Pleft}) - U_{right} (C_{Sright} + C_{Pright})}{U_{IM}} \quad (4.3)$$
$$\Leftrightarrow C_{C1} = \frac{0,3(13,281p + 1p) - 0,3(0,781p + 1p)}{0,9} = 4,17 pF$$

Optou-se então pela utilização de um condensador com o valor comercial de 3,9pF, fazendo assim com que U_{IM} tenha um valor máximo de 962mV.

A resistência R_{C1} situada na realimentação do amplificador de carga tem também um papel importante. Uma vez que um amplificador com esta configuração forma um filtro passa-alto, é necessário ter atenção ao valor da frequência de corte do mesmo. Assim, de forma a que o sinal de 1MHz não seja atenuado, foi escolhida uma resistência de 2,2M Ω , introduzindo assim um polo na frequência de 18,5kHz.

$$fc = \frac{1}{2\pi R_{C1} C_{C1}} \quad (4.4)$$
$$\Leftrightarrow fc = \frac{1}{2\pi \times 2,2 \times 10^6 \times 3,9 \times 10^{-12}} = 18549,5 Hz$$

Sabendo que o sinal proveniente do amplificador de carga está modulado em amplitude, decidiu-se pela multiplicação do mesmo com o sinal aplicado à estrutura MEMS, neste caso uma senoide com frequência de 1MHz e com uma amplitude de 300mV, removendo assim a onda portadora. Assim, o multiplicador escolhido para o efeito foi o AD835 da *Analog Devices*, especificado na secção 4.1.2.

Visto que o sinal proveniente do amplificador de carga tem uma amplitude máxima de 962 mV e de modo a que o multiplicador opere na sua *full scale*, foi aplicado um ganho de 2 na sua saída. Este ganho é controlado através das resistências R_1 e R_2 , visíveis no circuito da figura 4.19, podendo estas ser calculadas através das expressões (33) e (34).

$$U' = (1-k)U \quad (4.5)$$

$$R_1 = (1-k)R \quad (4.6)$$

$$R_2 = kR \quad (4.7)$$

Através da expressão (4.5) é possível obter o valor de k , uma vez que para um ganho de 2, segundo o *datasheet*, $U=1.05$ e $U'=1/2$, como é mostrado de seguida:

$$U' = (1-k)U \Leftrightarrow \frac{1}{2} = (1-k) \times 1,05 \Leftrightarrow k = 0,52$$

Estamos agora em condições de calcular o valor de R_1 e R_2 através das respetivas expressões. Assim sendo fica:

$$\begin{array}{l|l} R_1 = (1-k)R & R_2 = kR \\ \Leftrightarrow R_1 = (1-0,52)R & \Leftrightarrow R_2 = 0,52R \\ \Leftrightarrow R_1 = 0,48R & \end{array}$$

Uma vez que, conforme o *datasheet*, o valor de R_2 deverá rondar 200Ω , foram realizados testes com $R_1=270\Omega$ e $R_2=220\Omega$, comprovando assim o comportamento desejado para o multiplicador [29].

O sinal proveniente da saída do multiplicador é uma senoide com frequência de 2MHz e *offset* variável. Como referido acima, apenas o valor desse *offset* é desejado. Então, este sinal será filtrado com recurso a um filtro passa-baixo com uma frequência de corte de 20kHz. Assim foi escolhido um filtro *Butterworth* com montagem *Sallen-Key* de ordem 4, conforme mostra a figura 4.19. No seu

dimensionamento foi necessário ter em conta a impedância vista pela saída do multiplicador, uma vez que deverá rondar os 1000Ω . Sendo que esta pode ser aproximada ao valor de R_3 , então assumiu-se o valor de $R_3=1000\Omega$. Assim, através da expressão (4.8) e assumindo $R_3=R_4$ é possível calcular o valor de C_1 e C_2 .

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3R_4C_1C_2}} \quad (4.8)$$

Uma vez que $R_3=R_4$, a expressão pode ser simplificada, ficando:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}}, \text{ sendo } R=R_3=R_4 \quad (4.9)$$

Substituindo então os valores na expressão (4.9),

$$20000 = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times \sqrt{C_1 \times C_2}} \Leftrightarrow C_1 \times C_2 = 6,3326 \times 10^{-17}$$

Assumindo $C_2=10\text{nF}$:

$$C_1 = \frac{6,3326 \times 10^{-17}}{10 \times 10^{-9}} = 6,33\text{nF}$$

Sabendo que o valor de $6,33\text{nF}$ não se encontra disponível comercialmente, optou-se pela utilização de um condensador de $5,6\text{nF}$. Assim, a nova frequência de corte é de 21268Hz . Tendo em conta que o filtro é de quarta ordem, o segundo andar do mesmo terá os mesmos valores calculados para o andar 1.

De forma a atenuar o mais possível a frequência de 2MHz , foram feitas simulações através do *software* Multisim, da *National Instruments*, com vários amplificadores. Assim, os amplificadores escolhidos para este filtro foram os do circuito integrado AD8022 da *Analog Devices*, uma vez que estes apresentaram uma boa resposta em frequência.

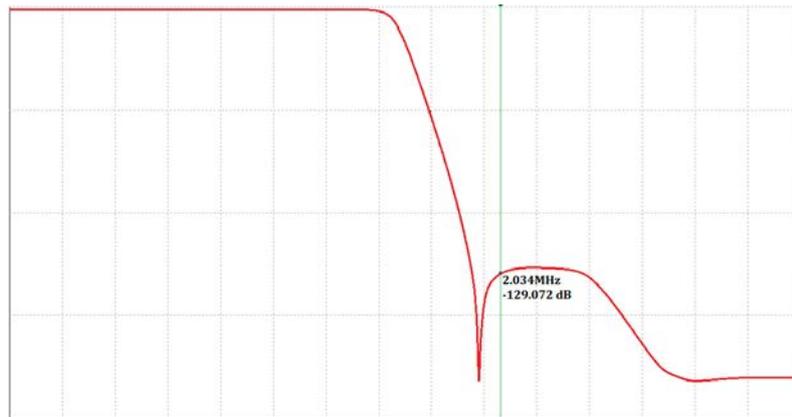


Figura 4.18: Resposta em frequência do filtro passa-baixo do multiplicador

Tendo em conta todos estes fatores, foi desenhado o esquemático do circuito de leitura. Tal como anteriormente, foram utilizados condensadores de desacoplamento das tensões de alimentação em todos os circuitos integrados. Foi também deixada em aberto a opção de introdução de um Z externo no multiplicador, permitindo assim adicionar um *offset* à saída do mesmo. Este circuito é conhecido como amplificador *lock-in* e o seu esquemático pode ser visto de seguida.

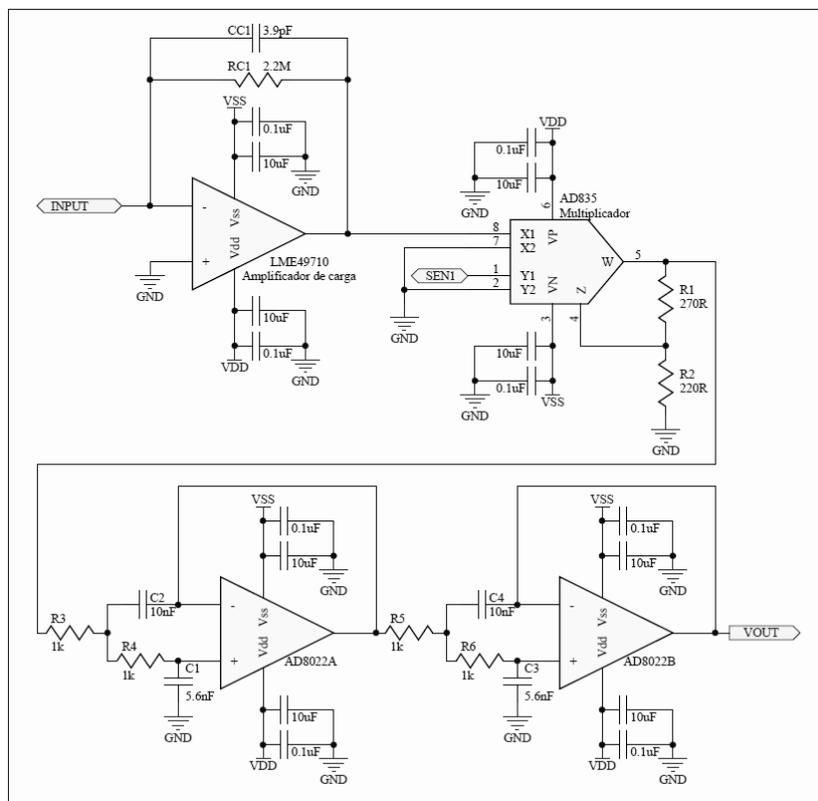


Figura 4.19: Esquemático do circuito de leitura

Com o dimensionamento do circuito de medição do movimento da estrutura MEMS passou-se ao desenvolvimento dos circuitos de detecção de *pull-in*. Como mencionado anteriormente, a detecção do *pull-in* será feita através de dois métodos: comparadores analógicos e ADC. Assim, de forma a detetar o *pull-in* nas duas direções serão necessários dois comparadores, podendo o seu esquemático ser visto na figura seguinte.

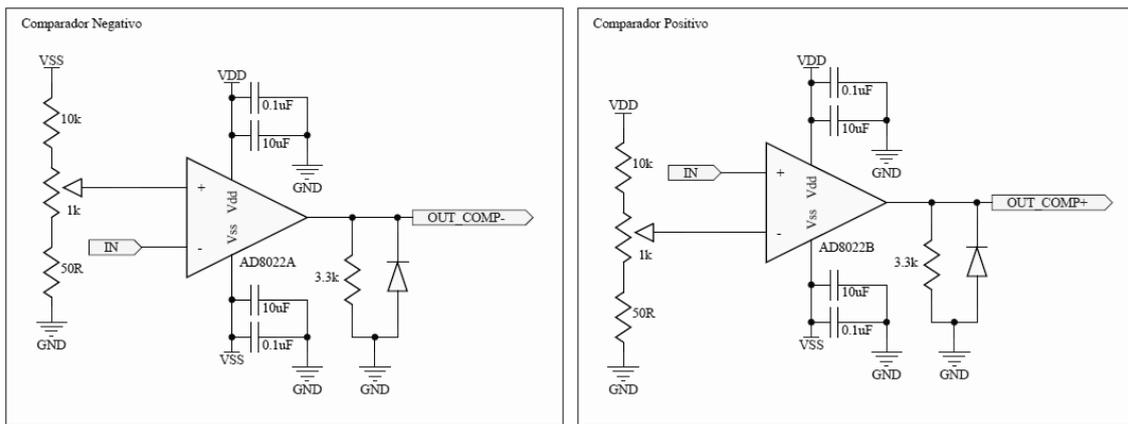


Figura 4.20: Esquemático dos comparadores analógicos

O sinal da saída do filtro do multiplicador será comparado com uma determinada tensão de referência analógica, e sempre que o valor do sinal ultrapasse o valor dessa tensão de referência, a saída dos comparadores terá o valor lógico “1”, caso contrário terá o valor lógico “0”. Sendo que para o valor da tensão de referência será escolhido o valor da tensão aquando da ocorrência de *pull-in*, e ligando os comparadores à FPGA, conseguimos então detetar este fenómeno.

No que diz respeito ao ADC, como foi dito anteriormente, este necessita de um amplificador diferencial pois o escolhido funciona em modo diferencial. No desenho deste circuito foram tidas em conta todas as recomendações do fabricante do ADC, que recomendava a utilização do amplificador diferencial THS4502. Estavam também explícitos os modos de funcionamento do mesmo e o seu modo de seleção, pelo que o circuito foi desenhado para que o ADC funcione no modo paralelo CMOS. Foi também necessária a separação entre alimentação analógica e digital e, conseqüentemente, a separação das massas. Por sua vez, no *datasheet* do THS4502 estão presentes os valores das resistências adequadas ao seu uso com

uma configuração com ganho unitário [32]. Importa também salientar que a seleção entre os circuitos para a deteção de *pull-in* é feita através de um *jumper*, podendo estar selecionado apenas os comparadores, o ADC ou ambos em simultâneo. De seguida é mostrado o esquemático do amplificador diferencial juntamente com o ADC.

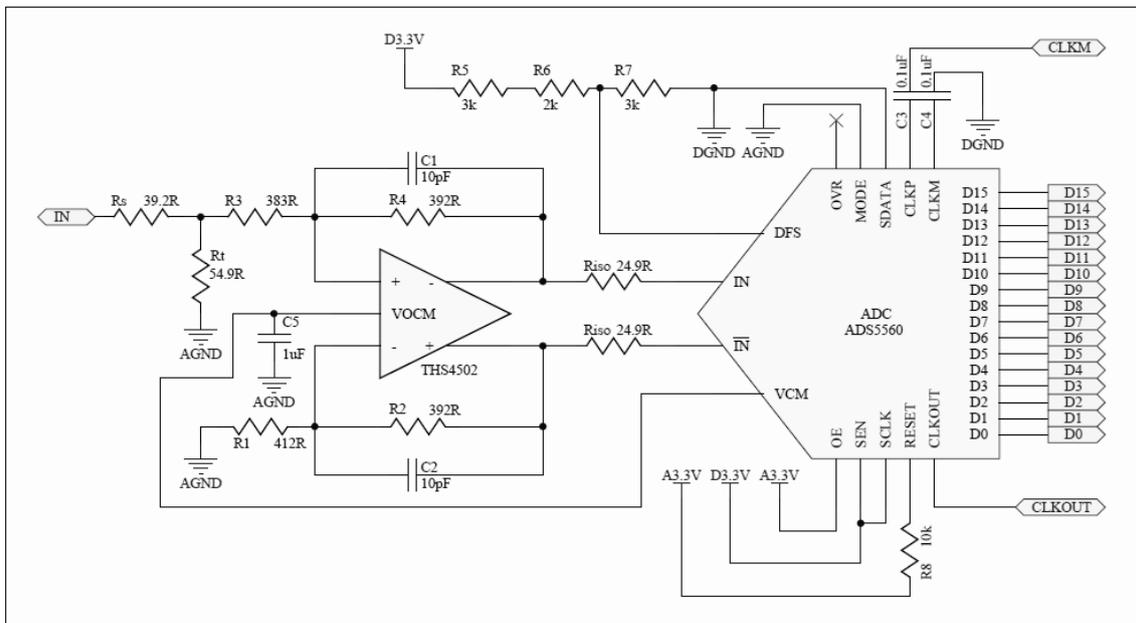


Figura 4.21: Circuito do amplificador diferencial e ADC

Após verificação do funcionamento individual de cada uma das partes mencionadas anteriormente, procedeu-se ao desenho do esquemático total, que pode ser visto no anexo B, e conseqüentemente da PCB resultante.

Esta placa de circuito impresso irá englobar todo o circuito de leitura, pelo que no seu desenho foi necessário ter vários cuidados, tais como o desacoplamento das tensões de alimentação, procedendo de igual forma como na placa de atuação. Foi também essencial o desacoplamento entre planos de massa, onde foram utilizadas ferrites de 600Ω, tal na PCB anterior.

Como foi dito anteriormente, uma vez que os sinais sinusoidais à entrada dos elétrodos sensoriais da estrutura deverão estar desfasados 180°, é necessário garantir esse desfasamento, pelo que nesta PCB, tal como na de atuação, o tamanho das pistas destes sinais foi mantido igual, evitando assim atrasos de propagação do mesmo. Procedeu-se da mesma forma na prevenção de ruído, uma vez que estas

pistas não passam por vias, evitando assim a criação de antenas, e estão rodeadas de massa, evitando a introdução de ruído em outros sinais.

Outro dos cuidados presentes no desenho desta placa de circuito impresso, assim como na PCB do sistema de atuação, foi a separação dos sinais de *clock* dos sinais de dados, no *flat cable* que liga a FPGA a esta PCB, de forma a evitar possíveis ruídos de elevadas frequências nas linhas de dados. Para além deste, é importante a introdução de mais um amplificador igual ao amplificador de carga, por onde passa a onda portadora de 1MHz, de forma a que este introduza um atraso, nessa onda, igual ao atraso introduzido pelo amplificador de carga. Verificou-se esta necessidade uma vez que o multiplicador irá multiplicar esses dois sinais, e estando estes fora de fase, obteríamos na saída um *offset*. Com a utilização deste amplificador extra, reduz-se o desfasamento, reduzindo assim o *offset* no multiplicador.

Tendo em conta que o ADC tem uma taxa de amostragem de 40MSPS, achou-se por bem ter alguns cuidados no desenho das pistas do mesmo, de forma a evitar o fenómeno de *jitter*. Este fenómeno poderia verificar-se caso a diferença entre o tamanho das pistas de saída do ADC fosse grande, uma vez que com frequências elevadas não temos a certeza de estar a ler a amostra certa em cada pino de saída. Isto é, poderíamos estar a ler a amostra n no pino D0 e a amostra $n-1$ no pino D1, se o tamanho da pista do pino D1 fosse maior do que a do D0. Assim, todas as pistas de saída do ADC têm o mesmo comprimento, eliminando atrasos de propagação e conseqüentemente o fenómeno de *jitter*.

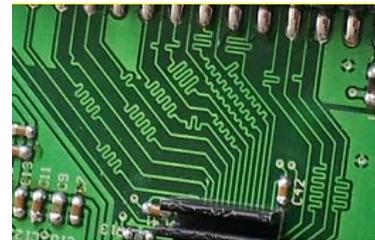


Figura 4.22: Pormenor das pistas de dados do ADC

Uma vez que será também necessário obter medições da temperatura, foram também adicionados à placa de circuito impresso conetores para ligação do sensor digital de temperatura especificado anteriormente. Estes conetores estão ligados a pinos da FPGA, para que esta interprete a temperatura.

Atendendo a todas estas recomendações, a placa de circuito impresso desenhada pode ser vista de seguida.



Figura 4.23: Placa de circuito impresso do sistema de leitura

Foi também desenhada uma placa de circuito impresso contendo apenas o circuito de leitura e os comparadores analógicos, com o objetivo de possibilitar a detecção do *pull-in*, sem a necessidade da utilização de uma FPGA. Nesta, as atuações são aplicadas diretamente à estrutura sem passarem pelos *switches* digitais, e o ADC foi removido, deixando apenas os comparadores para a detecção do *pull-in*. Foi também deixada uma saída em tensão, conectada à saída do filtro, para possibilitar a medição da mesma. O esquemático deste circuito pode ser visto no anexo C e a PCB resultante é apresentada de seguida.



Figura 4.24: Placa de circuito impresso do circuito de leitura

5.

Resultados

Ao longo deste capítulo serão apresentados todos os resultados obtidos durante o desenvolvimento desta dissertação. Em primeiro lugar, são mostrados resultados obtidos com recurso a ferramentas de simulação, tais como o *Multisim* e o *Simulink*. Estes têm o objetivo de ajudar a perceber o funcionamento do sistema e ajudam na interpretação dos resultados obtidos em ambiente experimental. Posteriormente são exibidos os resultados experimentais do comportamento do sistema.

Após uma análise preliminar às estruturas MEMS fabricadas, observou-se que estas não se encontravam na sua posição natural, isto é, encontravam-se defletidas. Uma vez que este fenómeno irá alterar os resultados obtidos, efetuou-se uma caracterização ótica das estruturas em questão. A figura seguinte, obtida num profilometro ótico, apresenta os resultados dessa caracterização.

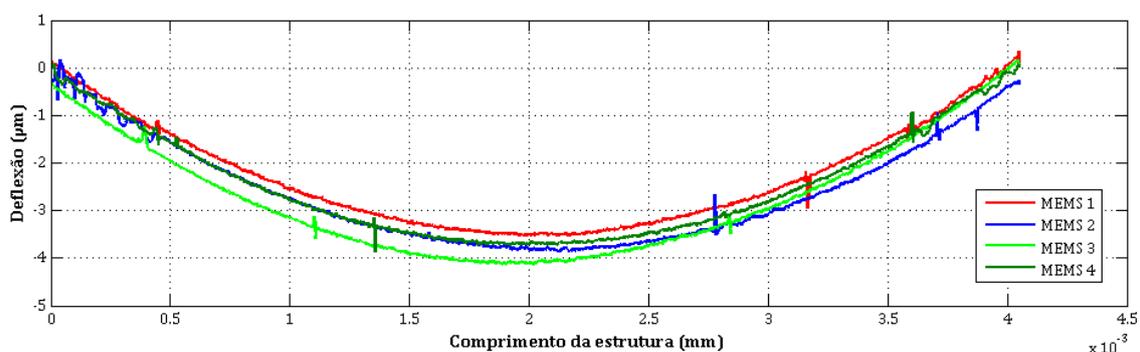


Figura 5.1: Gráfico da medição da deflexão das estruturas MEMS

Pela análise da imagem é possível observar que, em média, os elétrodos sensoriais das estruturas estavam defletidos $3,5\mu\text{m}$, os elétrodos de atuação de paralelos estavam defletidos $2,5\mu\text{m}$ e os elétrodos *comb-finger* apenas estavam defletidos $1\mu\text{m}$. Esta deflexão provoca uma alteração na área dos condensadores, uma vez que a nova espessura de silício sobreposta nos elétrodos sensoriais, paralelos e *comb-finger* é de $21,5\mu\text{m}$, $22,5\mu\text{m}$ e $24\mu\text{m}$, respetivamente. Este fenómeno não é invulgar no fabrico deste tipo de estruturas, o qual é provocado pelo *stress* mecânico do material (óxido de silício) aquando o processo de fabrico.

Outro fenómeno verificado foi *over-etching*. Como o próprio nome indica, este fenómeno consiste no excesso de *etching*, isto é, remoção em excesso do material. Facilmente se entende que as dimensões das estruturas são afetadas por este fenómeno, e conseqüentemente, a sua tensão de *pull-in* também o é. A sua causa provém das tolerâncias das máscaras utilizadas e do processo de fabrico. Assim, apurou-se que o *over-etching* nos elétrodos paralelos é de 250nm e nas molas mecânicas e elétrodos *comb-finger* é 125nm .

Considerando os dois fenómenos acima descritos, obteve-se o novo valor teórico de $3,7388\text{N/m}$ para a constante de elasticidade e $5,3765\text{V}$ para a tensão de *pull-in*. Foi também traçado o novo gráfico do coeficiente de temperatura para a tensão de *pull-in*, podendo este ser visto de seguida.

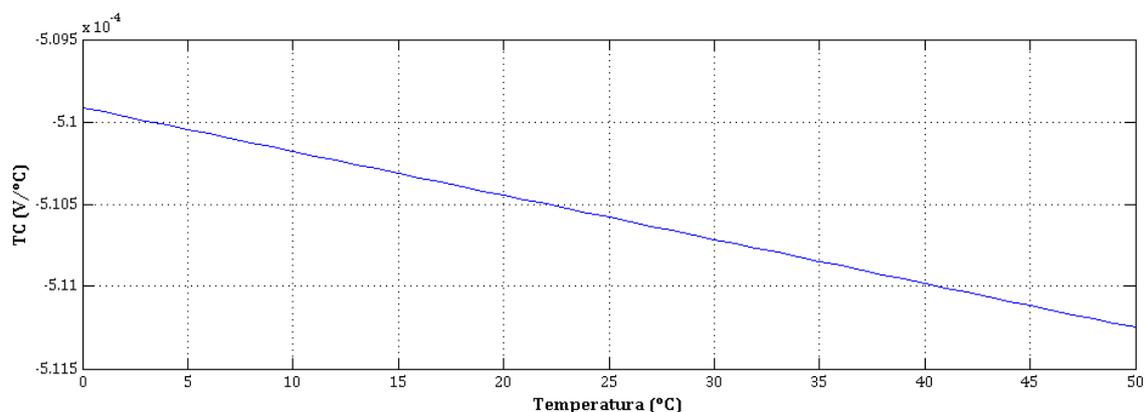


Figura 5.2: Gráfico do TC da estrutura MEMS utilizada com as dimensões medidas

5.1. Resultados Simulados

Uma vez que as dimensões das estruturas são sabidas e estas estão caracterizadas, tem interesse simular o comportamento do sistema de forma a perceber melhor o seu funcionamento real. Assim, foram utilizados dois métodos de simulação: um modelo em *Simulink* do sistema e um modelo em *Multisim* da estrutura MEMS e de toda a eletrónica associada ao sistema. De seguida são apresentados os resultados obtidos nas simulações descritas.

5.1.1. Modelo *Simulink*

Com o objetivo de verificar o comportamento do sistema, foi desenvolvido um modelo em *Simulink* do mesmo, representado na figura seguinte.

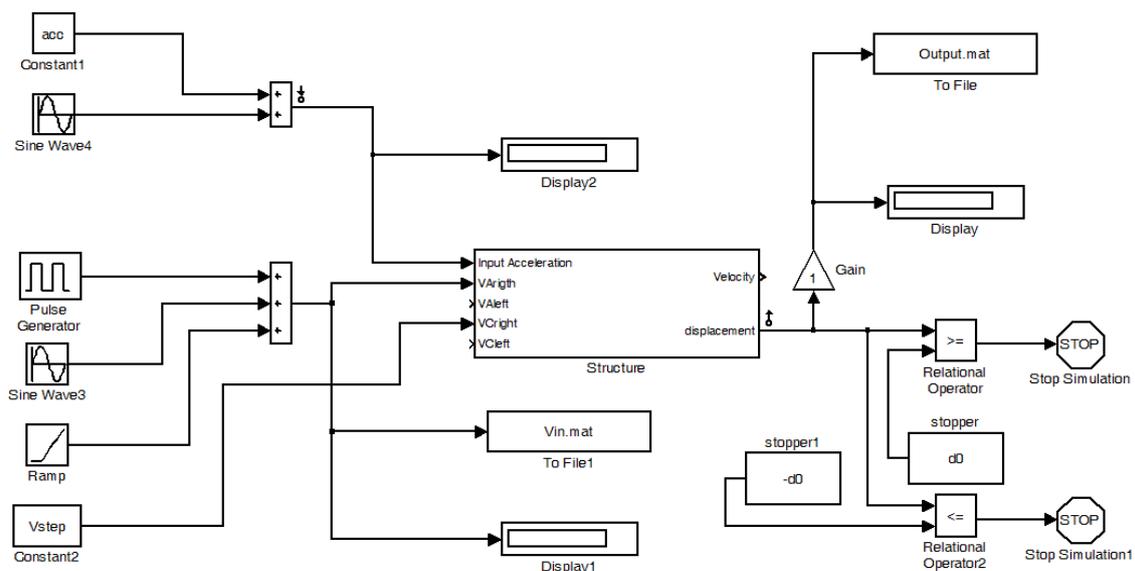


Figura 5.3: Modelo em *Simulink* do sistema

O modelo apresentado permite simular a atuação da estrutura MEMS através de rampas, sinusoides, pulsos ou valores constantes em cada um dos quatro eléctrodos presentes e posteriormente verificar o deslocamento consequente dessa atuação. Permite ainda aplicar diferentes acelerações/inclinações na estrutura em simultâneo às atuações, verificando o comportamento da mesma.

Após a configuração do modelo com os parâmetros reais da estrutura MEMS, a primeira simulação feita foi a determinação da tensão de *pull-in* nominal, para uma inclinação de 0° . Para o efeito, foi aplicado ao modelo uma rampa de atuação com um declive de 10mV/s , para que os efeitos dinâmicos influenciem ao mínimo o resultado. Assim, a tensão de *pull-in* obtida foi $5,3827\text{V}$ em contraste com o resultado teórico de $5,3765\text{V}$. Esta diferença de $6,2\text{mV}$ deve-se aos efeitos dinâmicos provocados pela rampa de atuação.

Seguidamente foram aplicadas inclinações, compreendidas entre -20° e 20° com um intervalo de 1° , à estrutura. Foram medidas as tensões de *pull-in* para a direita e para a esquerda, e conseqüentemente a diferença entre elas. Com os resultados obtidos foram traçados os gráficos da figura seguinte.

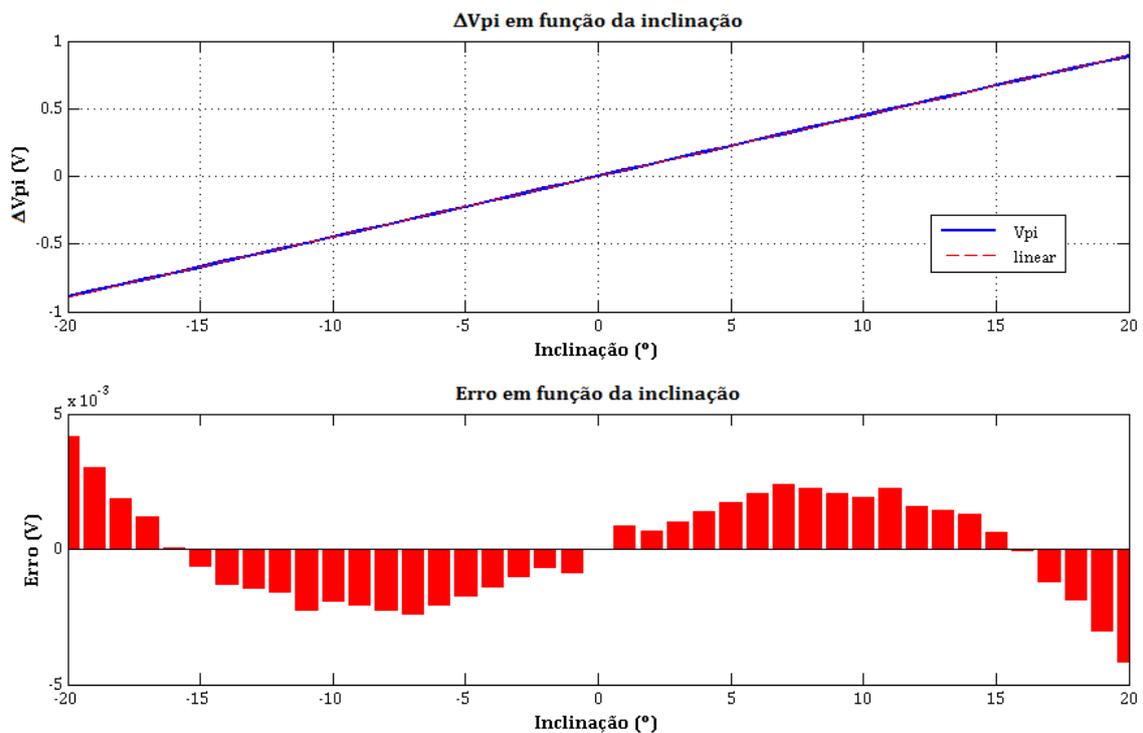


Figura 5.4: Simulação em *Simulink* do comportamento da estrutura para diferentes inclinações

Como se pode verificar através dos gráficos, o desvio máximo da resposta simulada em relação a uma aproximação linear é de $4,16\text{mV}$, o que indica uma não linearidade de $0,47\%$. Assim, podemos considerar que o comportamento da

estrutura para esta gama de inclinações é linear. Através destes resultados foi também possível apurar uma sensibilidade de 44,5mV/°.

Uma vez obtidos os resultados da simulação para diferentes inclinações, simulou-se a atuação da estrutura nos elétrodos *comb-finger*, de modo a compensar as diferenças na tensão de *pull-in*, e conseqüentemente calcular a tensão de *pull-in* nominal para cada situação. Para isso, foi aplicada uma tensão nos elétrodos em forma de pente da estrutura, segundo uma expressão derivada da expressão (2.12). Esta fica:

$$V_{acf} = \sqrt{\frac{2d_{c0} \times m \times a}{n \times \epsilon \times t}}, \quad (5.1)$$

onde d_{c0} é o espaçamento inicial entre elétrodos *comb-finger*, m simboliza a massa da estrutura, a corresponde à aceleração a que a estrutura está sujeita, n diz respeito ao número de elétrodos e t é o comprimento dos elétrodos no eixo Z.

De seguida pode ser visto um gráfico onde é mostrada a tensão aplicada nos elétrodos *comb-finger* em função da inclinação a que a estrutura MEMS está sujeita, assim como a diferença resultante na tensão de *pull-in*. Como se pode verificar, foi possível apurar a tensão de *pull-in* nominal e conseqüentemente anular por completo as suas diferenças provocadas pela inclinação a que a estrutura está sujeita, tornando assim viável a utilização deste mecanismo.

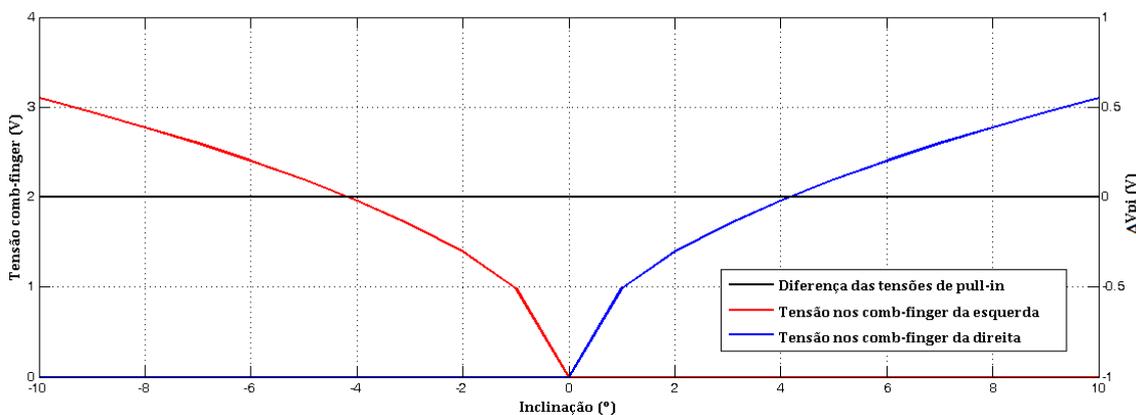


Figura 5.5: Gráfico da tensão aplicada nos elétrodos *comb-finger* em função da inclinação

5.1.2. Modelo *Multisim*

Foi também desenvolvido um modelo em *Multisim* da estrutura MEMS bem como da eletrônica envolvente ao sistema. O propósito deste modelo, para além de comprovar a resposta elétrica da estrutura utilizada, é mostrar a resposta de todo o sistema. Isto é, através deste, é possível comprovar o bom funcionamento do sistema de leitura, bem como adquirir medições simuladas do deslocamento da estrutura MEMS para posteriormente comparar com os resultados experimentais. O modelo desenvolvido é exposto na figura seguinte.

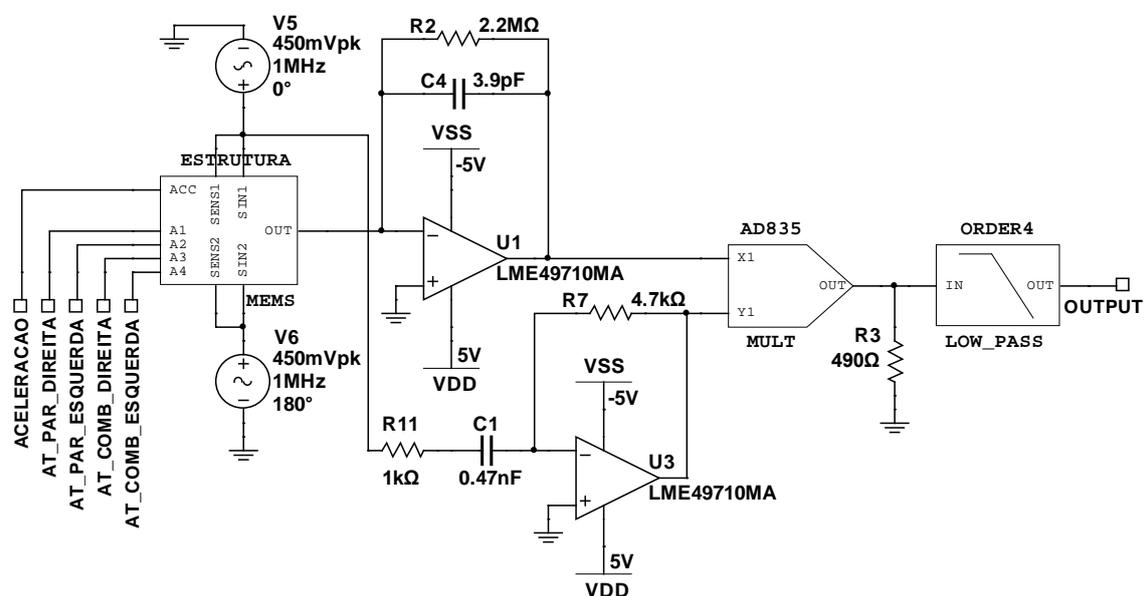


Figura 5.6: Modelo *Multisim* do sistema

No desenvolvimento deste modelo foram implementados os blocos correspondentes à estrutura MEMS e ao multiplicador analógico, de forma a que estes fossem iguais aos utilizados. No que diz respeito ao modelo da estrutura, esta foi implementada com os parâmetros medidos (*over-etching* e deflexão incluídos) e permite a sua atuação através de uma aceleração/inclinação ou através da colocação de tensão em qualquer um dos elétrodos da mesma (dois elétrodos paralelos e dois *comb-finger*). Quanto ao modelo do multiplicador, na sua implementação foi tomado em atenção tanto a sua impedância de entrada como de

saída, assim como as tensões de saturação de entrada e saída. Os restantes componentes não foram implementados, uma vez que o *software* já incluía modelos dos mesmos.

Assim, com o modelo todo implementado, foram feitas simulações de forma a apurar a tensão de *pull-in*. Para isto procedeu-se do mesmo modo que anteriormente, ou seja, foi aplicada uma rampa de tensão à estrutura, enquanto esta se encontra em repouso. De seguida mediu-se a tensão no eléctrodo aquando do fenómeno de *pull-in*. Assim, a tensão de *pull-in* medida foi de 5,689V e o gráfico resultante desta simulação pode ser visto de seguida.

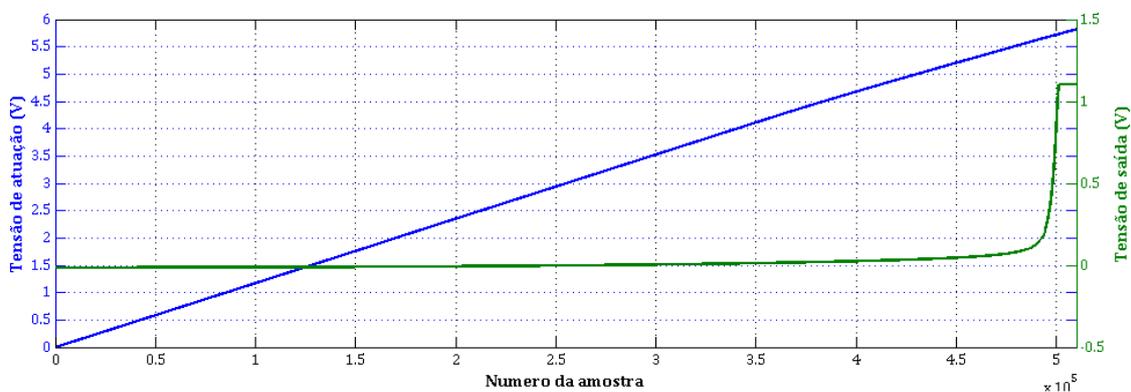


Figura 5.7: Gráfico do resultado da simulação do *pull-in* no Multisim

A diferença da tensão de *pull-in* medida nesta simulação, em relação à teórica ou mesmo à simulação com o modelo *Simulink*, deve-se aos efeitos dinâmicos provocados pela rampa de atuação.

Com o objetivo de simular o comportamento do sistema para diferentes inclinações, foram aplicadas ao modelo cinco acelerações diferentes, correspondentes aos valores de inclinação de -10° , -5° , 0° , 5° e 10° . Seguidamente foram medidas as tensões de *pull-in* correspondentes e conseqüentemente a diferença entre elas. Através desta simulação foi possível calcular uma sensibilidade de $42,3\text{mV}/^\circ$ e os resultados obtidos vão de encontro aos simulados previamente.

5. Resultados

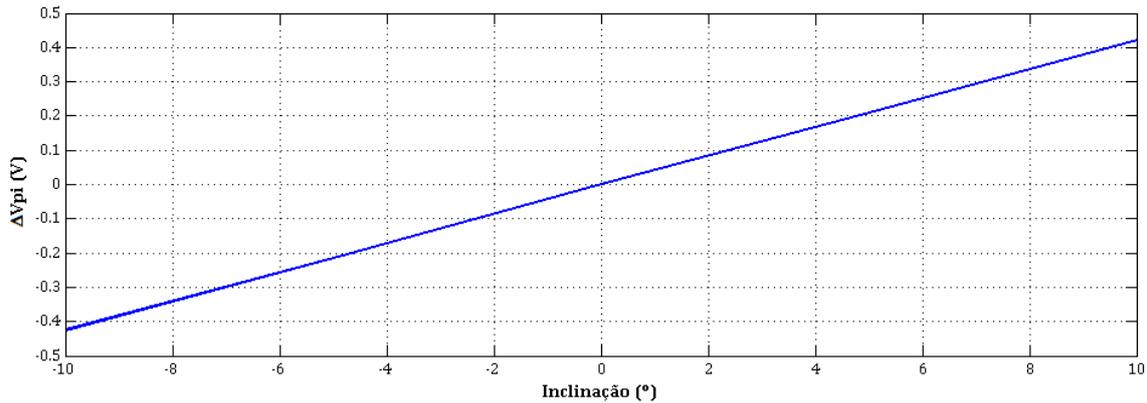


Figura 5.8: Simulação em *Multisim* do comportamento do sistema para diferentes inclinações

De modo a comprovar o funcionamento dos elétrodos *comb-finger*, foi realizada uma simulação para dois valores de inclinação diferentes, -5° e 10° . Seguidamente, aplicou-se tensão nestes elétrodos, segundo a expressão (5.1), de forma a calcularmos a tensão de *pull-in* nominal para cada inclinação. A tabela abaixo mostra os valores obtidos.

Tabela 5.1: Resultados da simulação em *Multisim* da atuação nos elétrodos *comb-finger*

Inclinação	-5°		10°	
$V_{comb-finger}$	0V	2,1965V	0V	3,1008V
$V_{piright}$	5,7983V	5,6920V	5,4814V	5,6919V
V_{pileft}	5,5836V	5,6891V	5,9022V	5,6892V
ΔV_{pi}	0,2147V	0,0029V	-0,4208V	0,0027V

Como se pode observar, foi possível calcular a tensão de *pull-in* nominal para as diferentes inclinações, com um erro máximo de aproximadamente 3mV. Apesar do erro ser notável em relação à resolução do sistema, futuramente será implementado um controlo para que se atue nestes elétrodos até que $\Delta V_{pi} = 0$. Assim, este erro será eliminado.

5.1.3. Simulação dos Efeitos Térmicos

Com o objetivo de melhor entender os efeitos da temperatura na tensão de *pull-in*, foi desenvolvido um *script* em Matlab capaz de calcular esta tensão em função da temperatura. Para este cálculo foram utilizadas as dimensões reais da estrutura MEMS e os coeficientes térmicos usados foram os mesmos que na secção 3.4. Assim, foi realizada uma simulação para um intervalo de temperatura de 0°C até 50°C e foi calculada a tensão de *pull-in* correspondente.

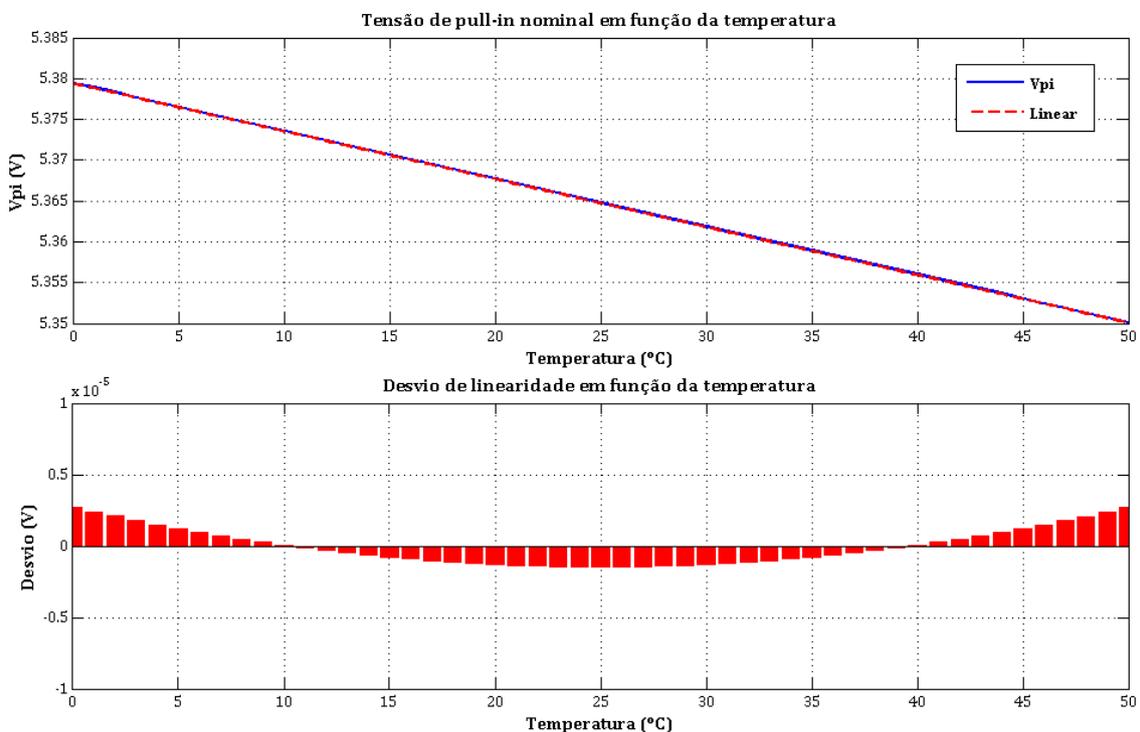


Figura 5.9: Resultado da simulação dos efeitos térmicos

Através dos resultados obtidos, foi possível apurar um coeficiente térmico de $-588\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

5.2. Resultados Experimentais

Nesta secção serão apresentados os resultados alcançados em ambiente experimental. Estes foram obtidos através de medições realizadas a estruturas MEMS com recurso às placas de circuito impresso especificadas anteriormente.

Inicialmente foi necessário avaliar o desempenho do circuito de atuação e leitura, de forma a mais facilmente caracterizar a performance global do sistema.

5.2.1. Circuito de Atuação

Uma vez que este circuito desempenha um papel fundamental no sistema, achou-se por bem proceder a uma caracterização do mesmo. Para isso, programou-se a FPGA de forma a que na saída do DAC esteja um valor contínuo de tensão, sendo este posteriormente medido. Este processo foi realizado para um intervalo de tensões entre -10V e 10V, com um intervalo de 1V entre cada valor e a tensão à saída do DAC foi medida com recurso a um multímetro digital *Agilent 34410A*. Assim, com a utilização deste multímetro conseguimos medições com resolução de $1\mu\text{V}$ [38].

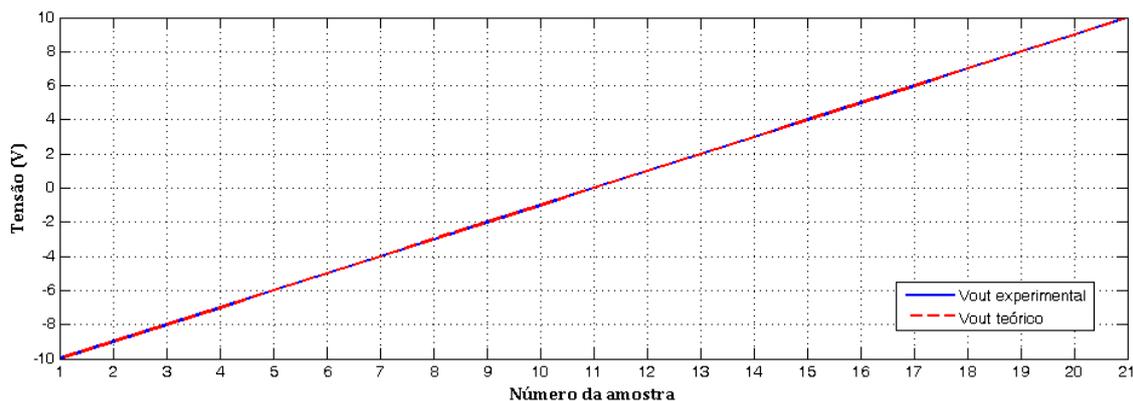


Figura 5.10: Caracterização do circuito de atuação (Saída teórica vs. experimental)

Durante este processo, o desvio da linearidade máximo medido foi de 1,2mV, o que simboliza uma não linearidade de 0,006%. Assim, pode ser assumido que foi observado um comportamento linear à saída do DAC.

Foram também feitas medições de forma a caracterizar o ruído deste circuito. Assim, o DAC foi configurado para ter na sua saída um valor reduzido e fixo de tensão (de forma a possibilitar a medição com a resolução máxima), e novamente com recurso ao multímetro *Agilent 34410A*, foi adquirida uma amostra

a cada 100ms durante 500s, fazendo um total de 5000 amostras. O desvio padrão medido foi de $1,49\mu\text{V}$.

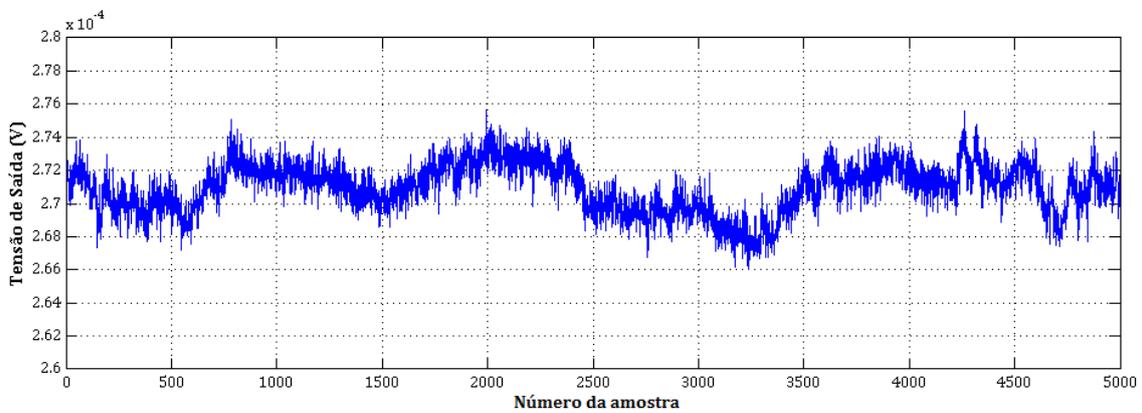


Figura 5.11: Caracterização do ruído do sistema de atuação

Uma vez que será necessário gerar duas rampas de atuação, uma para cada eletrodo paralelo, foi também feito um teste em que o DAC gerava uma rampa entre o valor máximo e mínimo permitido, neste caso $\pm 10\text{V}$. Os resultados obtidos podem ser vistos na figura seguinte.

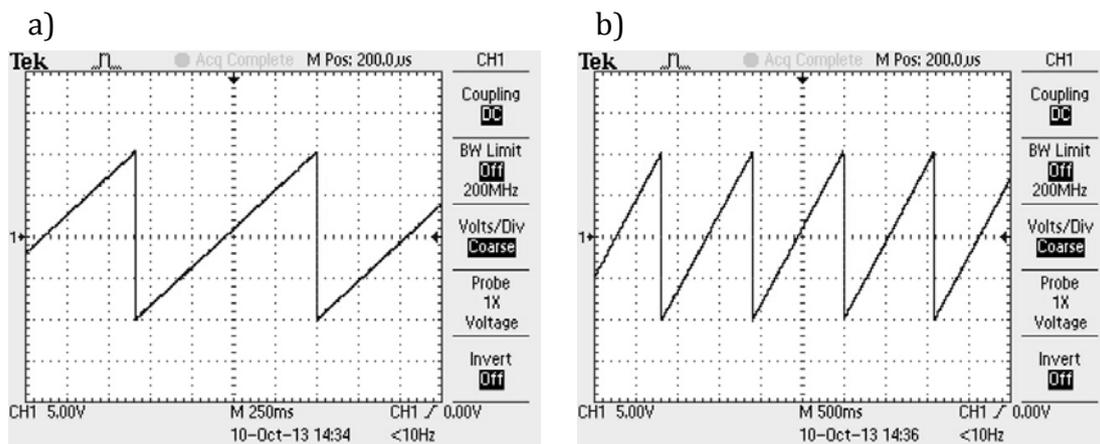


Figura 5.12: Rampa gerada pelo DAC a) Escala temporal: 250ms b) Escala temporal: 500ms

5.2.2. Circuito de Leitura

O circuito de leitura deste sistema é de elevada importância, uma vez que será este o responsável pela medição da variação de capacidades consequente do deslocamento da estrutura. Assim, é essencial a sua caracterização, de modo a averiguar se este poderá por em causa o desempenho global do sistema.

Para isso, aplicou-se uma tensão à estrutura MEMS, de forma a que esta se mova na totalidade do *gap*, uma vez que será nesta situação que o ruído será máximo. Com recurso ao ADC mediu-se a saída resultante a uma frequência de 5MHz, obtendo-se o resultado apresentado de seguida.

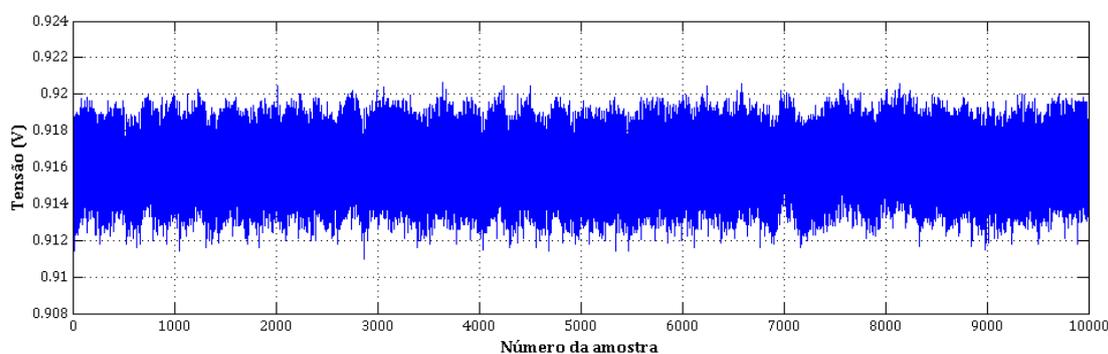


Figura 5.13: Medição do ruído do circuito de leitura

Observando os resultados obtidos, e após o cálculo do desvio padrão dos mesmos, foi possível concluir que o ruído do circuito de leitura é de 2,3mV. Este tem uma frequência predominante de 2MHz, o que indica que o filtro analógico implementado não elimina por completo o sinal da saída do multiplicador.

Com base nestes resultados foi implementado um filtro digital na FPGA, com o objetivo de reduzir o ruído medido. Após a implementação deste, foi realizado o mesmo teste. Aqui, o desvio padrão dos resultados obtidos é de 0,35mV.

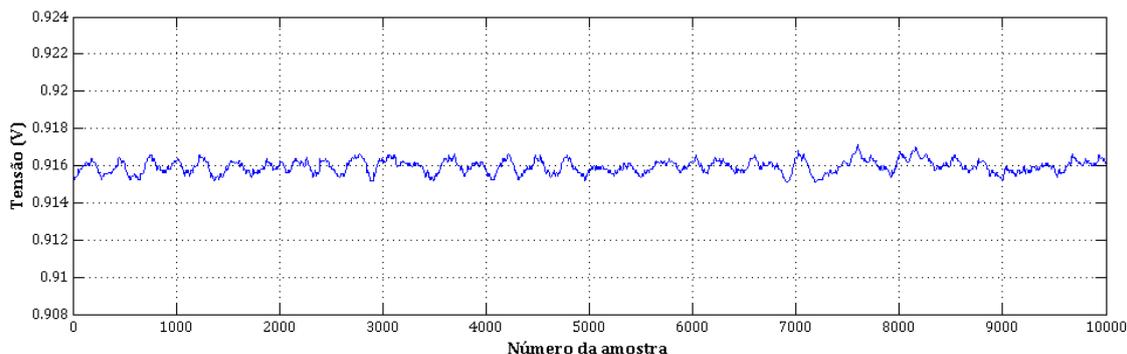


Figura 5.14: Medição do ruído do circuito de leitura com um filtro digital

Uma vez medido o nível de ruído no sistema implementado, foi averiguada a variação mínima de capacidade que o circuito consegue medir. Assim, foi traçado um gráfico com a resposta do circuito para o deslocamento total da estrutura (utilizando as distâncias conhecidas quando ocorre *pull-in*, ou seja, um terço da distância inicial entre elétrodos).

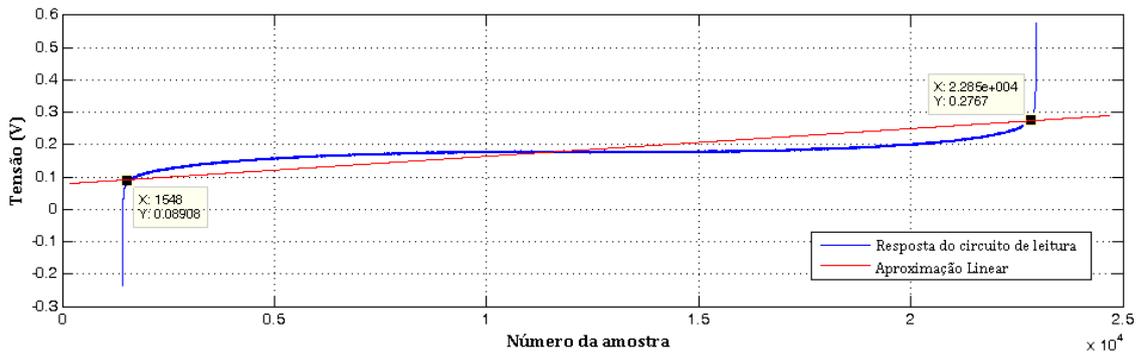


Figura 5.15: Resposta do circuito de leitura

Com base nesta resposta, foi calculada a sensibilidade do circuito de leitura, obtendo-se o valor de 101967V/m. Sabendo que o ruído obtido anteriormente é de 0,35mV, dividindo este pela sensibilidade obtemos o valor de 3,43nm correspondente à deslocação mínima da estrutura que é possível detetar. Assim, através da expressão (2.8), obteve-se o valor de 1,3fF como a variação mínima de capacidades detetada pelo circuito.

5.2.3. Desempenho do Sistema

Caraterizados os circuitos de atuação e de leitura, avaliou-se o desempenho do inclinómetro. Para isso, em primeiro lugar, foi desenvolvido um módulo na FPGA que implementa a sequência de ações descrita no capítulo 3.

Com o módulo implementado, foram realizados testes à estrutura para diferentes inclinações. De forma a medir a inclinação a que a estrutura MEMS está sujeita foi utilizado um dispositivo da SICK capaz de medir a distância com uma resolução de 1mm [39]. Assim, a montagem utilizada está explícita na figura seguinte.

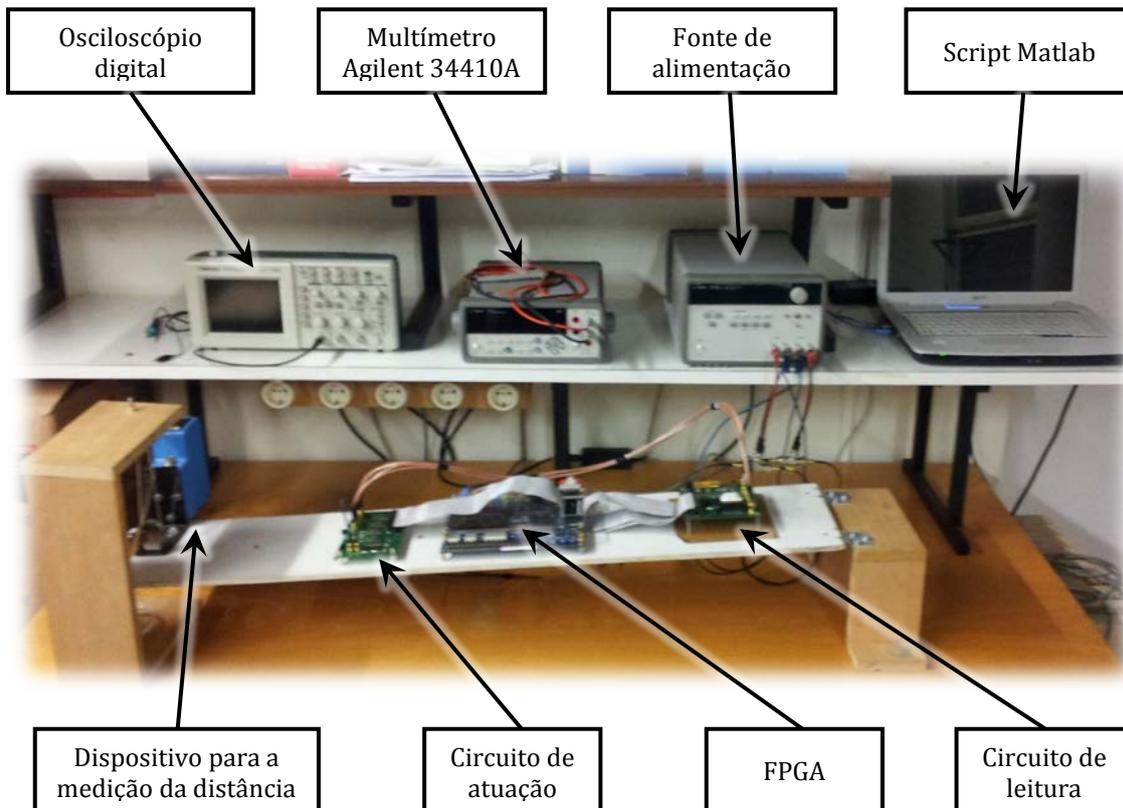


Figura 5.16: Montagem utilizada para os testes experimentais

Tendo em conta a montagem, foram então realizados testes para uma gama de inclinações compreendida entre -20° e 20° . De seguida foram medidas as tensões de *pull-in* correspondentes e a diferença entre as mesmas. Assim, para além de verificarmos o comportamento do sistema para diferentes inclinações, é ainda possível determinar a sensibilidade do mesmo.

Após a realização destes ensaios, o desvio máximo de linearidade medido foi de 14,6mV, o que se traduz numa não linearidade de 0,87%. Este resultado permite confirmar uma gama dinâmica de $\pm 20^\circ$, colocando o inclinómetro implementado acima dos dispositivos *state of the art* deste tipo. A sensibilidade medida foi de 46,8mV/ $^\circ$, indo ao encontro dos resultados simulados previamente.

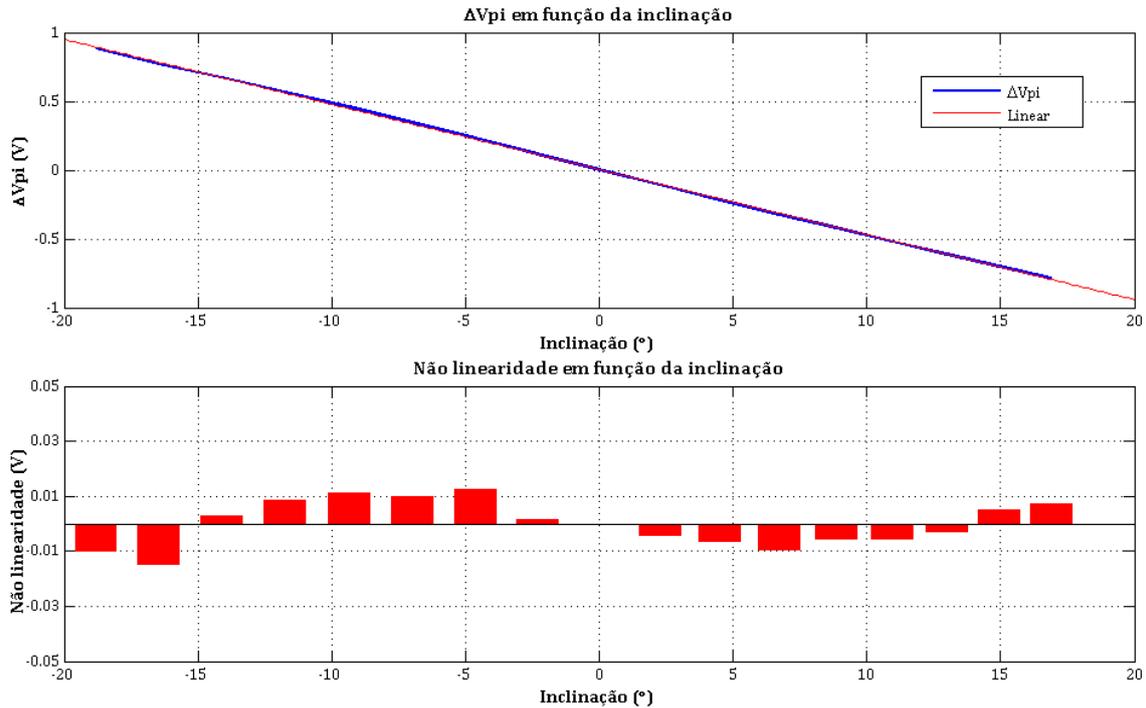


Figura 5.17: Resultados experimentais para diferentes inclinações

Este teste foi reproduzido para mais duas estruturas micro-fabricadas, de modo a validar os resultados obtidos. Aqui mediu-se a resposta das estruturas em causa para uma gama de $\pm 5^\circ$ de inclinação, obtendo-se assim as sensibilidades de 46,3 mV/°C e 46,9mV/°C e uma não linearidade de 1,15%. Estes resultados vêm consolidar os resultados obtidos previamente.

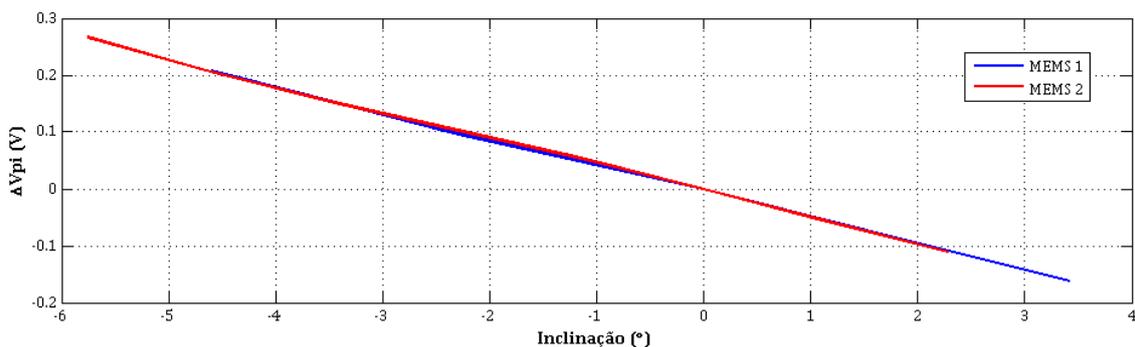


Figura 5.18: Teste de sensibilidade para as restantes estruturas

Após os testes para diferentes inclinações, foi feito um teste de forma a avaliar a estabilidade da tensão de *pull-in* e o ruído do sistema. Para isso, a

estrutura foi equilibrada e de seguida foi medida a sua tensão de *pull-in* durante doze horas para uma temperatura constante.

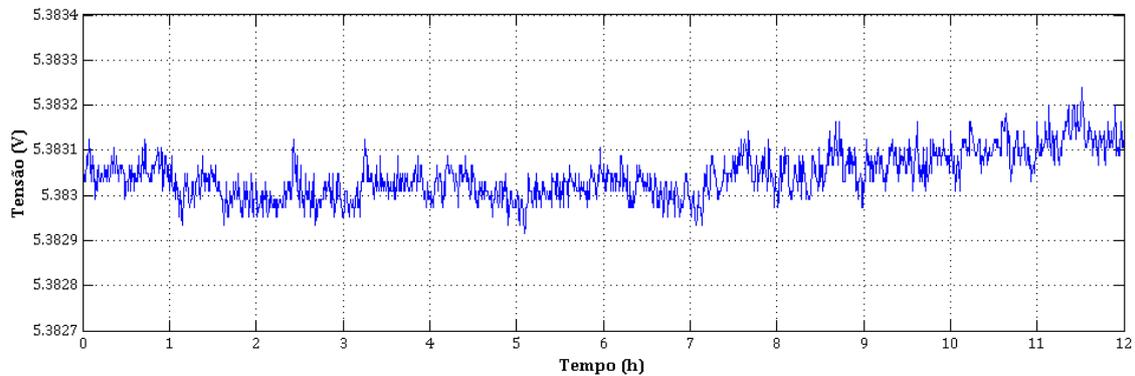


Figura 5.19: Resultado da medição da estabilidade da tensão de *pull-in*

Os resultados obtidos são promissores, uma vez que se obteve um desvio padrão da tensão de *pull-in* de apenas $62,8\mu V$. Então, tendo em conta a sensibilidade da estrutura utilizada, foi possível obter uma resolução de $0,0013^\circ$. Estes resultados colocam o inclinómetro desenvolvido a par dos inclinómetros com maior desempenho encontrados na literatura. Por outro lado, sabendo que temos uma gama dinâmica de aproximadamente $\pm 20^\circ$, a resolução apurada é de $0,00325\%$ da *full-scale*. Este valor coloca o sistema implementado acima dos dispositivos *state of the art* equivalentes.

Uma vez medida a sensibilidade do sistema, bem como a sua resolução, passou-se ao teste dos efeitos da temperatura na tensão de *pull-in*. Assim, a estrutura MEMS foi aquecida desde a temperatura ambiente ($25^\circ C$) até $50^\circ C$. Consecutivamente deixou-se a mesma arrefecer até atingir novamente a temperatura ambiente. Em simultâneo foram medidas as tensões de *pull-in* bem como a sua diferença, enquanto se monitorizava a temperatura na área envolvente à estrutura MEMS. Os resultados obtidos são apresentados nas próximas duas figuras.

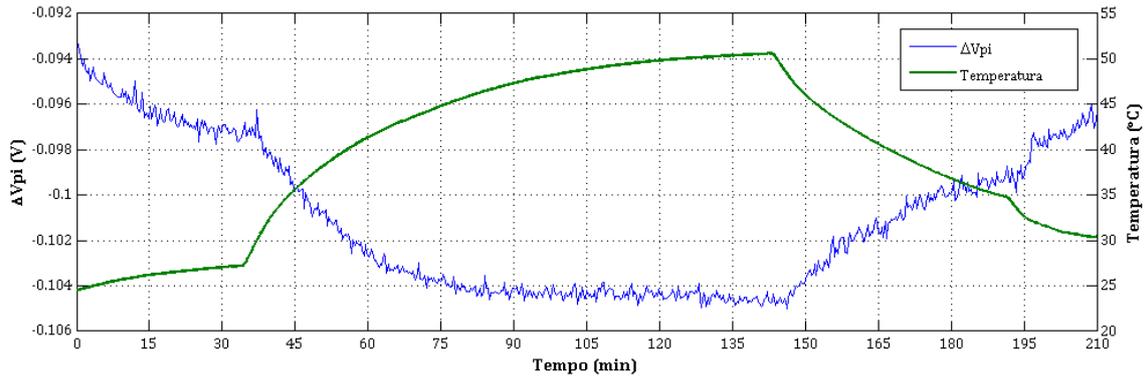


Figura 5.20: ΔV_{pi} para diferentes temperaturas

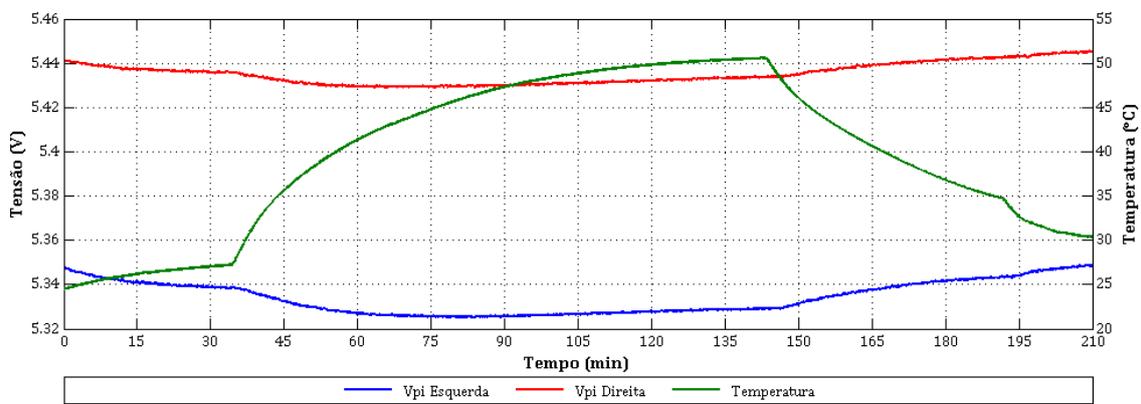


Figura 5.21: Efeitos da temperatura na tensão de *pull-in*

O teste foi repetido para quatro estruturas MEMS com o mesmo desenho, de forma a verificar os efeitos da temperatura em cada uma delas. Assim, a tabela seguinte apresenta o coeficiente de temperatura, TC, medido para cada uma delas.

Tabela 5.2: Coeficiente de temperatura medido para várias estruturas MEMS

	MEMS1	MEMS2	MEMS3	MEMS4
TC ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)	-500	-526	-566	-649

Foi possível observar que as tensões de *pull-in* descem com o aumento da temperatura, como é espetável, e os coeficientes de temperatura apurados vão de encontro ao calculado. As diferenças medidas nas diferentes estruturas podem ser justificadas com as tolerâncias devido ao processo de fabrico e das propriedades dos materiais utilizados.

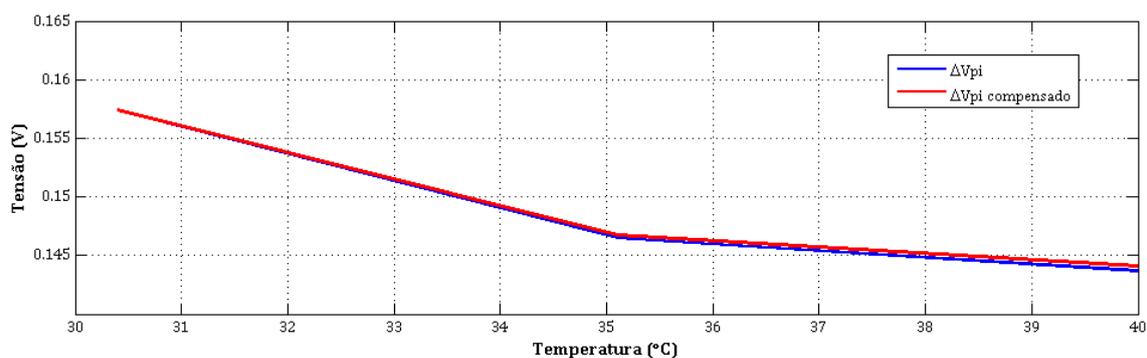
Após a verificação da dependência térmica da tensão de *pull-in*, foi aplicado o procedimento descrito no capítulo 3, de forma a compensar estes efeitos. O passo extra é a atuação da estrutura nos elétrodos *comb-finger* de forma a conseguirmos medir a tensão de *pull-in* nominal.

Tabela 5.3: Medições alcançadas na obtenção da tensão de *pull-in* nominal

Temp. (°C)	Sem atuação <i>comb-finger</i>			Com atuação <i>comb-finger</i>			
	V_{piesq} (V)	V_{pidir} (V)	ΔV_{pi} (V)	V_{piesq} (V)	V_{pidir} (V)	ΔV_{pi} (V)	V_{cf} (V)
30,4	5,4522	5,2948	0,1574	5,3728	5,3728	0	1,307
35,1	5,4385	5,2920	0,1465	5,3639	5,3639	0	1,260
40,0	5,4325	5,2888	0,1437	5,3591	5,3591	0	1,245

Como se pode verificar através da tabela, conseguiu-se medir a tensão de *pull-in* nominal com sucesso, permitindo assim avançar para a próxima etapa, a compensação dos efeitos da temperatura.

Seguidamente, de forma a compensar os efeitos de temperatura observados, foi aplicado o algoritmo apresentado anteriormente.

Figura 5.22: Tentativa de compensação do ΔV_{pi}

Pode-se verificar através do gráfico a incapacidade de compensação da temperatura usando o método proposto. De seguida apresentar-se-á uma discussão ao método de compensação proposto.

5.3. Discussão

O método proposto assume que o coeficiente de temperatura é constante. O que se verificou durante as medições efetuadas (ver figura 5.23) é que o coeficiente varia com a inclinação, e que difere para as tensões de *pull-in* da esquerda e da direita.

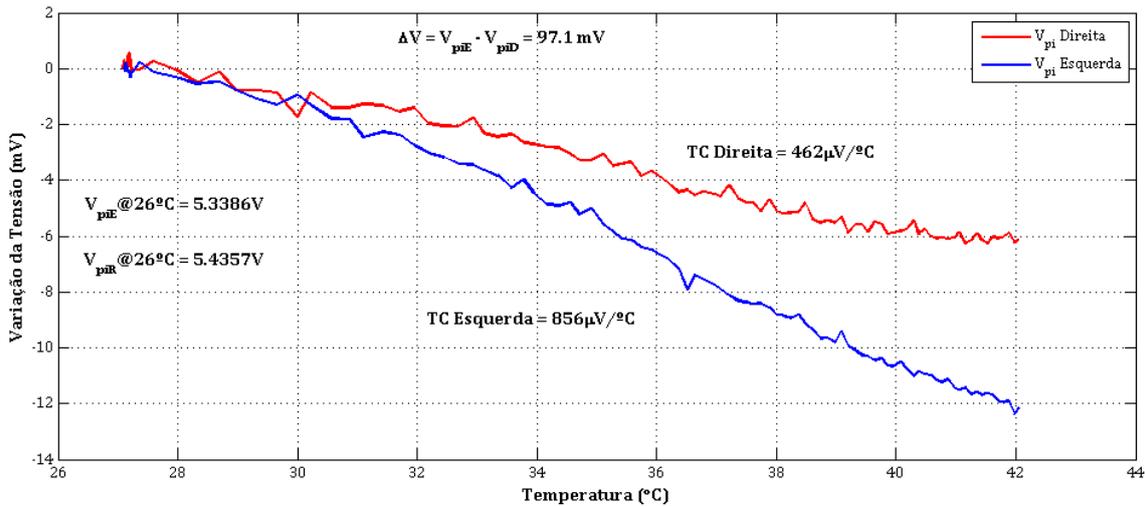


Figura 5.23: Coeficiente de temperatura medido experimentalmente para as tensões de *pull-in* esquerda e direita

Este aspeto não era esperado uma vez que a principal contribuição para o TC da tensão de *pull-in* é a da variação do Módulo de elasticidade com a temperatura e como tal não era esperado que o TC da tensão de *pull-in* dependesse da inclinação. Com base nestes dados refez-se a análise inicial (do capítulo 3) e considerando agora:

$$\Delta V(T) = V_{pi_left0}(1 + \alpha_2(T - T_0)) - V_{pi_right0}(1 + \alpha_3(T - T_0)), \quad (5.2)$$

onde α_2 e α_3 é o coeficiente térmico da tensão de *pull-in* para a esquerda e da tensão de *pull-in* para a direita respetivamente. Assumindo novamente que $V_{pi_left0} = V_{pi0} + V_0$ e que $V_{pi_right0} = V_{pi0} - V_0$ e substituindo em (38) obtêm-se:

$$\Delta V(T) = 2V_0 \left(1 + \frac{V_{pi0}}{2V_0} (\alpha_2 - \alpha_3)(T - T_0) + \frac{1}{2} (\alpha_2 + \alpha_3)(T - T_0) \right) \quad (5.3)$$

Assumindo que as variações de α_2 e α_3 relativamente a α são iguais, então $\alpha = \alpha_2 + \alpha_3 / 2$. Tal como anteriormente, α pode ser determinado pela variação da tensão de *pull-in* nominal com a temperatura. Relativamente ao termo $T_1 = \frac{V_{pi0}}{2V_0} (\alpha_2 - \alpha_3)$, tanto $2V_0$ como $(\alpha_2 - \alpha_3)$ variam proporcionalmente com a inclinação o que sugere que possa existir uma constante de proporcionalidade entre eles. Para confirmar isso, usaram-se os modelos da estrutura MEMS e do coeficiente de temperatura e calculou-se a razão $\frac{V_{pi0}}{2V_0} (\alpha_2 - \alpha_3)$ em função da inclinação (ver figura 5.24).

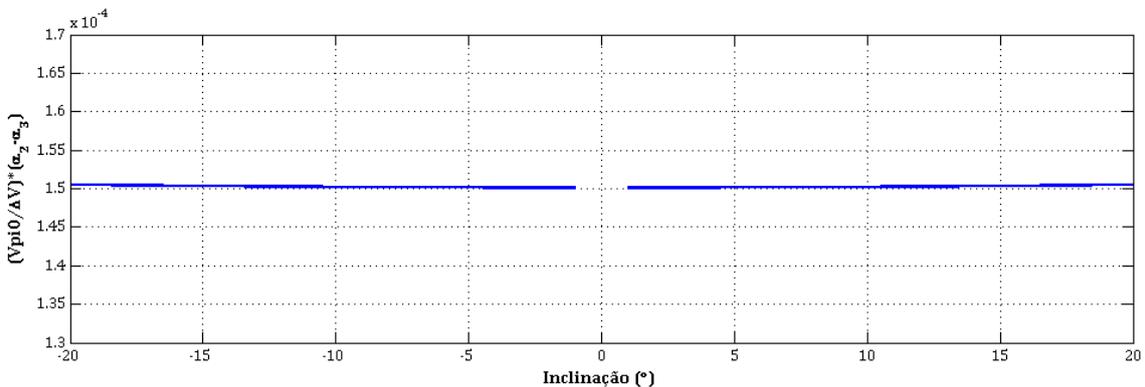


Figura 5.24: Resultados simulados da variação de T_1 com a inclinação

As simulações apresentadas na figura acima mostram que o termo T_1 praticamente não varia com a inclinação e pode ser considerado constante. Estes resultados mostram que sabendo T_1 talvez seja possível compensar a resposta do sensor para variações de temperatura calculando α a partir das tensões de *pull-in* nominais (usando os elétrodos *comb-fingers* para o efeito). Este novo método foi testado em simulação e funcionou bem, considerando $T_1 = -3\alpha/2$ (valor obtido por simulação), como o demonstra a figura 5.25.

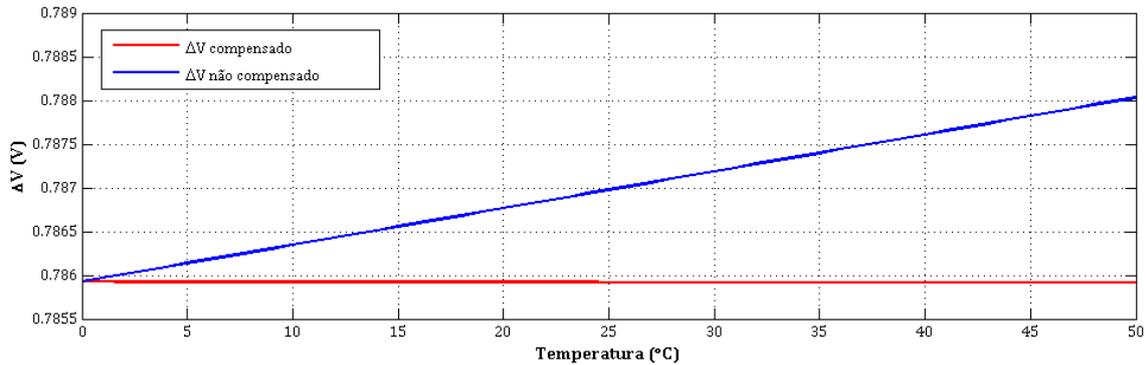


Figura 5.25: Simulação do novo método de compensação térmica

Apesar de as simulações mostrarem que talvez seja possível a compensação, a aplicação do método aos resultados obtidos experimentalmente mostrou-se infrutífera. Se por um lado é difícil calcular a razão T_1 , por outro as diferenças entre os α_2 e α_3 simulados e os obtidos experimentalmente são enormes, o que pode ser indicativo de mecanismos extra de variação com a temperatura que não são considerados no modelo. Assim, e apesar do objetivo de compensação térmica não ter sido alcançado, os resultados experimentais obtidos foram fundamentais para se perceber que os mecanismos de variação térmica da tensão de *pull-in* são complexos.

Para ser possível perceber corretamente os mecanismos físicos da variação térmica da tensão de *pull-in* num sistema deste tipo são necessários muitos mais testes e experiências o que está fora do âmbito deste trabalho. O objetivo principal de ter um inclinómetro de alta resolução foi conseguido e poderá ser a base de trabalho para se explorar novas aplicações. O protótipo existente poderá ser usado (pois tem resolução e estabilidade suficiente) para realizar os testes necessários para se entender melhor o efeito das variações térmicas na tensão de *pull-in*.

6.

Conclusões e Trabalho Futuro

Ao longo desta dissertação foi desenvolvido e apresentado um micro-inclinómetro MEMS bem como a proposta de um mecanismo de compensação dos efeitos da temperatura. O micro-inclinómetro consiste numa estrutura capacitiva que é atuada electrostaticamente até ao *pull-in*, utilizando-se posteriormente essa tensão como medida da inclinação.

Os resultados obtidos são muito promissores, colocando o sistema ao nível dos melhores dispositivos encontrados no estado da arte. A resolução obtida foi de $0,0013^\circ$ para uma gama de $\pm 20^\circ$, o que se traduz em $0,00325\%$ da *full scale*. Estes resultados podem ser melhorados, recorrendo à utilização de uma estrutura com uma sensibilidade maior, permitindo assim a deteção de deslocamentos mais baixos. Por outro lado, se conseguirmos baixar o ruído, tanto de atuação como de leitura, os resultados também irão melhorar. Isto pode ser conseguido através do melhoramento do filtro passa-baixo presente no circuito de leitura, uma vez que o implementado não consegue eliminar por completo a componente de 2MHz proveniente da saída do multiplicador analógico.

Quanto ao mecanismo de compensação da temperatura proposto, foi verificada a sua incapacidade em realizar a tarefa que lhe era destinada. Isto aconteceu uma vez que foram observados efeitos dependentes da inclinação no coeficiente térmico da tensão de *pull-in*. Estes efeitos provocam o aumento/diminuição (dependendo do lado da atuação) do coeficiente térmico com a inclinação, impossibilitando a sua compensação através do algoritmo proposto inicialmente. Apesar de não ter sido possível fazer a compensação térmica, o sistema atual irá permitir realizar diversos testes experimentais que irão permitir obter um melhor conhecimento dos mecanismos de variação térmica existentes na tensão de *pull-in*. Esse estudo poderá levar a um mecanismo eficaz de compensação de temperatura.

Futuramente deverá ser implementado um controlo em malha fechada, de modo a controlar a tensão a aplicar nos elétrodos *comb-finger*, para a obtenção da tensão de *pull-in* nominal. Este controlo irá criar condições para a obtenção de um sistema autocalibrado.

Por outro lado, o algoritmo de atuação da estrutura MEMS, para que esta atinja o *pull-in*, também pode ser otimizado, melhorando assim o tempo de resposta do sistema.

Referências Bibliográficas

- [1] L. A. Rocha, E. Cretu e R. F. Wolffenbuttel, "Stability of a micromechanical pull-in voltage reference," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 52, pp. 457-460, 2003.
- [2] L. A. Rocha, E. Cretu e R. F. Wolffenbuttel, "Compensation of temperature effects on the pull-in voltage of microestruturas," *Sensors and Actuators A*, vol. 115, pp. 351-356, 2004.
- [3] S. Beeby, G. Ensell, M. Kraft e N. White, "MEMS mechanical sensors," *Artech House Inc.*, 2004.
- [4] R. A. Dias, E. Cretu, R. F. Wolffenbuttel e L. A. Rocha, "Pull-in based μ -resolution accelerometer: Characterization and noise analysis," *Sensor and Actuators A: Physical*, vol. 172, pp. 47-53, 2011.
- [5] F. S. Alves, R. A. Dias, J. Cabral e L. A. Rocha, "Autonomous MEMS Inclinator," *Autonomous and Intelligent Systems*, pp. 26-33, 2012.
- [6] D. Lapadatu, S. Habibi, B. Reppen, G. Salomonsen e T. Kvisteroy, "Dual-axes capacitive inclinometer/low-g accelerometer for automotive applications," *14th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 34 - 37, 2001.
- [7] N. A. Hoult, P. R. A. Fidler, P. J. Bennett, C. R. Middleton, S. Pottle, K. Duguid, G. Bessant e R. S. McKoy, "Large-scale WSN installation for pervasive monitoring of civil infra-structure in London," *Structural Health Monitoring*, pp. 214-219, 2010.
- [8] D. Crescini, M. Baú e V. Ferrari, "MEMS tilt sensor with improved resolution and low thermal drift," *Sensors and Microsystems, AISEM*, pp. 225-228, 2010.
- [9] Y. Yu, J. Ou, J. Zhang, C. Zhang e L. Li, "Development of wireless MEMS inclination sensor system for swing monitoring of large-scale hook structures," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 1072-1078, 2009.
- [10] E. Cretu, L. A. Rocha e R. F. Wolffenbuttel, "Using the pull-in voltage as voltage reference," *Proceedings of Transducers '01*, vol. 1, pp. 678-680, 2001.

- [11] J. Kynnäräinen, A. S. Oja e H. Seppä, "Stability of micromechanical devices for electrical metrology," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, pp. 1499-1503, 2001.
- [12] G. E. Waring Jr., *Draining for Profit, and Draining for Health*, Orange Judd & Company, 1867.
- [13] C. A. Lindbergh, *The Spirit of St. Louis*, Simon & Schuster, 1995.
- [14] L. Da-Wei e G. Tao, "Design of dual-axis inclinometer based on MEMS accelerometer," *Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, pp. 957-961, 2011.
- [15] S. Luczak, W. Oleksiuk e M. Bodnicki, "Sensing tilt with MEMS accelerometers," *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, pp. 1669-1675, 2006.
- [16] L. Huawei, G. Qinglei, M. Shifu e H. Jian, "Design of a Plane Inclinometer Based on MEMS Accelerometer," *International Conference on Information Acquisition*, pp. 320-323, 2007.
- [17] L. Tang, K. Zhang, S. Chen, G. Zhang e G. Liu, "MEMS inclinometer based on a novel piezoresistor structure," *Microelectronics Journal*, vol. 40, pp. 78-82, 2009.
- [18] H. Jung, C. J. Kim e S. H. Hong, "An optimized MEMS-based electrolytic tilt sensor," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 139, pp. 23-30, 2007.
- [19] Murata Electronics Oy, "Datasheet SCA103T Series," 2013. [Online]. Available: http://www.murata-mems.fi/sites/default/files/documents/sca103t_inclinometer_datasheet_8261700a3_0.pdf.
- [20] S. Dalola, V. Ferrari e D. Marioli, "Micromachined piezoresistive inclinometer with oscillator-based integrated interface circuit and temperature readout," *Measurement Science and Technology*, vol. 23, 2012.
- [21] H. Tada, A. E. Kumpel, R. E. Lathrop, J. B. Slanina, P. Nieva, P. Zavracky, I. N. Miaoulis e P. Y. Wong, "Thermal expansion coefficient of polycrystalline silicon and silicon dioxide thin films at high temperatures," *Journal of Applied Physics*, vol. 87, pp. 4189-4193, 2000.

- [22] Wolfson School of Mechanical and Manufacturing Engineering Loughborough University, Loughborough, Leics LE11 3TU, An Introduction to MEMS, Loughborough: PRIME Faraday Partnership, 2002.
- [23] L. A. Rocha, Dynamics and Nonlinearities of the Electro-Mechanical Coupling in Inertial MEMS, Delft University of Technology, 2005.
- [24] H. Watanabe, N. Yamada, Okaji e M., "Linear Thermal Expansion Coefficient of Silicon from 293 to 1000K," *International Journal of Thermophysics*, vol. 25, pp. 221-239, 2004.
- [25] C. Cho, "Characterization of Young's modulus of silicon versus temperature using a "beam deflection" method with a four-point bending fixture," *Current Applied Physics*, vol. 9, pp. 538-545, 2008.
- [26] Analog Devices, "Datasheet AD5791," 2013. [Online]. Available: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5791.pdf.
- [27] Texas Instruments, "Datasheet REF102," 2009. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ref102.pdf>.
- [28] Texas Instruments, "Datasheet LME49710," 2013. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lme49710.pdf>.
- [29] Analog Devices, "Datasheet AD835," 2010. [Online]. Available: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD835.pdf.
- [30] Analog Devices, "Datasheet AD8022," 2011. [Online]. Available: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8022.pdf.
- [31] Texas Instruments, "Datasheet ADS5560," 2012. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads5560.pdf>.
- [32] Texas Instruments, "Datasheet THS4502," 2011. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ths4502.pdf>.
- [33] Sensirion, "Datasheet SHT21," 2011. [Online]. Available: http://www.sensirion.com/fileadmin/user_upload/customers/sensirion/Dokumente/Humidity/Sensirion_Humidity_SHT21_Datasheet_V3.pdf.
- [34] Altera, "DE2-70 User Manual," [Online]. Available: ftp://ftp.altera.com/up/pub/Altera_Material/12.1/Boards/DE2-

70/DE2_70_User_Manual.pdf.

- [35] Texas Instruments, "Datasheet OPA227," 2005. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/sbos110a/sbos110a.pdf>.
- [36] Analog Devices, "Datasheet AD8676," 2011. [Online]. Available: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8676.pdf.
- [37] Analog Devices, "Datasheet ADG1434," 2009. [Online]. Available: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADG1433_1434.pdf.
- [38] Agilent Technologies, "Agilent 34410A/11A 6 ½ Digit Multimeter User's Guide," 2012. [Online]. Available: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/34410-90001.pdf>.
- [39] Sick, "Datasheet DME2000," [Online]. Available: <https://mysick.com/saqqara/im0036434.pdf>.
- [40] Eric Long/OIPP, *Cockpit Photos*, National Air and Space Museum, Smithsonian Institution.
- [41] MEMS & Nanotechnology Exchange, "What is MEMS Technology?," [Online]. Available: <https://www.mems-exchange.org/MEMS/what-is.html>. [Acedido em Julho 2013].

ANEXOS

A: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de atuação

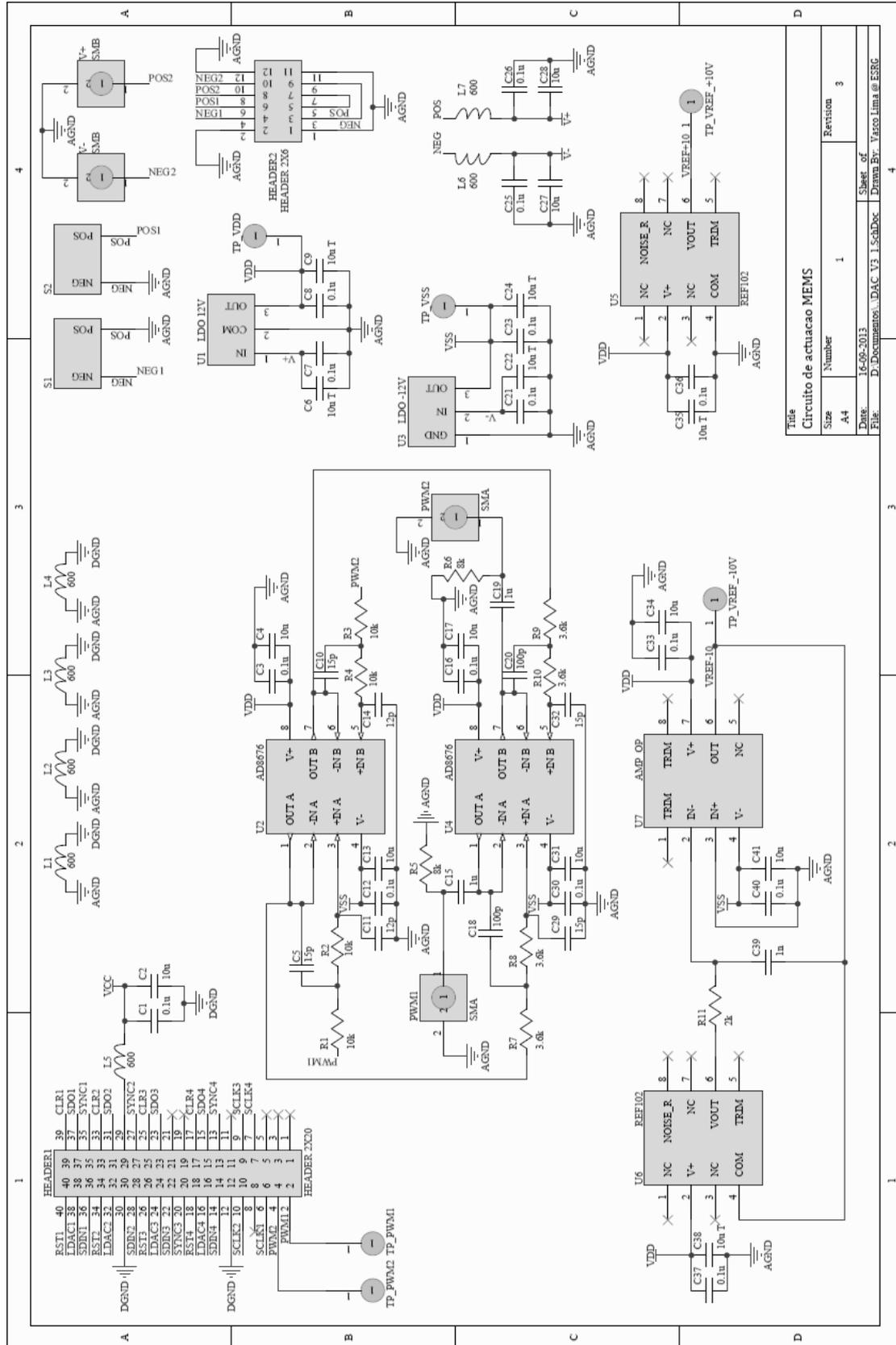


Figura A.1: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de atuação (parte 1)

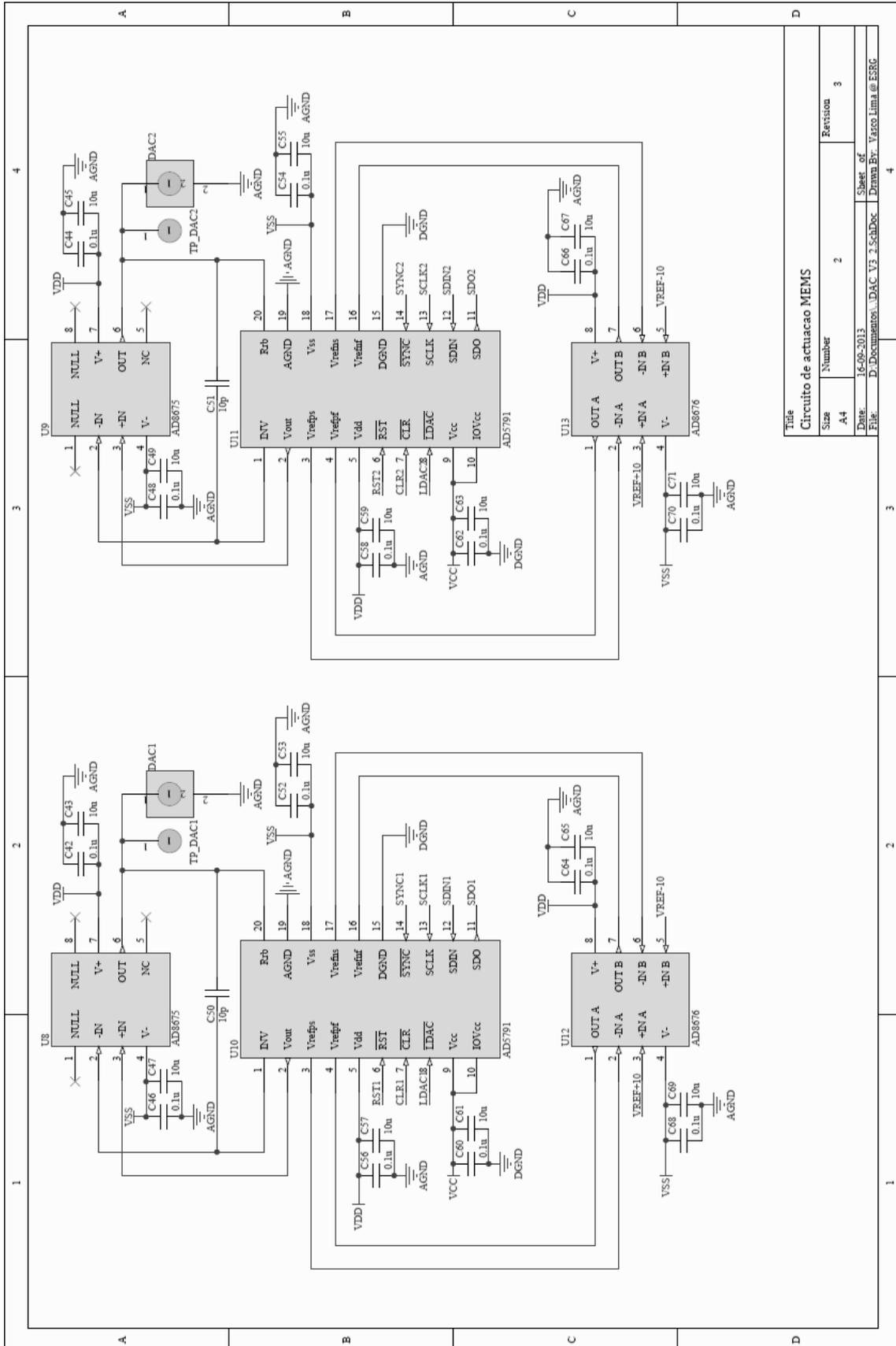


Figura A.2: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de atuação (parte 2)

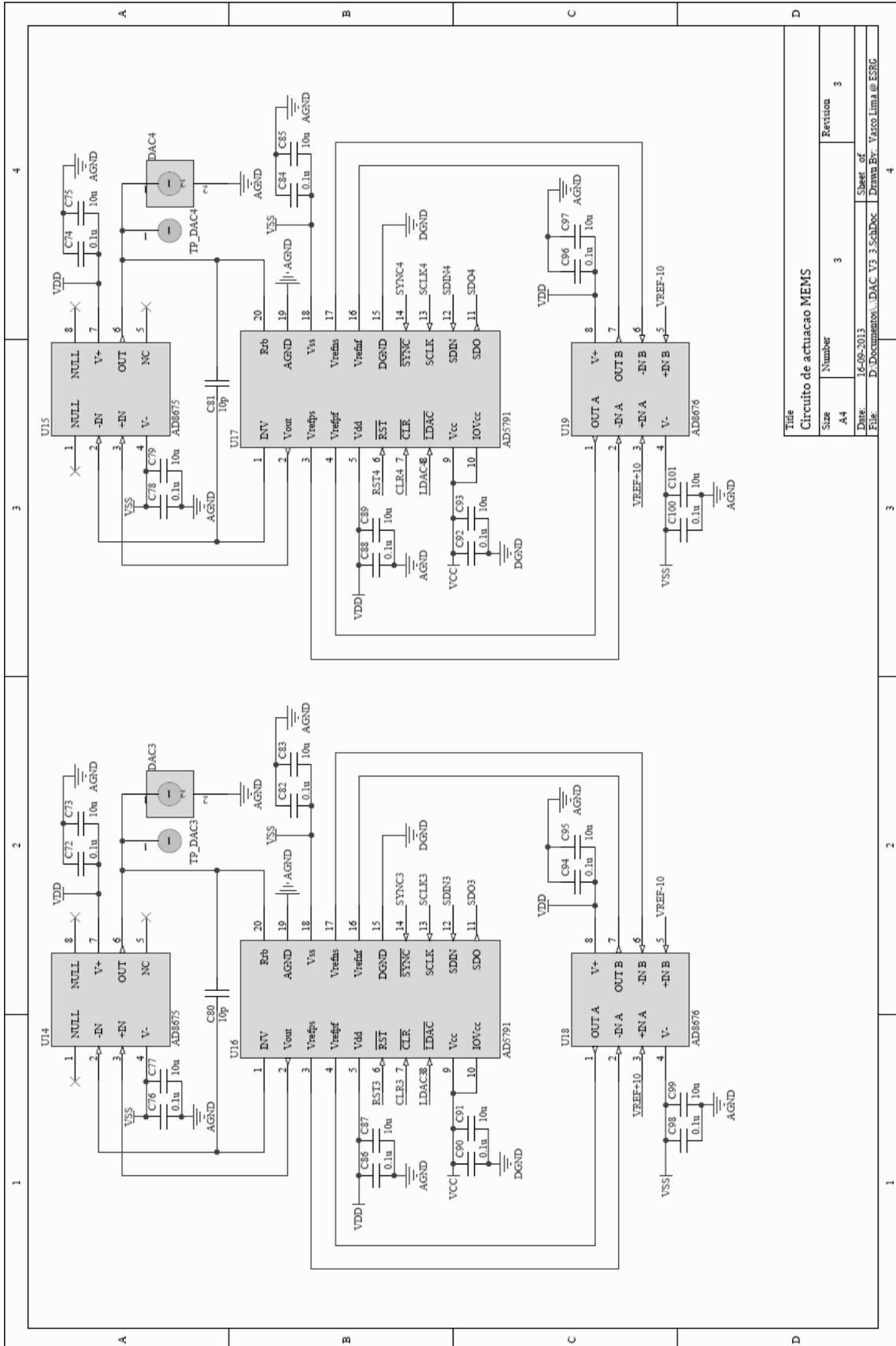


Figura A.3: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de atuação (parte 3)

B: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de leitura

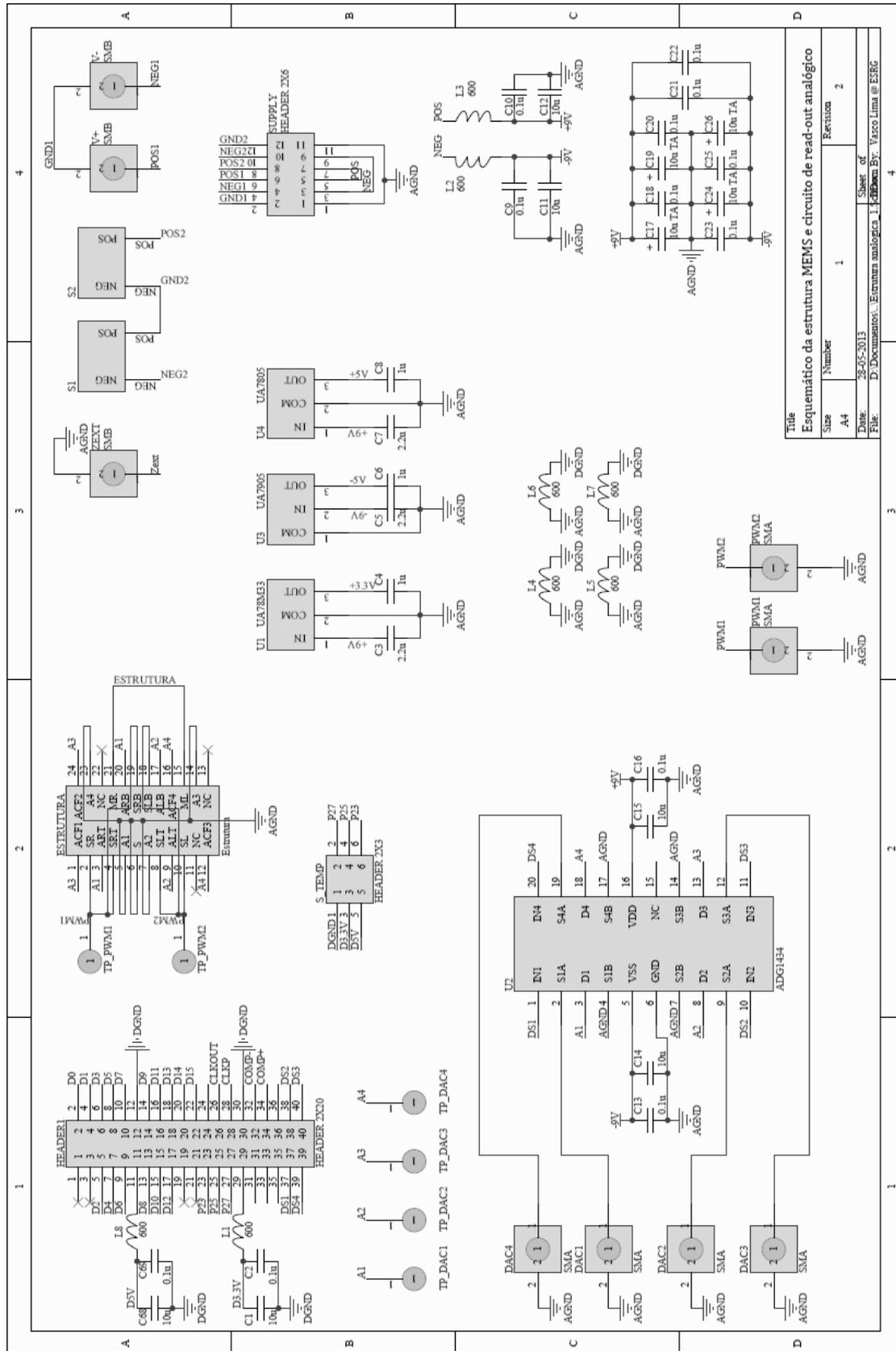


Figura A.4: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de leitura (parte 1)

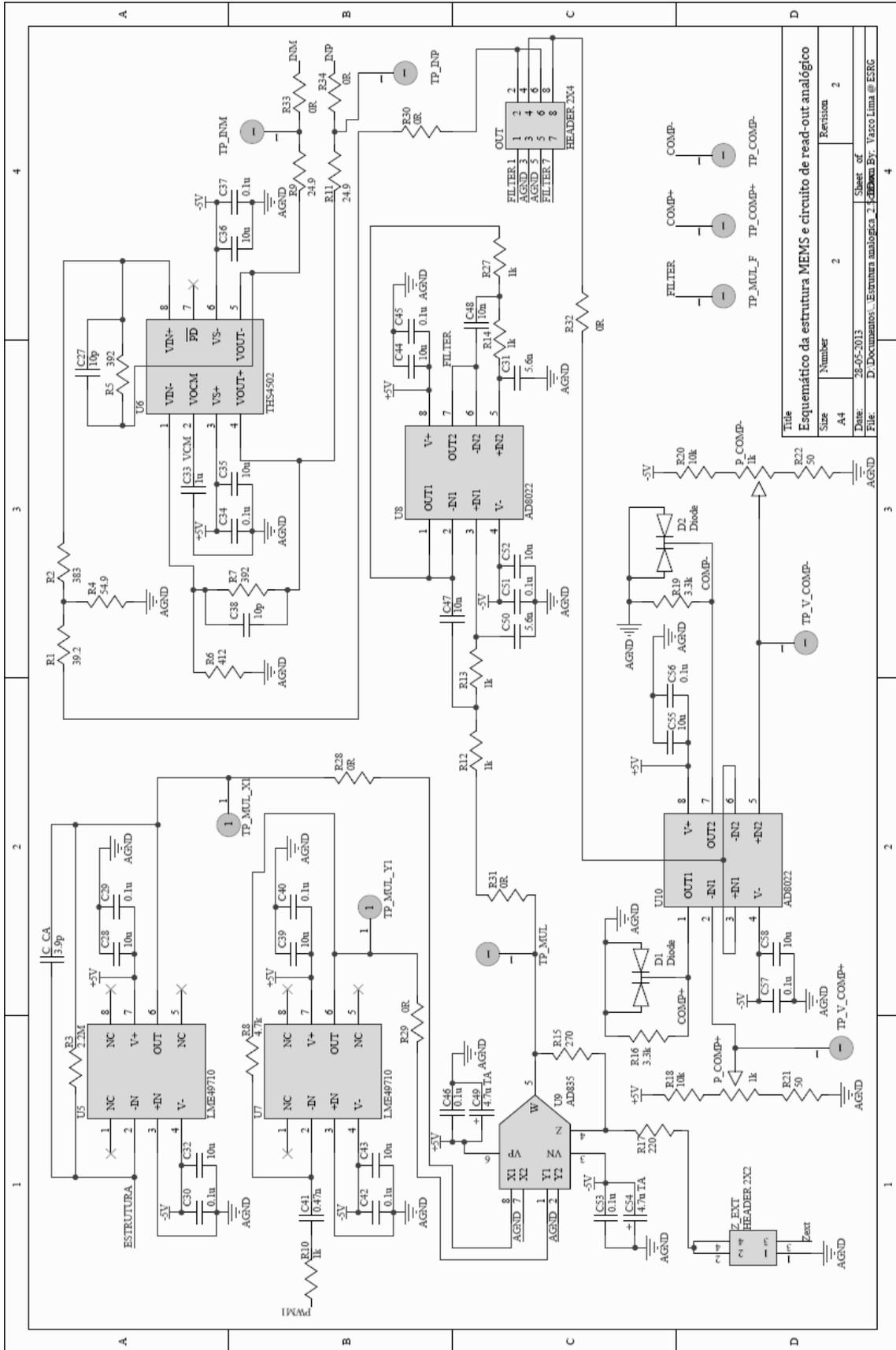
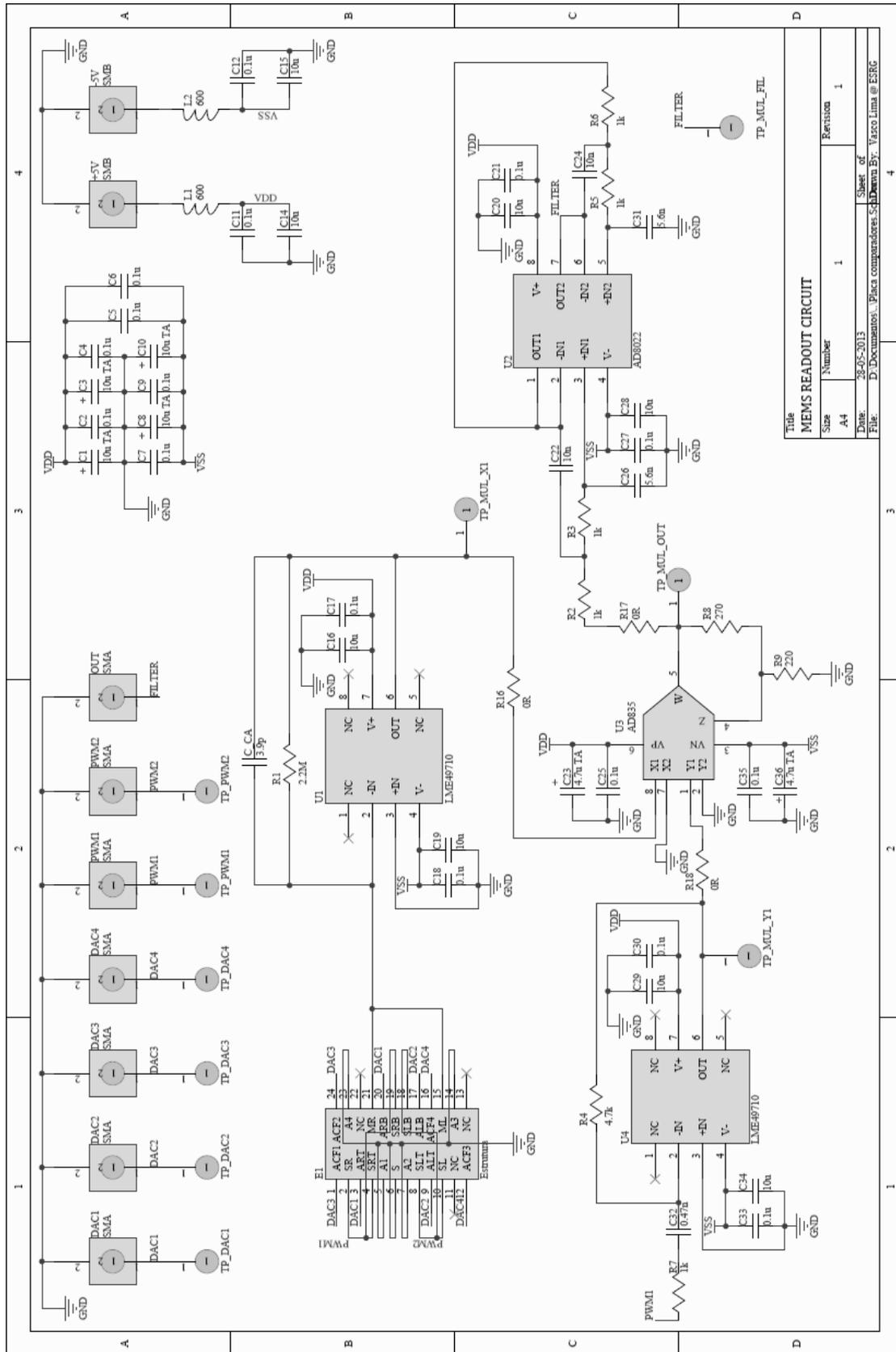


Figura A.5: Esquemático da placa de circuito impresso do sistema de leitura (parte 2)

C: Esquemático da placa de circuito impresso do circuito de leitura



Title		
MEMS READOUT CIRCUIT	Number	1
Size	A4	Revision
Date:	28-05-2013	Sheet of
File:	D:\Documentos...Placa comparadores.Sch	Drawn By:
		Varco Lima @ ESRG

Figura A.7: Esquemático da placa de circuito impresso do circuito de leitura (parte 1)

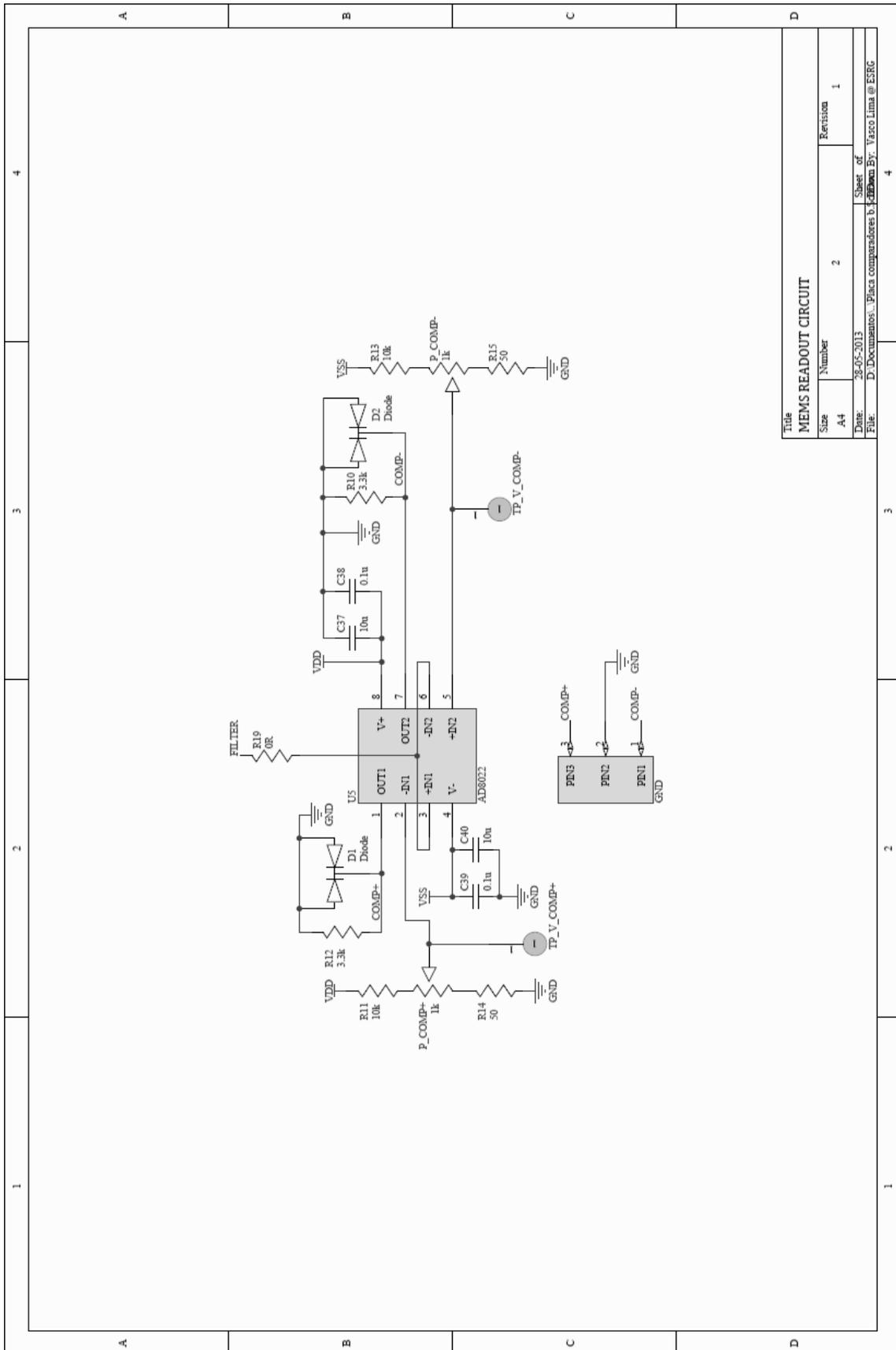


Figura A.8: Esquemático da placa de circuito impresso do circuito de leitura (parte 2)

D: *Layout* da placa de circuito impresso do sistema de atuação

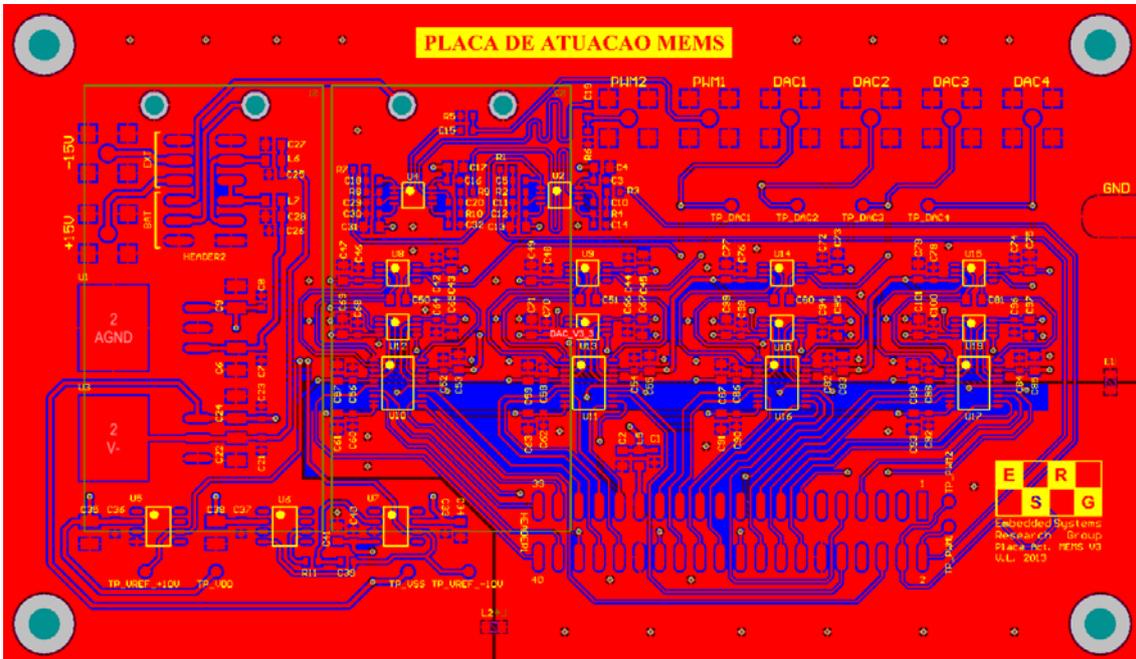


Figura A.9: *Layout* da placa de circuito impresso do sistema de atuação (*top layer*)

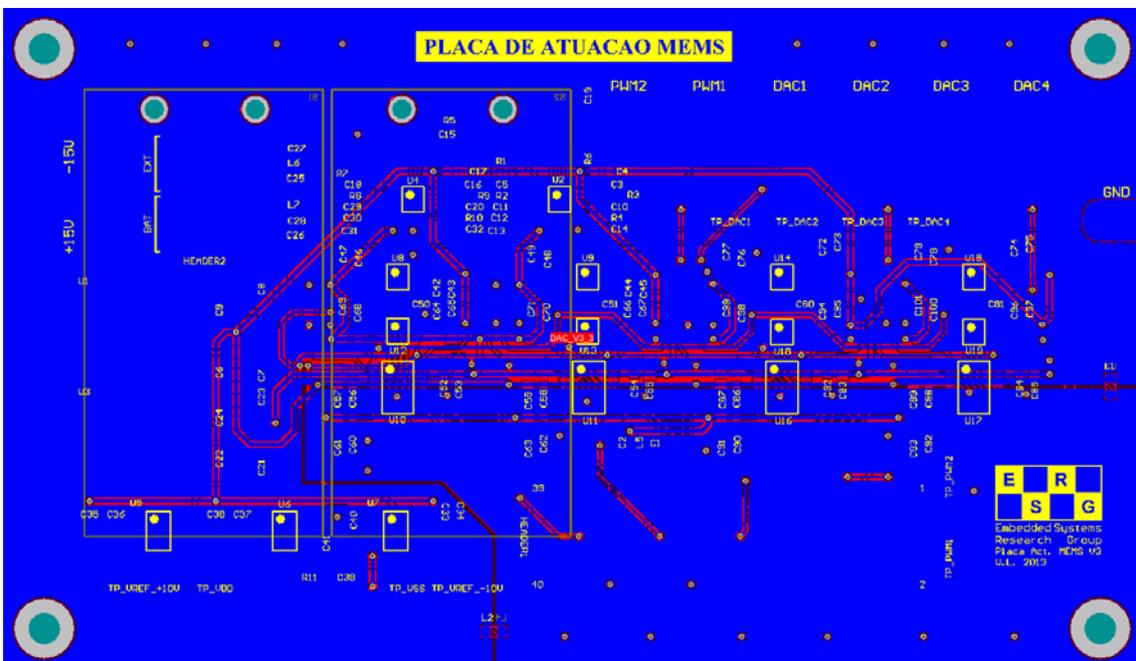


Figura A.10: *Layout* da placa de circuito impresso do sistema de atuação (*bottom layer*)

F: *Layout* da placa de circuito impresso do circuito de leitura

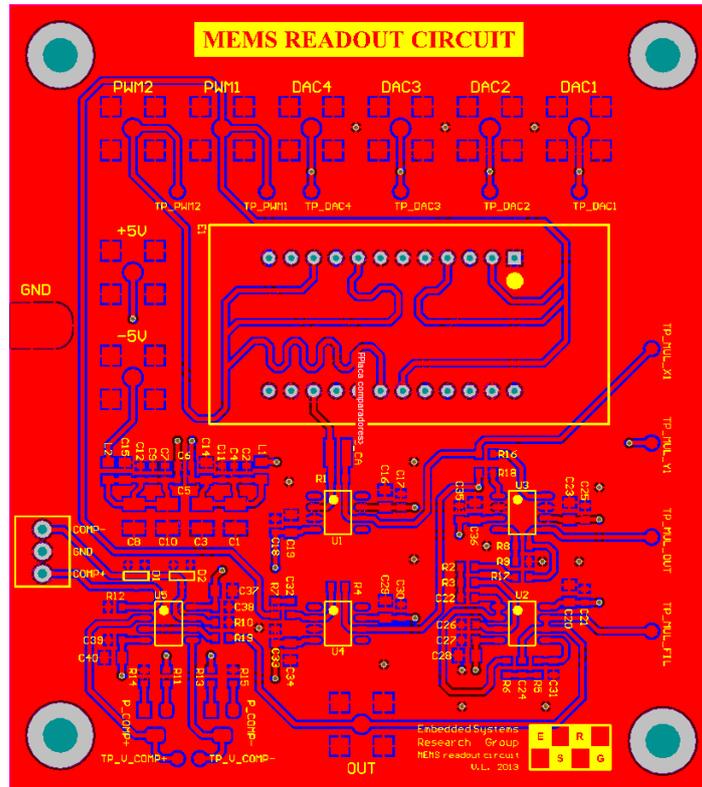


Figura A.13: *Layout* da placa de circuito impresso do circuito de leitura (*top layer*)

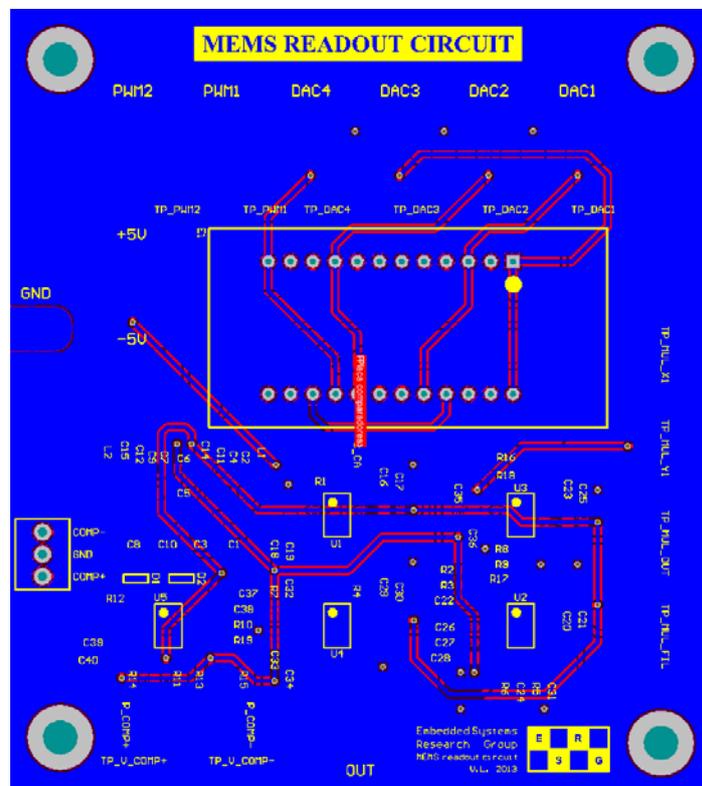


Figura A.14: *Layout* da placa de circuito impresso do circuito de leitura (*bottom layer*)