

Relatório da Atividade: Implementação de uma escala precisa

Parente , Nuno Duarte, 202107940
Sousa, Sérgio Quelhas Ferreira de, 202106740
Licenciatura em Engenharia Física

Departamento de Engenharia Eletrónica e de Computadores da Faculdade de Engenharia da
Universidade do Porto

Professor: Duarte, Cândido ; Soares, Patrícia
Unidade Curricular: Instrumentação e Medição (EL-SD3001)
Bancada: 07
Data: 25 de setembro de 2024

Resumo

Neste trabalho foi realizado um instrumento de medição capaz de determinar de forma precisa a massa de objetos até um máximo de 200 gramas. Este trabalho utiliza os princípios de excitação de pontes de Wheatstone com extensómetros e componentes mais simples tais como resistências e díodos de Zener. Foi possível obter um instrumento com uma boa precisão e exatidão, com erros abaixo de 1%. Conseguimos ainda determinar a relação entre a resistência R_x dos extensómetros da balança e a massa que neles exerce força.

1 Tabela de Conteúdos

1. Tabela de Conteúdos
2. Introdução
3. Abordagem Proposta
 - 3.1. Excitação da Ponte de Wheatstone
 - 3.2. Compensação do Offset
 - 3.3. Amplificação
 - 3.4. Filtragem
 - 3.5. Calibração
4. Resultados
 - 4.1. Circuito de Compensação do Offset
 - 4.2. Circuito de Amplificação
 - 4.3. Circuito de Filtragem
 - 4.4. Circuito Final
 - 4.5. Relação Real de Rx
5. Conclusão
6. Bibliografia

2 Introdução

Neste trabalho propomos a implementação de um instrumento de escala precisa, mais especificamente uma balança. Para implementar este circuito vamos utilizar um extensómetro: um mecanismo que permite detetar deformações (forças) aplicadas no mesmo através de alterações na sua resistência elétrica.

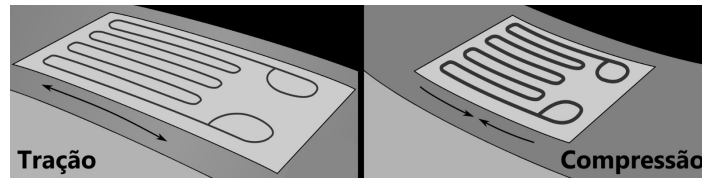


Figura 1: Tração e Compressão - Extensómetro (*Strain Gauge*)

Este circuito é desenhado para que a sua resistência apenas se altere quando aplicada uma força na direção ilustrada acima. Quando o extensómetro sofre tração, os fios elétricos são esticados. Como a resistência do fio elétrico é inversamente proporcional à sua área e proporcional ao seu comprimento, quanto maior é a tração maior a resistência elétrica do extensómetro. Inversamente, quanto maior a compressão, menor a resistência elétrica do extensómetro.

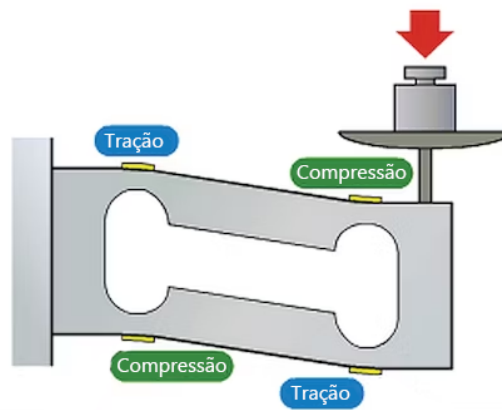


Figura 2: Mecanismo semelhante ao da balança utilizada. Quatro extensómetros podem ser encontrados a amarelo

É através deste mecanismo que vamos determinar a massa do objeto, através da força exercida no seu prato e consequentemente nos extensómetros. Uns vão ficar em tração e outros em compressão.

3 Abordagem Proposta

3.1 Excitação da Ponte de Wheatstone

Para determinar a massa dos materiais precisamos de medir as reduzidas variações de resistência dos extensómetros. Para isso usamos uma ponte de Wheatstone com 4 braços ativos (em que cada braço está ligado a um extensómetro), como representado na Figura 3. Os ramos com resistência $R_0(1+r)$ correspondem aos extensómetros em tração e aqueles com $R_0(1-r)$ correspondem aos em compressão.

É de notar que, de acordo com indicações dos docentes, V_+ e V_- não podem exceder 9V e a corrente na ponte de Wheatstone não pode passar 4.5 mA.

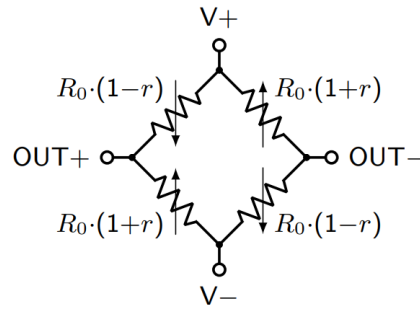


Figura 3: Ponte de Wheatstone de Tensão com Quatro Braços Ativos

Teoricamente, estando na balança um objeto de massa w (em gramas) temos: $R_0 r = 0.2w$ (mΩ). Podemos então definir uma resistência $R_x = R_0 r$ tal que: $R_0(1 \pm r) = R_0 \pm R_x$. Temos então a relação teórica que descreve a balança:

$$R_x = 0.2w \quad (1)$$

Como o objetivo deste projeto é fazer uma balança de precisão que meça massas na gama $[0, 200]$ g, precisamos de planejar o circuito contando que teremos $R_x \in [0, 40]$ mΩ.

De modo a obtermos a corrente e tensão desejada nos terminais V+ e V- implementamos o seguinte circuito.

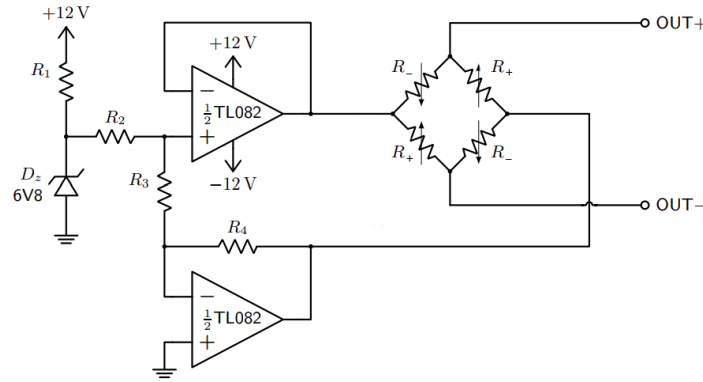


Figura 4: Circuito de Excitação da Ponte

Consideremos i a corrente que passa em R_1 , I a corrente que passa em R_2, R_3, R_4 e I_z a corrente que passa no Zener. Temos: $i = I + I_z$. Sabemos que, com o diodo em polarização inversa, existe uma zona (zona de avalanche) onde a sua tensão se mantém constante para quaisquer valor de corrente[1]. Conforme a sua *datasheet*, a corrente de avalanche é 5 mA, para a qual teremos uma tensão de 6.8V.[2].

Assim, observando o circuito vemos que o sistema que o descreve é:

$$\begin{cases} 12 - R_1 i = 6.8 \\ 6.8 - I(R_2 + R_3) = 0 \\ V_+ = 6.8 - R_2 I \\ V_- = 6.8 - (R_2 + R_3 + R_4)I \end{cases}$$

Escolhemos $R_1 = 1\text{k}\Omega$ tendo-se $i = 5.2\text{mA}$. Desta forma, teremos o diodo em zona de avalanche, e a corrente no resto do circuito será $I \simeq 0.2\text{mA}$

Reorganizando o sistema conseguimos obter:

$$\Delta V = V_+ - V_- = 6.8 \frac{R_3 + R_4}{R_2 + R_3}$$

Conforme as equações deduzidas no decorrer das aulas teóricas obtemos:

$$OUT_{\pm}(R_x) = \pm 3.4 \frac{R_3 + R_4}{R_2 + R_3} \frac{R_x}{R_0} + 3.4 \frac{R_3 - R_4}{R_2 + R_3}$$

$$\Delta OUT = OUT_+ - OUT_- = 6.8 \frac{R_3 + R_4}{R_2 + R_3} \frac{R_x}{R_0} \quad (2)$$

Conforme a equação de OUT_{\pm} vemos que eliminamos o modo comum destes sinais se $R_3 = R_4$. Assim escolhemos $R_3 = R_4 = 22\text{k}\Omega$.

Além disso, do sistema de equações podemos determinar que $R_2 = \frac{6.8}{I} - R_3 = 12\text{k}\Omega$.

Escolhemos esta configuração, porque vemos que a saída apresenta uma relação linear com a resistência R_x . Além disso, os dois amplificadores permitem tornar o circuito mais estável. O amplificador de cima funciona como um buffer, separando a ponte de Wheatstone da parte esquerda do circuito que tem uma muito maior impedância. O amplificador de baixo tem a função de inverter o sinal da tensão na passagem pelo seu terminal negativo, de modo que fiquemos com $V_+ = -V_-$. Além disso, como temos mais resistências (em comparação ao outro circuito considerado) será mais fácil controlar e ajustar a relação $OUT_{\pm}(R_x)$.

Na saída deste circuito não foi possível medir nenhum valor. Isto seria de esperar, porque os valores de ΔOUT deverão ser da ordem da dezenas de μV .

3.2 Compensação do Offset

No processo de testar o funcionamento da secção de amplificação, verificamos que a tensão de saída do INA126, V_1 , apresentava um elevado offset: quando $R_x = 0$ (quando não temos nenhuma massa na balança) tínhamos $V_1 = -0.707$ (V) quando deveríamos ter 0. Desta forma, ao amplificar o sinal medíamos tensões demasiado elevadas. Assim, foi montado o circuito abaixo.

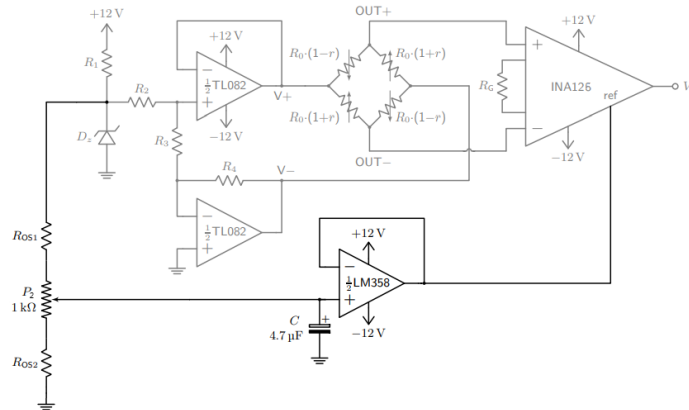


Figura 5: Circuito para compensação do Offset

Introduzimos então no terminal ref do INA126 uma tensão de referência V_{ref} que poderá ser ajustada usando o potenciômetro P_2 , de modo a eliminar o *offset* de V_1 .

Decidimos utilizar um potenciômetro P_2 de $1\text{k}\Omega$, de modo a conseguir controlar o *offset* com maior precisão. Conseguimos verificar online que o potenciômetro usado funciona com potência de 0.5W , pelo que a corrente máxima que este aguenta será de 22mA . Para garantir que nunca chegamos perto deste valor, consideremos uma corrente I de cerca de $20\mu\text{A}$ nos cálculos. Neste caso, teremos no potenciômetro uma queda de potencial de 0.02V . Ou seja, se queremos que $V_{ref} = 0.710\text{V}$ teremos que ter:

$$\begin{cases} 6.8 - R_{OS1}I = 0.72 \\ 0.70 - R_{OS2}I = 0 \end{cases}$$

Usando a menor quantidade de resistências do laboratório, o mais próximo disto que conseguimos obter foi: $R_{OS1} = 270\text{k}\Omega$, $R_{OS2} = 30.9\text{k}\Omega$ para o qual temos uma corrente prevista no LTspice de cerca de $22\mu\text{A}$. Com estas resistências, conforme movemos o potenciômetro conseguimos ajustar a tensão V_{ref} no intervalo $[0.697, 0.720]\text{V}$, que era aquilo que pretendíamos.

É de salientar que o condensador permite suavizar as transições de tensão do potenciômetro, que terão flutuações características de sinais analógicos provocadas pelo facto de este ser um dispositivo mecânico. Além disso temos o LM358 a funcionar como um buffer e a garantir que a impedância na entrada do terminal ref do INA126 é reduzida, de modo a não danificar este componente eletrónico.

3.3 Amplificação

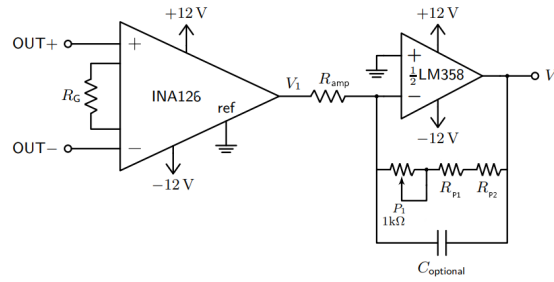


Figura 6: Circuito de Amplificação Inversor Final

Neste circuito decidimos incluir o condensador opcional, tendo-se $C_{op} = 330\text{nF}$, pois verificamos no LTspice que com ele o circuito de amplificação apresenta um filtro passa-baixo com frequência de corte na ordem dos 100Hz. Temos que $V_{-}^{LM} = V_{OUT}^{INA} = V_1$

Após consultar a datasheet do amplificador INA126 vemos que o seu ganho é $G = 5 + \frac{80 \cdot 10^3}{R_G}$, logo da Equação 2 obtemos:

$$V_1 = G \Delta OUT = 6.8 \left(5 + \frac{80 \cdot 10^3}{R_G} \right) \frac{R_3 + R_4}{R_2 + R_3} \frac{R_x}{R_0} \quad (3)$$

Podemos então definir o sistema de equações deste circuito:

$$\begin{cases} V_1 - R_{amp} I = 0 \\ V_2 + (P_1 + R_{P1} + R_{P2}) I = 0 \end{cases}$$

de onde podemos obter:

$$V_2 = -\frac{P_1 + R_{P1} + R_{P2}}{R_{amp}} V_1 = -6.8 \frac{P_1 + R_{P1} + R_{P2}}{R_{amp}} \left(5 + \frac{80 \cdot 10^3}{R_G} \right) \frac{R_3 + R_4}{R_2 + R_3} \frac{R_x}{R_0} \quad (4)$$

Invés de colocar um potenciômetro de $10\text{k}\Omega$, colocamos um potenciômetro P_1 de $1\text{k}\Omega$ e duas resistências R_{P1}, R_{P2} . Fizemos isto de modo a poder controlar o offset com maior precisão, tendo-se o ganho adequado para o funcionamento da balança. Na Secção Calibração veremos como foram determinadas as resistências.

Optamos por esta configuração invés da não inversora, porque ela rejeita o modo comum do sinal melhor. No laboratório montamos a configuração não inversora e verificamos que o sinal oscilava mais. Além disso, como a Filtragem inverte o sinal, a configuração inversora garante que a tensão final é positiva.

3.4 Filtragem

Pela quantidade de componentes neste circuito e devido à presença de tensões muito reduzidas, previmos que haveria bastante ruído no sinal. Deste modo, realizamos o seguinte circuito de filtragem que, como veremos posteriormente, ajudou na redução do ruído do mesmo.

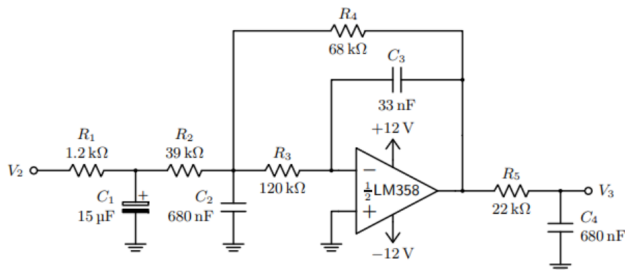


Figura 7: Circuito de Filtragem passa-baixo de 4ª ordem

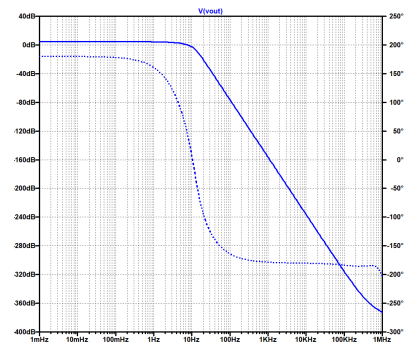


Figura 8: Gráfico da simulação da resposta em frequência do circuito de filtragem realizado no LTSpice.

Montamos um filtro MFB passa-baixo de 4ª ordem. Testamo-lo no website <http://sim.okawa-denshi.jp/en/Fkeisan.htm> antes de montar e verificamos que este circuito tem uma frequência de corte de 10.6Hz e um tempo de resposta de cerca de 0.25s.

Observando o circuito vemos que a corrente apenas passa em V_2, R_1, R_2, R_4 . Deste modo, facilmente obtemos que:

$$V_3 = \frac{-R_4}{R_1 + R_2} V_2$$

Substituindo os valores das resistências vemos que o circuito tem um ganho de -1.68 , ocorrendo inversão da polaridade do sinal.

3.5 Calibração

Juntando os 4 blocos explicados acima, temos o circuito completo desta balança, com os valores reais das resistências e condensadores usados:

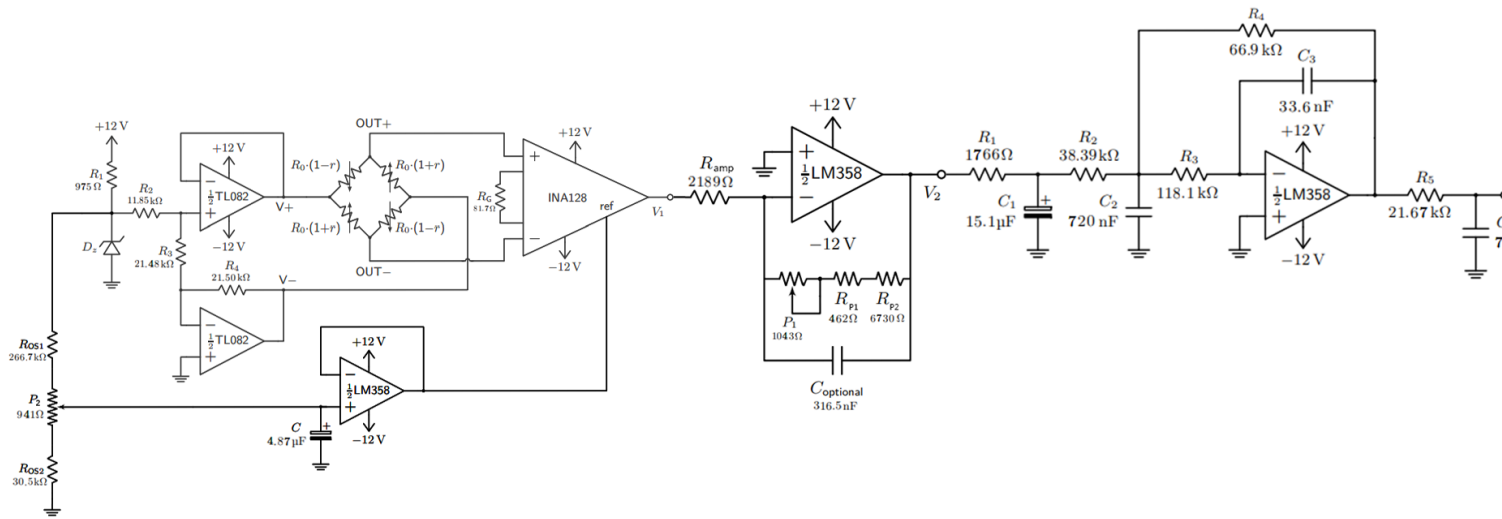


Figura 9: Circuito Final

Conforme o que foi visto acima, temos que a tensão medida no final do circuito, V_3 será:

$$V_3 = 1.68 \cdot 6.8 \frac{P_1 + R_{P1} + R_{P2}}{R_{amp}} \left(5 + \frac{80 \cdot 10^3}{R_G} \right) \frac{R_3 + R_4}{R_2 + R_3} \frac{R_x}{R_0} \quad (5)$$

O objetivo deste projeto é ter um circuito com uma escala tal que se meça $V_3 = 2V$ quando se coloca uma massa de $w = 200g$. De acordo com a relação teórica (1), uma massa de 200g implica $R_x = 40m\Omega$. Ou seja, no limite superior da nossa escala teremos $V_3 = 2000mV$ e $R_x = 40m\Omega$, de modo que a equação $V_3(R_x)$ terá um declive de 50.

Temos que $R_0 = 1k\Omega$ e escolhemos $R_G = 82\Omega$, de modo que o ganho do INA126 esteja perto de 1000. Tendo então em conta o valor real de todas as resistências usadas, a Equação 5 fica: $V_3 = 14.5 \frac{P_1 + R_{P1} + R_{P2}}{R_{amp}} R_x$. Ora, para o declive ser 50 é necessária a relação:

$$P_1 + R_{P1} + R_{P2} = 3.45 R_{amp}$$

Desta forma, colocamos $R_{amp} = 2.2k\Omega$, de modo que $3.45 R_{amp} = 7590\Omega$. Assim, colocamos $R_{P1} = 6800\Omega$, $R_{P2} = 470\Omega$, de modo que ao ajustar o potenciômetro a resistência total do ramo varia no intervalo $[6270, 8270]\Omega$.

Na prática, o processo de calibração consistiu em colocar a massa de 200g e variar a resistência do potenciômetro P_1 até que tivéssemos 2V.

4 Resultados

Deste modo podemos observar o circuito final montado na *breadboard*:

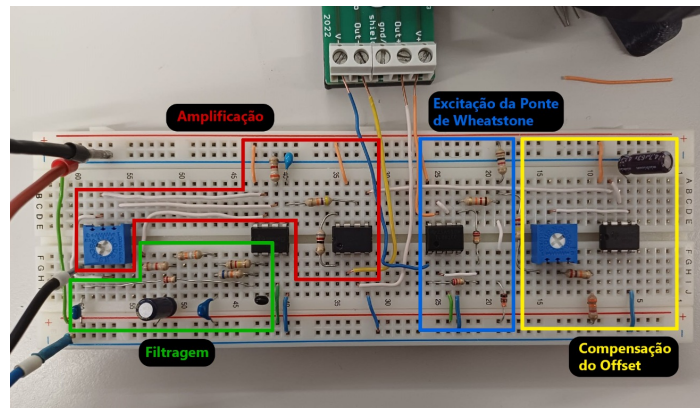
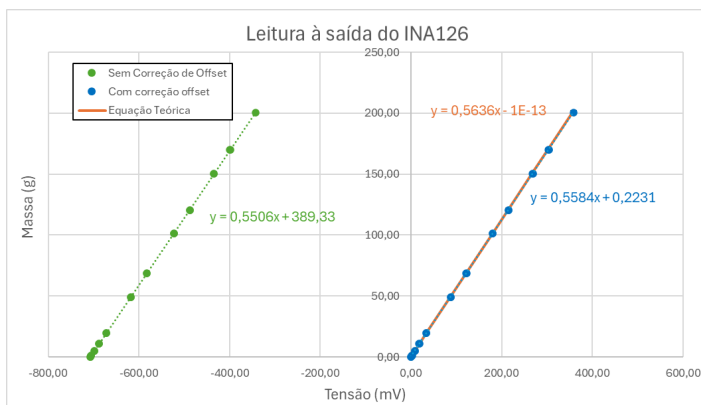
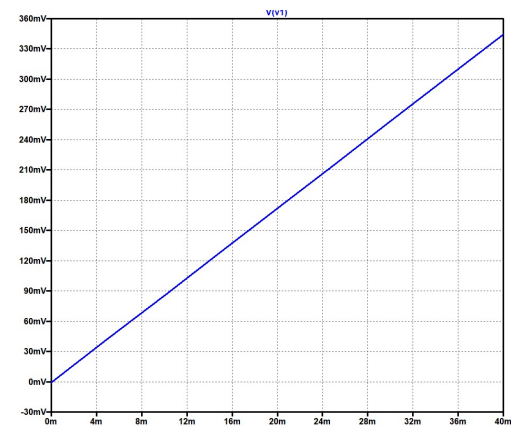


Figura 10: Montagem do Circuito Final

4.1 Circuito de Compensação do Offset

Para esta primeira análise registamos os valores obtidos na saída do circuito integrado INA126. Os dados obtidos podem ser observados de seguida em conjunto com a devida simulação.

Figura 11: Gráfico $m(V)$ dos resultados obtidos com e sem correção do Offset e comparação com a equação Equação 3.Figura 12: Gráfico $V(R_x)$ das simulações realizadas no LTSpice com compensação de offset

Na Figura 11 é possível observar que a variação de tensão é idêntica para o circuito com e sem compensação do offset, tendo se conseguido com sucesso anular o offset inicial sem influenciar o comportamento do sistema. Para além disso, e de acordo com a Figura 12 é possível confirmar que o sistema se comporta tal como esperado pelo LTSpice, para uma massa entre $[0,200]$ gramas (equivalente a $[0,40]m\Omega$), obtemos uma correspondência linear entre $[0,350]mV$.

Na imagem da esquerda podemos ainda ver que os declives dos ajustes lineares dos dados experimentais medidos com e sem correção de *offset* são diferentes. Isto não seria de esperar, já que idealmente o amplificador iria apenas acrescentar uma tensão de referência constante à tensão de saída do amplificador. Invés disso, verificamos que a tensão que o INA126 acrescenta começa por ser $707mV$ quando $w = 0g$ e é $702mV$ quando $w = 200g$.

4.2 Circuito de Amplificação

Após eliminarmos o offset, realizamos a montagem do circuito de amplificação inversor. Os dados obtidos encontram-se no gráfico presente de seguida, bem como a sua simulação.

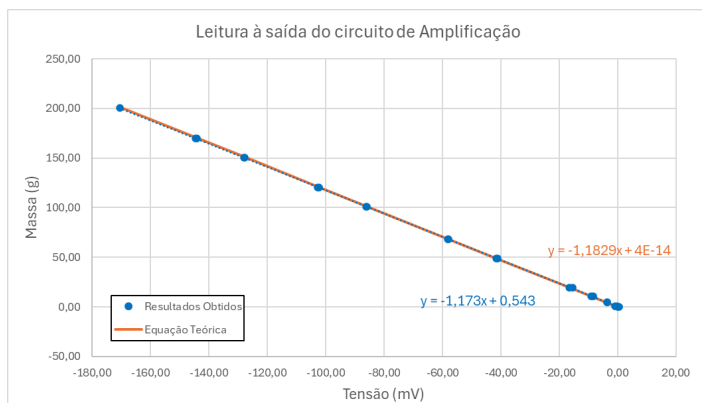


Figura 13: Gráfico $m(V)$ à saída do circuito de amplificação inversor e comparação com a Equação 4.

No gráfico da Figura 13 é possível observar valores de tensão negativos. Isto ocorre pois o circuito é considerado inversor, invertendo o sinal obtido. Para além disso, e de acordo com a Figura 14 é possível confirmar que o sistema se comporta tal como esperado pelo LTSpice, para uma massa entre $[0,200]$ gramas (equivalente a $[0,40]m\Omega$), obtemos uma correspondência linear entre $[-170,0]mV$.

4.3 Circuito de Filtragem

Decidimos visualizar a saída da amplificação no osciloscópio:

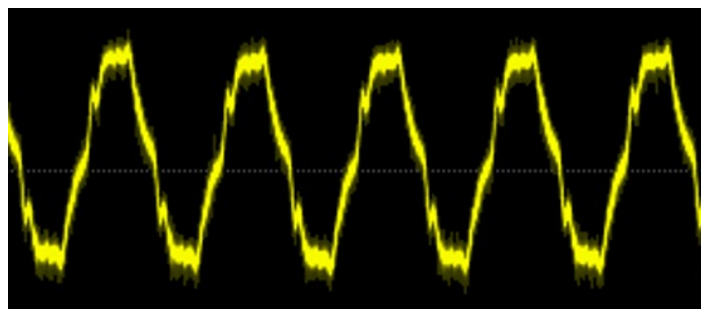


Figura 15: Visualização no osciloscópio antes do circuito de filtragem

Após a filtragem, voltamos a visualizar o sinal no osciloscópio:

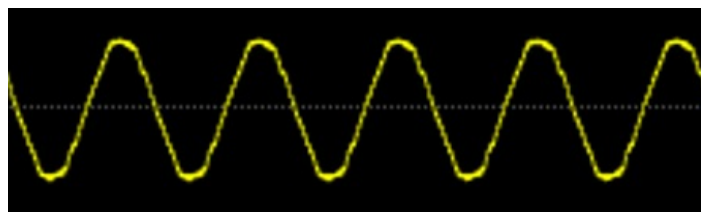


Figura 16: Visualização no osciloscópio depois do circuito de filtragem

Agora vemos um sinal que se aparenta bastante mais a uma senoide, com uma aparência mais "limpa". Além disso, quando se coloca uma massa na balança podemos ver o seguinte:

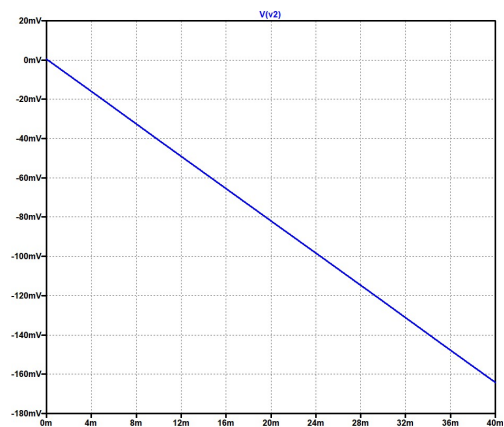


Figura 14: Gráfico $V(R_x)$ das simulações realizadas no LTSpice

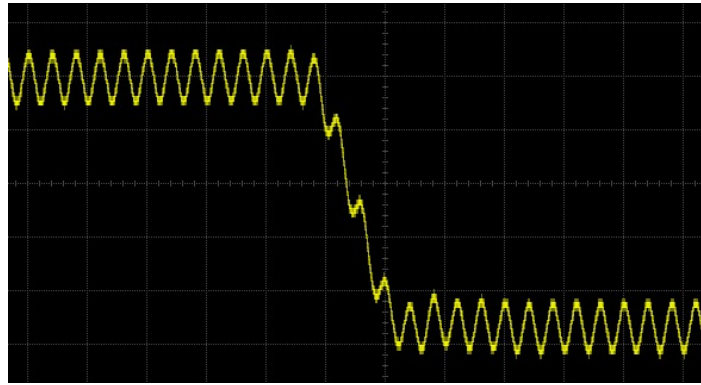


Figura 17: Resposta ao colocar uma massa

Foi ainda possível medir uma frequência de 50Hz. Isto corresponde à frequência da rede elétrica, que não é eliminada na filtragem do sinal, porque esta é medida devido a efeito de antena. Além disso, vimos que o circuito demora cerca de 0.3s a reagir à colocação de uma massa na balança, o que consideramos apropriado.

Para melhor compreender o efeito da filtragem sobre o sinal fizemos a transformada de Fourier rápida dos dois sinais, tendo-se:

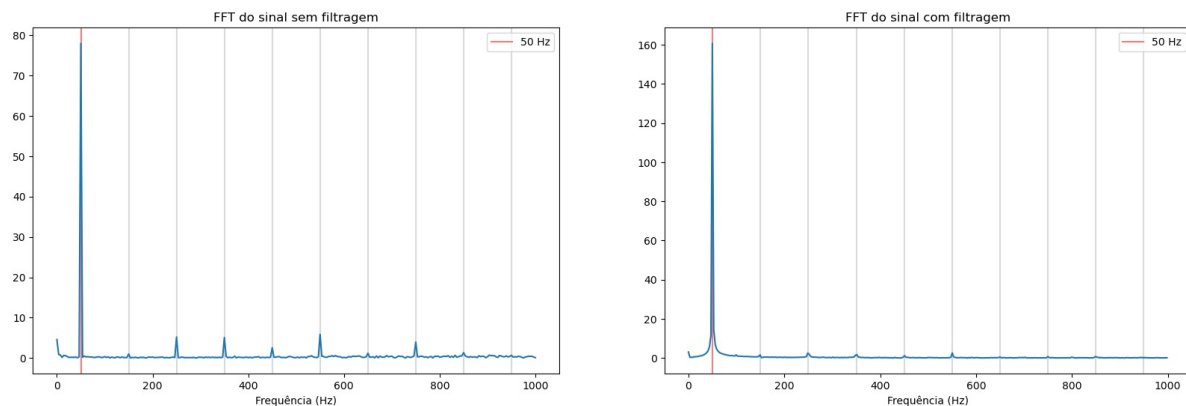


Figura 18: Transformadas de Fourier do sinal com e sem filtragem

No gráfico do sinal sem filtragem vemos que temos um pico principal em 50Hz, que é a frequência da rede. Além dele, temos picos em 150Hz, 250Hz, 350Hz, ... (em intervalos de 100 Hz). Vemos que estes picos menores têm aproximadamente um décimo da amplitude do principal, tendo então um peso relevante na onda observada.

No gráfico do sinal com filtragem continuamos a ter um pico em 50Hz, a frequência da rede. Novamente temos os picos em intervalos de 100Hz. Concluimos que o sinal da rede não deverá ser uma senoide perfeita, mas sim composto por estas frequências secundárias, de tal modo que nunca são completamente excluídas. No entanto, agora os picos menores apenas têm cerca de um centésimo da amplitude do pico principal. Assim, não têm tanto peso e temos um sinal próximo de uma senoide perfeita. O pico principal agora decai de forma suave e não abrupta, o que se deverá à resposta do filtro a estas frequências.

Conforme as figuras observadas, podemos concluir que o filtro MFB de 4ª ordem terá funcionado de forma correta, tendo anulado todas as frequências, exceto as da rede. Além disso, o pico principal tornou-se significativamente mais intenso, tornado-se o sinal mais "puro". Infelizmente, devido à reduzida resolução em frequência da imagem obtida, não conseguimos verificar se o filtro de facto teve uma frequência de corte de cerca de 10Hz.

4.4 Circuito Final

Para verificar o bom funcionamento do circuito medimos os valores obtidos no final do mesmo. Os dados recolhidos bem como a sua simulação encontra-se de seguida:

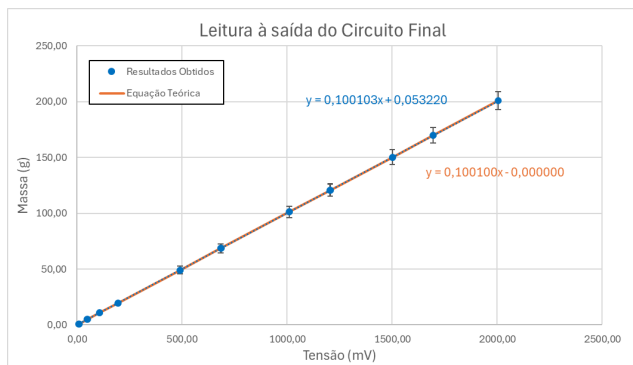


Figura 19: Gráfico $m(V)$ à saída do circuito final e comparação com a Equação 5.

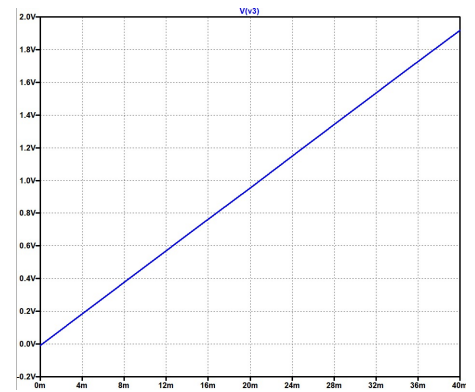


Figura 20: Gráfico $V(R_x)$ das simulações realizadas no LTSpice.

Por fim podemos observar que o circuito está a funcionar tal como previsto e pretendido, tendo que se obtém uma reta entre os $[0,200]$ Gramas para os valores de tensão compreendidos entre os $[0,2]$ Volts. No laboratório observamos que, apesar de o circuito ser desenhado para medições entre os $[0,200]$ gramas, foi possível ver que a relação se mantém para valores um pouco superiores a esse. Além disso é possível observar que a simulação não termina exatamente nos 2V. Isto ocorre porque o coeficiente entre R_x e a massa não é exatamente 0.2, como veremos de seguida.

Para confirmar que os valores estão corretos faremos o seguinte gráfico que mostra o erro percentual em função da massa do objeto.

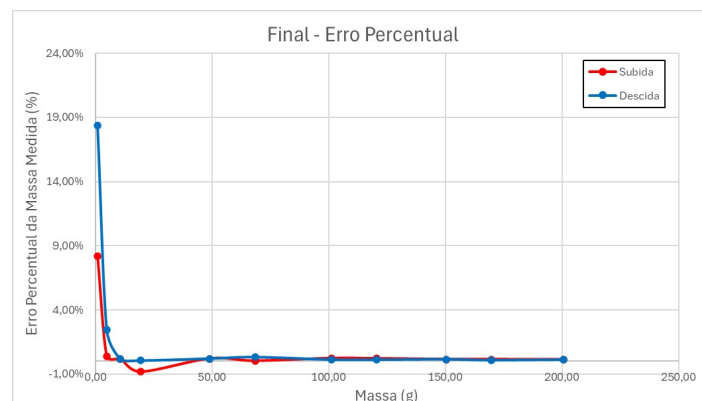


Figura 21: Gráfico do erro percentual em função da massa. A massa experimental (em gramas) consistiu em $V_3/10$ (em mV).

É possível observar que os erros percentuais decaem rapidamente para maiores valores de massa. Temos maiores erros para massas abaixo de 50g. Isto poderá ocorrer porque para estes valores reduzidos a variação de resistência na ponte de Wheatstone é tão baixa que o pouco ruído que não é filtrado consegue afetar a medição.

Devemos notar que ao longo de todas as etapas de teste do circuito medimos pontos a acrescentar e retirar massas (dos 0g aos 200g e de volta aos 0g). Em nenhum dos blocos do circuito verificamos qualquer tipo de histerese ou comportamento específico. Para além disso reforçamos que, apesar de não serem visíveis, as barras de erro encontram-se apresentadas em todos os gráficos disponíveis.

4.5 Relação Real de R_x

Ao realizar a calibração com o potenciómetro P_1 garantimos que $200g \Leftrightarrow 2V$, logo estamos a ajustar a tensão de saída conforme a massa, não conforme R_x (que não conseguimos medir).

Tal como dito anteriormente, consideramos previamente a relação teórica: $R_x = 0.2w$ (R_x em Ω , w em kg). Com esta vimos que ocorre calibração quando $P_1 + R_{P1} + R_{P2} = 3.45R_{amp}$. No entanto, decidimos medir P_1, R_{amp} depois da

calibração. Verificamos que, na realidade temos a relação:

$$P_1 + R_{P1} + R_{P2} = 3.351 R_{amp}$$

Isto indica que a relação $R_x(w)$ usada estará errada! Consideremos então $R_x = Cw$. Substituindo tudo na equação de V_3 :

$$V_3 = 14.5 \cdot 3.351 \cdot Cw$$

Vimos que $V_3 = 2V$ quando $w = 0.2\text{kg}$. Ou seja, o declive é 10:

$$14.5 \cdot 3.351 \cdot C = 10 \rightarrow C = \frac{10}{14.5 \cdot 3.351} = 0.206$$

E temos:

$$C = (0.206 \pm 0.003)\Omega/\text{kg} = (0.206 \pm 1.4\%)\Omega/\text{kg}$$

(A incerteza foi determinada por propagação de incerteza, sendo as incertezas das resistências e condensadores determinadas conforme a datasheet do multímetro usado)

Por fim, determinamos a reta de calibração desta balança, que é descrita pela equação:

$$w = 0.1001V_3 + 0.0611 \quad (6)$$

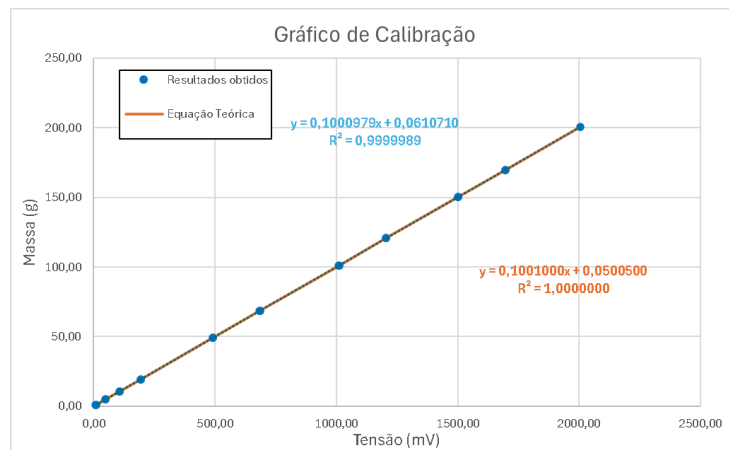


Figura 22: Gráfico de Calibração da massa em função da tensão obtida. Para a reta teórica usamos a Equação 5, mas com a relação $R_x(w)$ da Equação 6, o que resultou numa equação muito mais próxima da realidade.

Apesar de os gráficos apresentados terem as suas escalas em mV e gramas, a equação de calibração obviamente funcionará com massa em kg e tensão em V. Notemos ainda no gráfico acima que o declive da reta de ajuste experimental é quase igual àquele da reta teórica.

5 Conclusão

Com este trabalho foi possível ampliar o estudo de diversos componentes eletrónicos. Entre eles: extensómetros, amplificadores de instrumentação e potenciómetros. Vimos ainda a importância de usar condensadores e outros meios de filtragem do ruído, que pode ser provocado pelos restantes componentes.

Conseguimos obter um mecanismo capaz de ler a massa de um objeto através da tensão lida num multímetro: esta "balança" permite ler valores de massa entre $[0,200]$ gramas, equivalente aos valores de tensão de $[0,2]V$. Verificamos que os valores de massa medidos apresentam erros abaixo de 1%.

Foi ainda possível determinar que a relação $R_x(w)$ da balança usada era $R_x = 0.206w$ e não $R_x = 0.2w$, a relação teórica usada.

6 Bibliografia

- [1] The zener diode. https://www.electronics-tutorials.ws/diode/diode_7.html, Consultado a 11/04/2024.
- [2] Zener diodes. <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/bzx79c2v4-d.pdf>, Consultado a 12/04/2024.
- [3] Docentes responsáveis pela unidade curricular EL-SD3001. Design and implementation of a precision scale, 2024.
- [4] Webinar recap: Load cell basics. <https://blog.lesman.com/2016/06/28/webinar-recap-load-cell-basics/>, Consultado a 11/04/2024.
- [5] Strain gauge. https://en.m.wikipedia.org/wiki/Strain_gauge, Consultado a 11/04/2024.