

**NOVA SCHOOL OF
SCIENCE & TECHNOLOGY**

Departamento de Engenharia Eletrotécnica
e de Computadores

Eletrónica

**Amplificador de Instrumentação baseado em
Amplificadores Operacionais**

Daniel Galhano, 59752, MIEF

Daniela Marques, 59939, MIEF

Gonçalo Marujo, 60101, MIEF

Rui Filipe, 60461, MIEF

2º Semestre do Ano Letivo 2021/2022

Índice

I. Introdução.....	3
II. Desenvolvimento da Parte Teórica – Implementação do Circuito em LT-Spice 4	
1. Implementação do Amplificador de Instrumentação	4
2. Testes ao Amplificador.....	5
3. Ganho de Modo Comum.....	6
4. Implementação do Equivalente Elétrico do Corpo Humano para Aquisição do Eletrocardiograma.....	7
4.1 Comparação dos Gráficos com ganho nulo e ganho de 0.1 V/V	8
4.2 Presença da Tensão de Modo Comum à Saída.....	9
4.3 Alteração da Resistência Eléctrodo-Pele.....	10
5. Implementação do Driven Right Leg (DRL).....	12
5.1 Tensão no Eléctrodo da Perna	12
5.2 Ganho seleccionado para o Amplificador DRL	13
5.3 Vantagens da Técnica DRL.....	14
5.4 Corrente Máxima injetada no Paciente	16
6. Filtro de Banda Passante de 1 a 70 Hz	16
7. Adição de Ruído Branco.....	17
III. Implementação Física na BreadBoard.....	19
IV. Conclusão	21
V. Bibliografia.....	22

I. Introdução

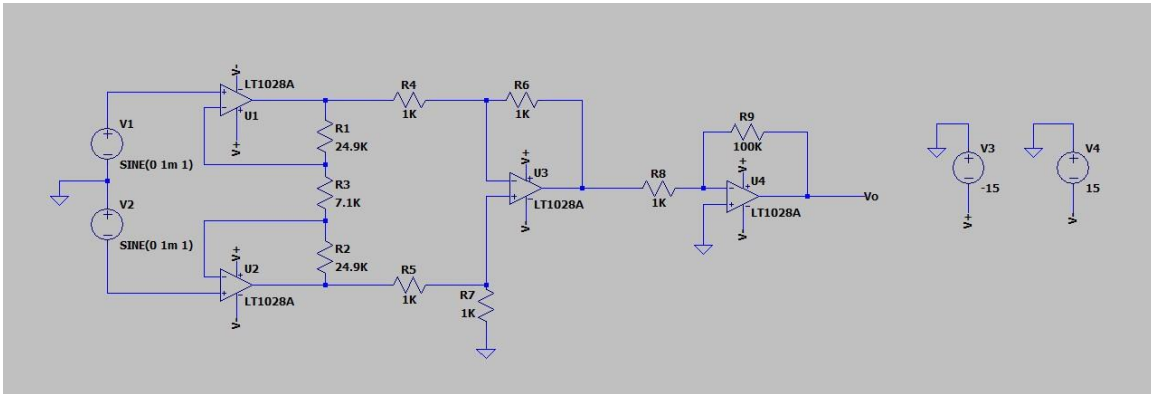
No âmbito da unidade curricular de Eletrónica, pretendemos desenvolver um amplificador de instrumentação, baseado em amplificadores operacionais, sem/com implementação do Driven Right Leg, para aplicação em sinal biomédico, mais concretamente em sinal cardíaco.

À medida que mais componentes são adicionados, poderemos verificar um aumento progressivo da complexidade do circuito, o que possibilita a consolidação de conceitos abordados nas aulas teóricas, bem como, a sua verificação, através de simulação e montagem experimental.

II. Desenvolvimento da Parte Teórica – Implementação do Circuito em LT-Spice

1. Implementação do Amplificador de Instrumentação

Com recurso a amplificadores operacionais LT1028A, começámos por implementar um amplificador de instrumentação ($G_{AI} = 7 V/V$), seguido de um amplificador com montagem inversora ($G = 100 V/V$), considerando que a resistência de entrada, em cada amplificador operacional, é infinita.



Tendo em consideração que $R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = 1 k\Omega$, obtemos um diferenciador de tensão ($G_D = -1 V/V$). Como $R_1 = R_2 = 24.9 k\Omega$ e $R_3 = 7.1 k\Omega$, o ganho do amplificador de instrumentação é dado por:

$$G_{AI} = \frac{v_0}{v_2 - v_1} \Leftrightarrow G_{AI} = 1 + \frac{2R_1}{R_3} \Leftrightarrow G_{AI} = 1 + \frac{2 \times 24.9 k\Omega}{7.1 k\Omega} \Leftrightarrow G_{AI} = 7 V/V$$

(Primeiro, definimos $R_1 = R_2 = 24.9 k\Omega$ porque este é o valor mais usado em amplificadores de instrumentação, sendo R_3 definido consoante o ganho desejado.)

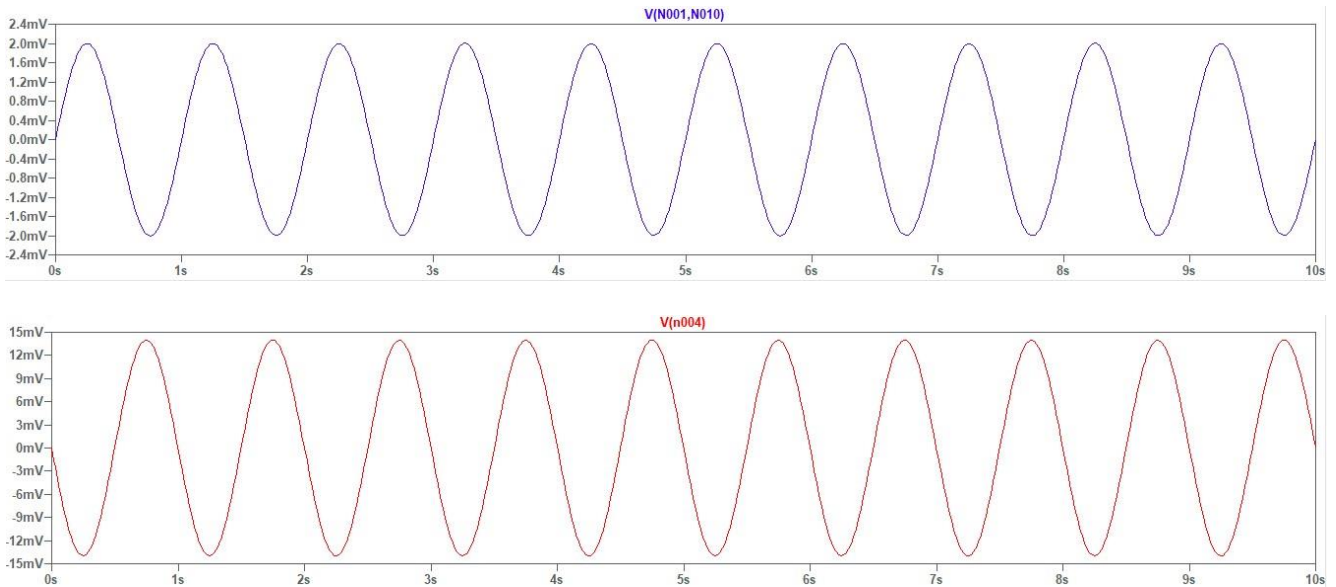
Para além disso, como $R_9 = 100 k\Omega$ e $R_8 = 1 k\Omega$, o ganho do amplificador com montagem inversora é dado por:

$$G = -\frac{R_9}{R_8} \Leftrightarrow G = -\frac{100 k\Omega}{1 k\Omega} \Leftrightarrow G = -100 V/V$$

Por fim, é fundamental referir que a tensão fornecida aos amplificadores operacionais (neste caso, LT1028A) deve ser superior à tensão do sinal à saída que, como poderemos observar numa fase posterior, corresponderá sempre a um valor inferior a 2 V. Assim, escolhemos fornecer uma tensão de 15 V. Na fase posterior de implementação física do circuito, utilizaremos uma bateria de 9 V, que também satisfaz esta condição.

2. Testes ao Amplificador

Para verificar que a implementação do circuito anteriormente representado foi efetuada corretamente, testámos o seu funcionamento, através da utilização de duas fontes de tensão, com amplitude de 1 mV e frequência de 1 Hz .



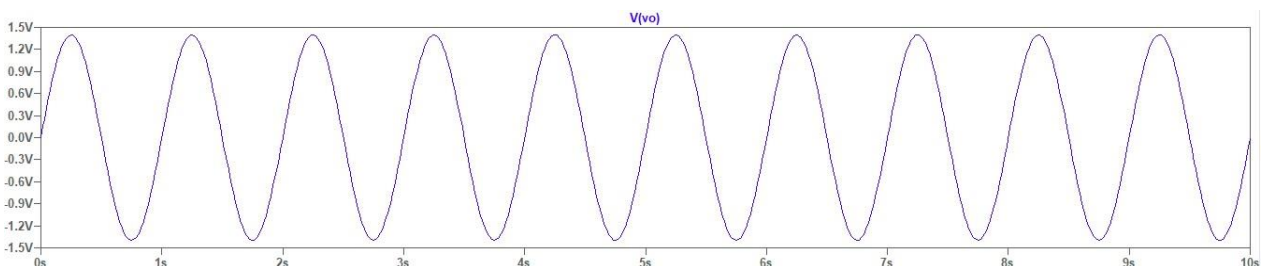
Na primeira simulação, podemos observar que a diferença de potencial entre v_1 e v_2 apresenta um valor máximo de 2 mV .

Após percorrer o amplificador de instrumentação, a diferença de potencial entre v_1 e v_2 é amplificada 7 vezes, de acordo com a segunda simulação.

Por conseguinte, podemos verificar que a implementação do amplificador de instrumentação foi efetuada corretamente, uma vez que:

$$G_{AI} = -\frac{14\text{ mV}}{2\text{ mV}} \Leftrightarrow G_{AI} = -7\text{ V/V}$$

Através de uma terceira simulação, devemos analisar a diferença de potencial entre v_1 e v_2 , no output do circuito anteriormente representado:



Verificamos então que a implementação do amplificador com montagem inversora também foi efetuada corretamente, uma vez que:

$$G = -\frac{1.4 V}{14 mV} \Leftrightarrow G = -100 V/V$$

Deste modo, o ganho do circuito anteriormente representado é dado por $G_T = G_{AI} \times G = 700 V/V$, em módulo, independentemente de o sinal à saída estar ou não em oposição de fase com o sinal à entrada, o que não é relevante no contexto da aplicação pretendida.

3. Ganho de Modo Comum

O circuito representado nas fases anteriores foi implementado sem qualquer tensão de modo comum, pelo que não se verifica ruído no sinal à saída. Contudo, é impossível obter um sinal à saída sem ruído, visto que seria necessário que $R_6/R_4 = R_7/R_5$ e não é possível obter, na prática, este nível de exatidão para as resistências utilizadas. Por isso, voltámos a implementar o circuito, de modo a obtermos um ganho de modo comum de $0.1 V/V$, no amplificador de instrumentação.

Retirámos as fontes de tensão v_1 e v_2 - de modo a ser perceptível a comparação entre o circuito com e sem ganho de modo comum - e acrescentámos uma tensão de modo comum, v_{CM} , de amplitude igual a $1 mV$. Alterámos o valor da resistência R_6 para 800Ω , mantendo $R_4 = R_5 = R_7 = 1 k\Omega$, de acordo com a expressão que permite calcular o ganho de modo comum:

$$A_{CM} = -\frac{R_6}{R_4} + \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \frac{R_7}{R_5 + R_7} \Leftrightarrow 0.1 = -R_6 + \frac{1 + R_6}{2} \Leftrightarrow R_6 = 0.8 k\Omega$$

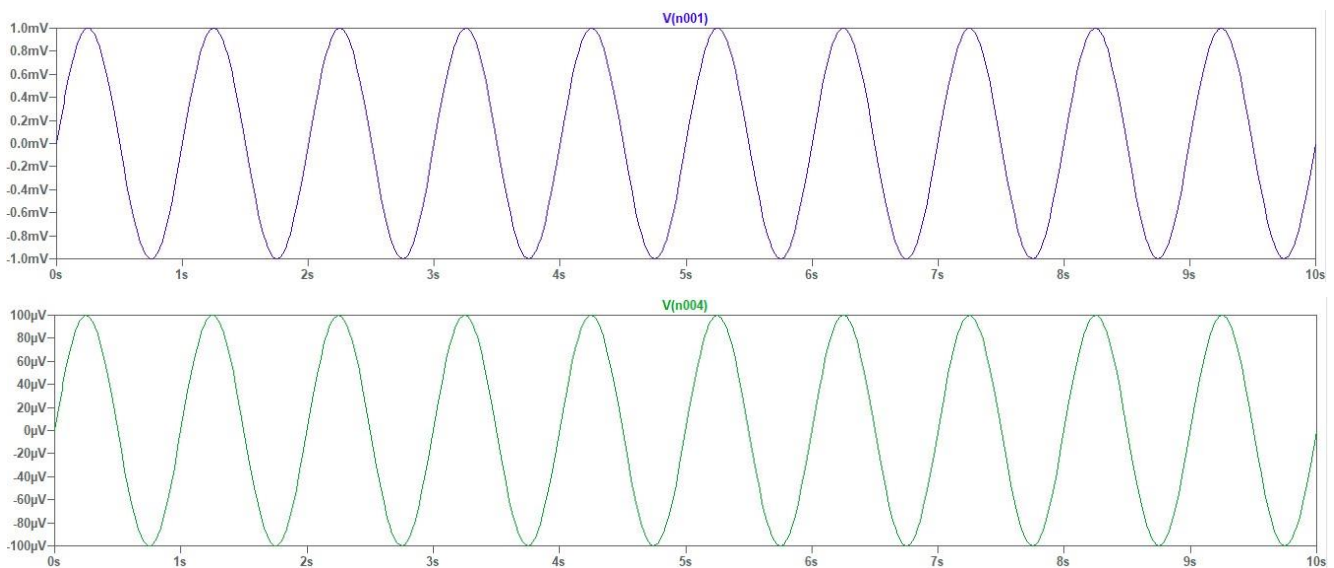
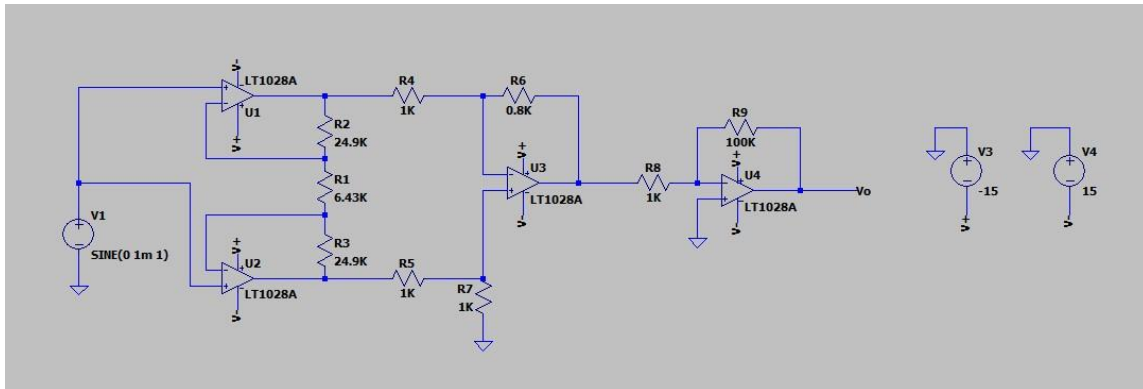
Uma vez que foram modificadas as resistências associadas ao amplificador diferencial dentro do amplificador de instrumentação, este passa a ter um ganho total dado pela expressão:

$$G_{AI} = \frac{R_6}{R_4} \left(1 + \frac{2R_3}{R_1}\right) \Leftrightarrow G_{AI} = 0.8 \times 7 = 5.6 V/V$$

De modo a manter este ganho a $7 V/V$, modificámos R_1 de modo que:

$$G_{AI} = 7 \Leftrightarrow 0.8 \left(1 + \frac{2 \times 24.9}{R_1}\right) = 7 \Leftrightarrow R_1 = 6.43 k\Omega$$

Obtivemos então o seguinte circuito, e confirmámos depois estes resultados através de simulações:

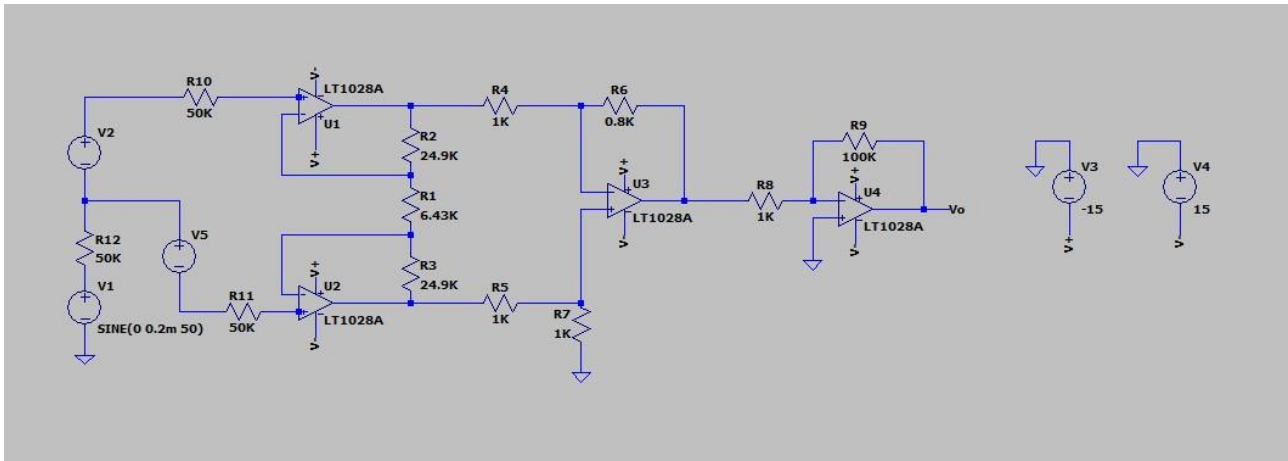


No primeiro gráfico, podemos observar que a tensão de modo comum apresenta um valor máximo de 1 mV .

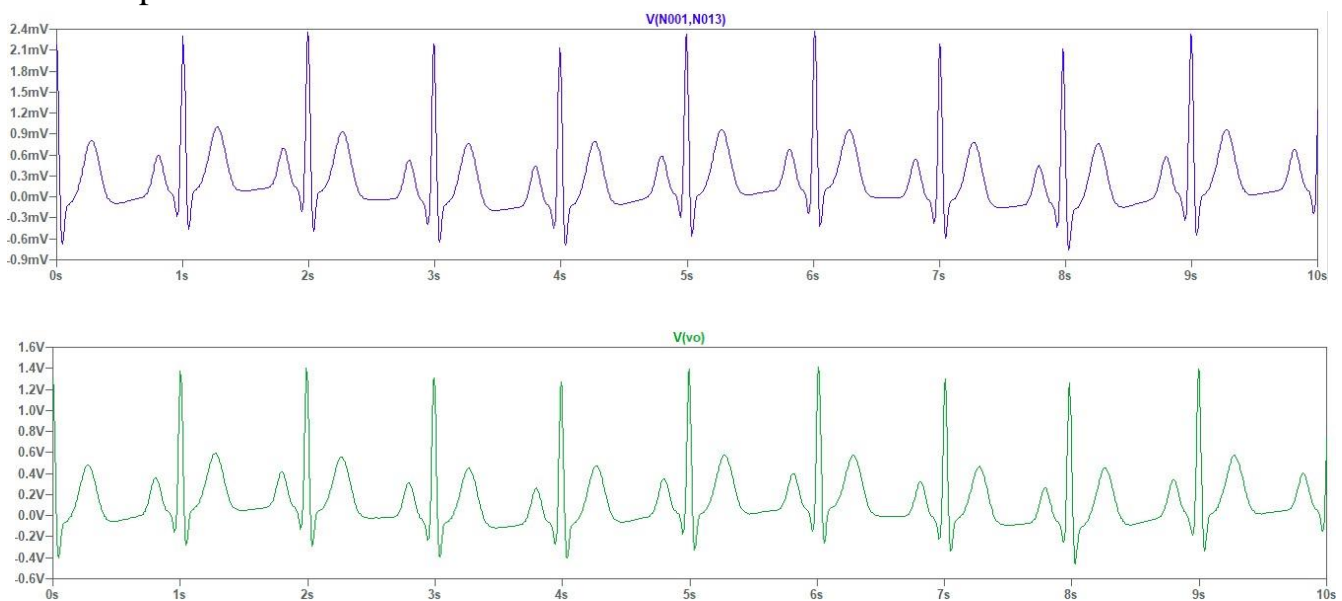
Após percorrer o amplificador de instrumentação, a tensão de modo comum é amplificada 0.1 vezes $\left(G_i = \frac{100\text{ }\mu\text{V}}{1\text{ mV}} = 0.1\text{ V/V}\right)$, de acordo com o segundo gráfico.

4. Implementação do Equivalente Elétrico do Corpo Humano para Aquisição do Eletrocardiograma

De modo a efetuar a implementação do equivalente elétrico do corpo humano, para aquisição do eletrocardiograma, recorreremos a uma fonte de tensão, com amplitude de 2 mV e frequência de 50 Hz . Para além disso, considerámos que a resistência elétrodo-pele corresponde a $50\text{ k}\Omega$, nos três terminais de ligação à pele.

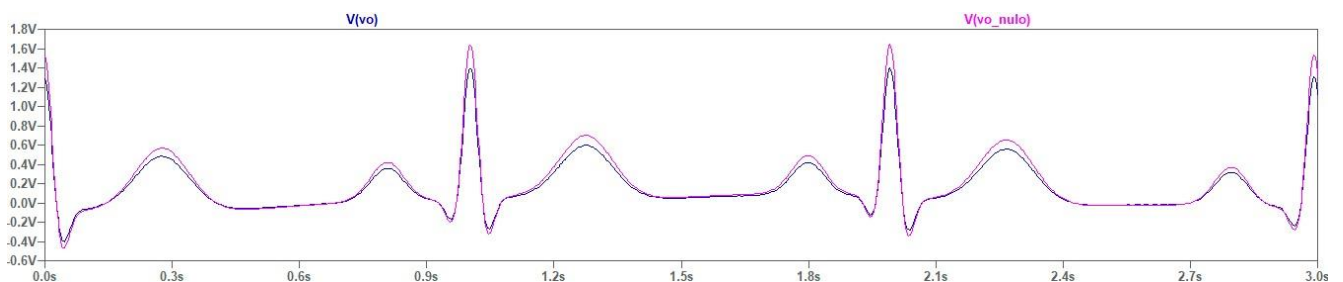


A simulação a azul representa o sinal à entrada e a simulação a verde representa o sinal à saída:

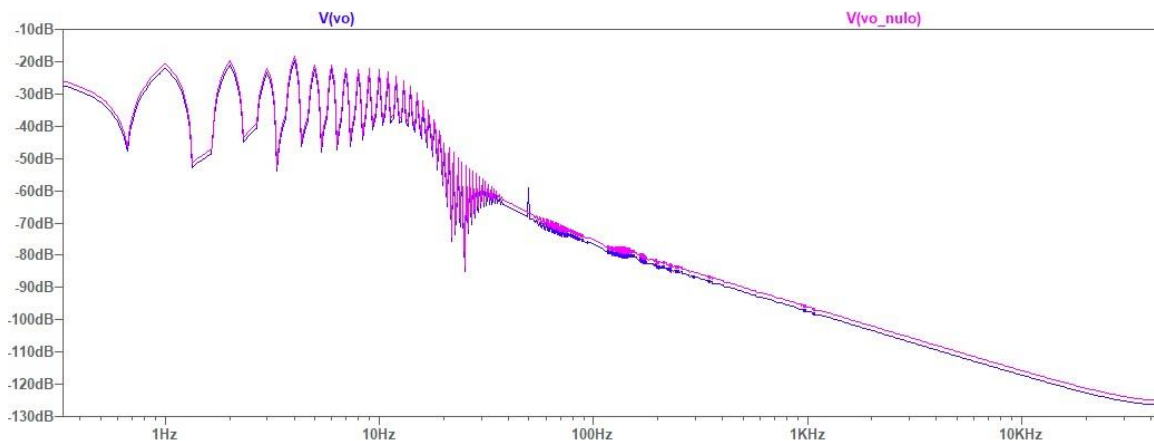


4.1 Comparação dos Gráficos com ganho nulo e ganho de 0.1 V/V

Para analisarmos mais concretamente a diferença criada pela tensão de modo comum, comparamos dois circuitos, sendo que um incorpora um ganho de modo comum de 0.1 V/V, enquanto o outro incorpora ganho de modo comum nulo.



Na simulação anteriormente apresentada, podemos observar o sinal de saída do circuito com ganho de modo comum de 0.1 V/V (azul) e do circuito com ganho de modo comum nulo (rosa), em ordem ao tempo. Enquanto o gráfico rosa mantém intacta a forma do sinal de entrada, podemos observar que o gráfico azul fornece uma forma semelhante, mas somado com uma onda sinusoidal, que tem origem na tensão de modo comum com frequência de 50 Hz , representando o ruído do sinal.

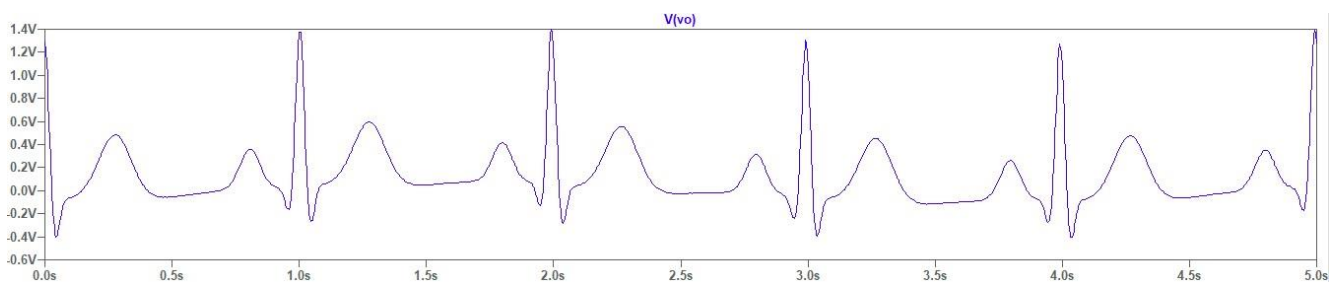


Através da Transformada Rápida de Fourier (FFT), podemos analisar as frequências que constituem o sinal, sendo que, no circuito com ganho de modo comum não-nulo, encontramos um pico nos 50 Hertz , revelando o efeito da tensão de modo comum no sinal.

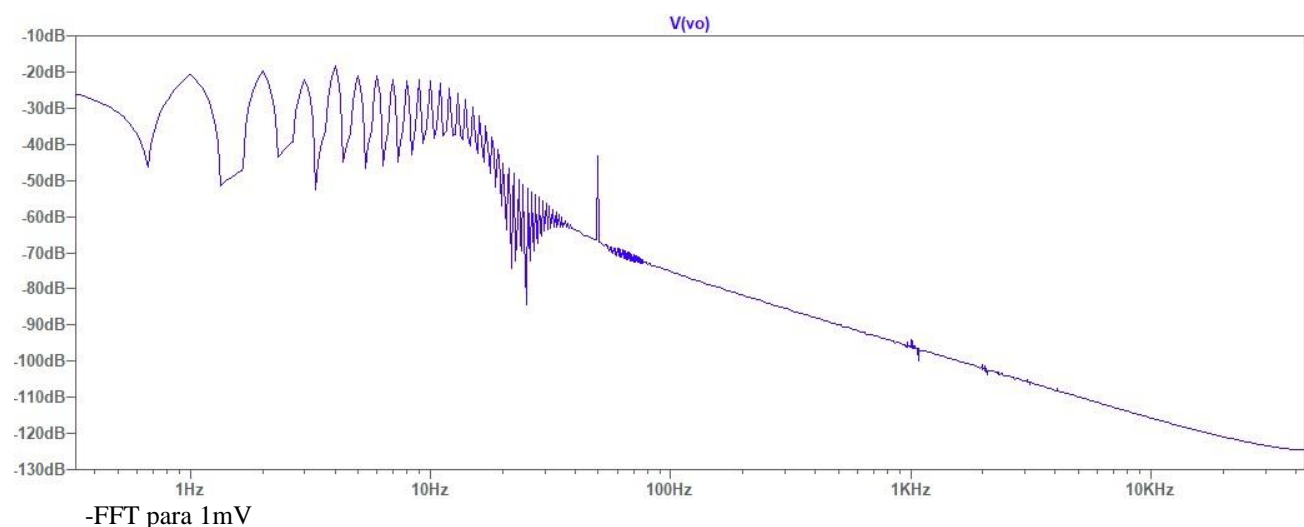
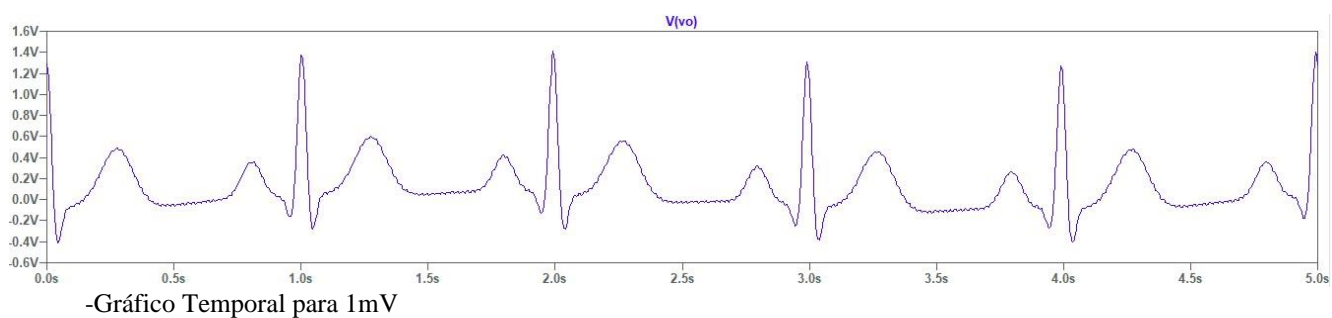
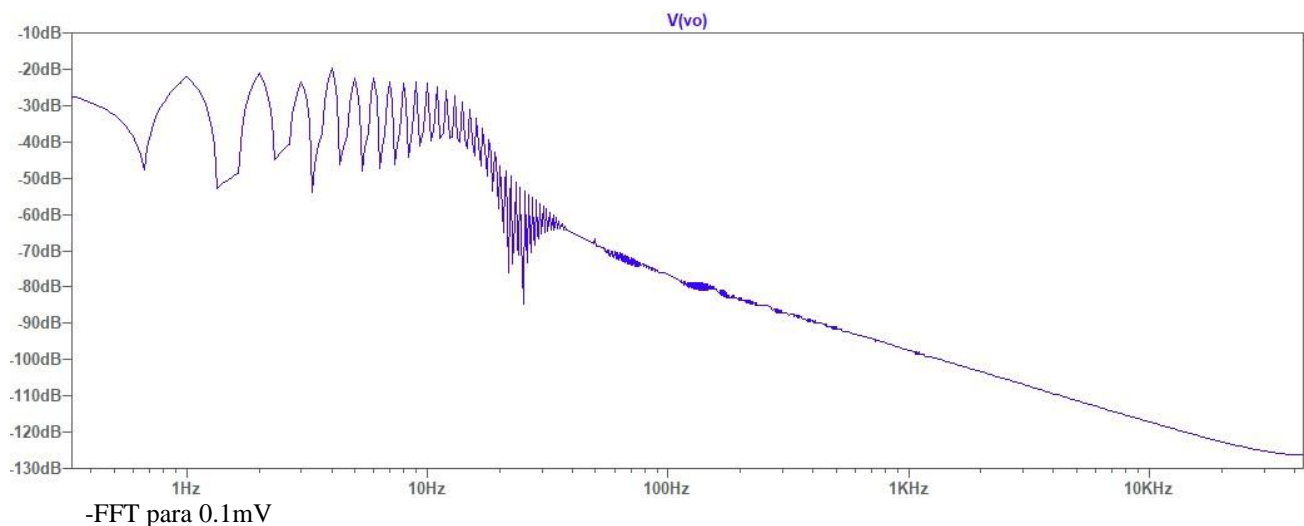
4.2 Presença da Tensão de Modo Comum à Saída

Na Transformada Rápida de Fourier (FFT), a diferença causada pela tensão de modo comum no sinal à saída do circuito é evidente a partir de uma amplitude de 0.1 mV . No entanto, no gráfico temporal, o ruído só se começa a notar no sinal de saída a partir de uma tensão de modo comum de 1 mV .

Para chegar a esta conclusão, analisámos os gráficos para vários valores entre 0.01 mV e 1 mV . Seguem-se os gráficos temporais e FFTs correspondentes às tensões de 0.01 mV e 1 mV :



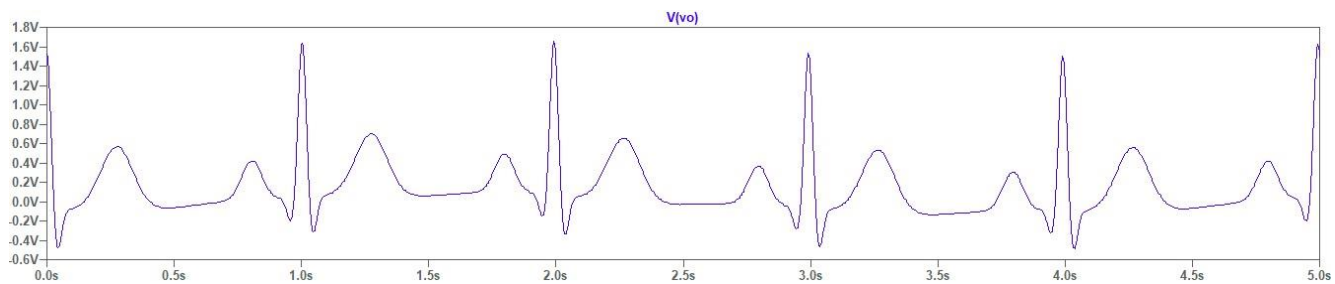
-Gráfico Temporal para 0.1 mV



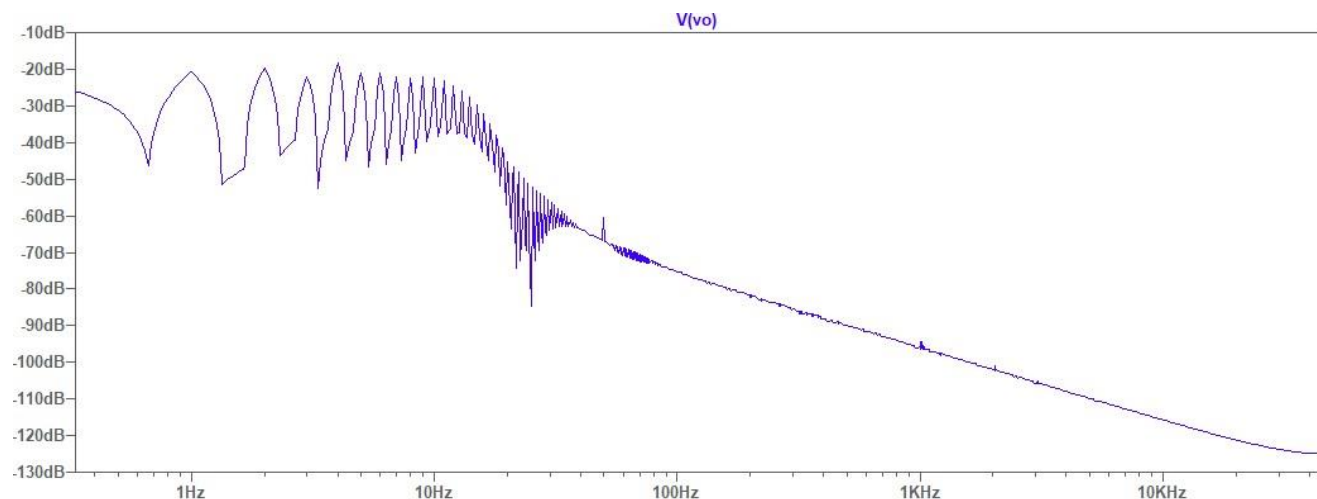
Nesta última Transformada Rápida de Fourier (FFT), é bastante visível o pico nos 50 Hz para 1 mV, tal como previsto.

4.3 Alteração da Resistência Eléctrodo-Pele

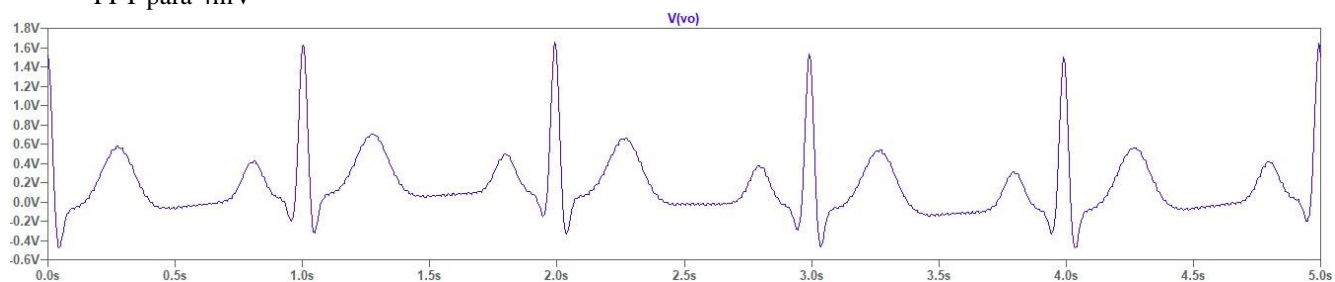
Na realidade, nunca teremos resistências equilibradas na ligação dos eléctrodos com o corpo do paciente, pelo que, para aproximar o estudo efetuado ao contexto hospitalar, foi alterada uma das resistências eléctrodo-pele para 250 k Ω , observando o sinal à saída do amplificador para diferentes tensões de modo comum.



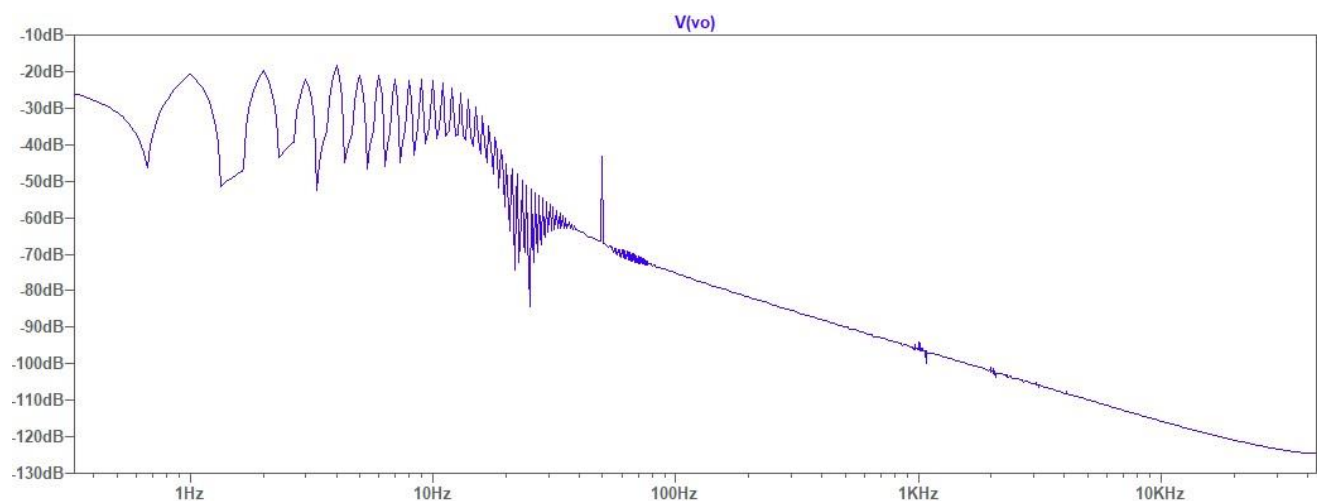
-Gráfico Temporal para 4mV



-FFT para 4mV



-Gráfico Temporal para 30mV



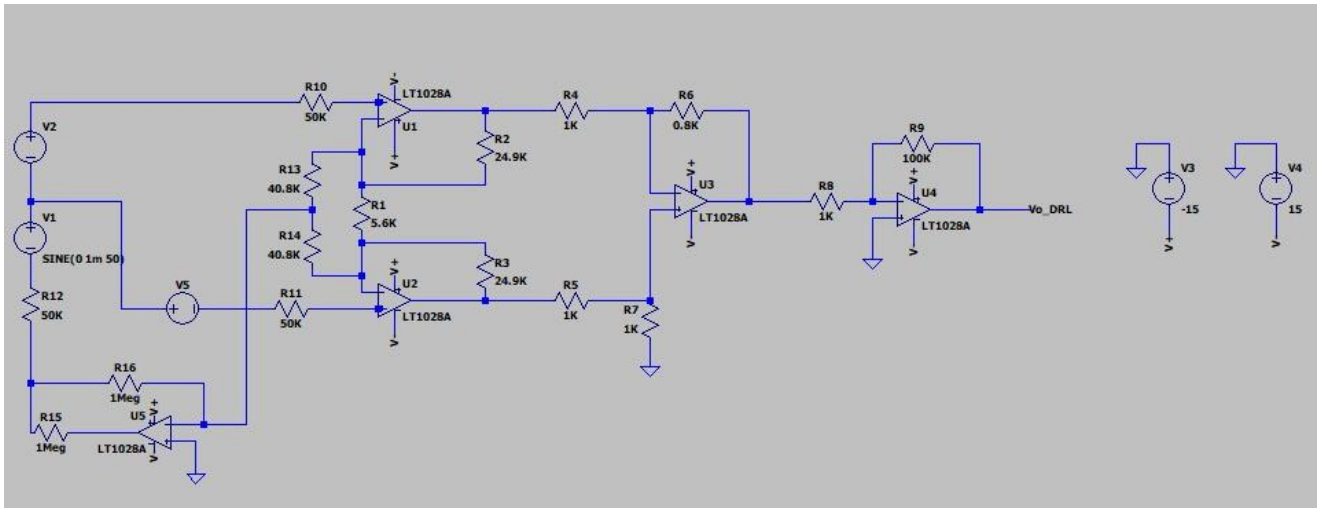
-FFT para 30mV

Analogamente ao raciocínio para um circuito “equilibrado”, verificamos que a tensão de modo comum começa a ser evidente no FFT para 4 mV, mas só é de notar a sua presença no gráfico temporal a partir de 30mV, aproximadamente.

Concluimos ainda que, quando o ganho de modo comum do amplificador diferencial é nulo, mas a resistência elétrica eletrodo-pele de um dos eletrodos do tórax aumenta para um valor de $250k\Omega$ (circuito desequilibrado), o ganho de modo comum do amplificador de instrumentação aumenta, deixando de ser igual a zero.

5. Implementação do Driven Right Leg (DRL)

A implementação da componente Driven Right Leg (DRL) permite inserir no circuito uma tensão que anule ao máximo possível a tensão de modo comum v_{CM} , atenuando o ruído da fonte de tensão de 50 Hz, no circuito estudado anteriormente. Nesta fase, pretende-se ainda proteger o paciente em caso de curto-circuito, pelo que adicionámos a resistência $R_{15} = 1 M\Omega$.



5.1 Tensão no Eletrodo da Perna

Para estudar a tensão na perna do paciente, considerámos uma corrente de fuga de $i_d = 1 \mu A$ e uma resistência eletrodo-pele de $R_{RL} = 50 k\Omega$. Sem implementação do Driven Right Leg (DRL), a tensão no eletrodo da perna é dada por:

$$v_{cm_{sem DRL}} = R_{RL} \times i_d \Leftrightarrow v_{cm} = 50 k\Omega \times 1 \mu A \Leftrightarrow v_{cm} = 50 mV$$

A tensão no eletrodo da perna sem implementação de DRL deverá ser aquela que anulará a tensão de modo comum à entrada do circuito – considerámos o valor de tensão de modo comum a partir do qual se nota a sua presença à saída do circuito no gráfico temporal ($1 mV$ – que corresponde ao valor encontrado no tópico **5.2 Presença de tensão de modo comum à saída**):

$$v_{cm_{com DRL}} = 1 mV$$

Explicação de Resistências Utilizadas:

Este objetivo para valor de tensão à saída do amplificador DRL de 1 mV é o que nos permitirá chegar ao valor da resistência $R_a = R_{13} = R_{14}$, aplicando a seguinte expressão:

$$v_{cm} = \frac{R_{RL} \times i_d}{1 + \frac{2R_f}{R_a}} \Leftrightarrow R_a = \frac{2R_f}{\frac{R_{RL} \times i_d}{v_{cm}} - 1}$$

Fazendo $R_f = R_{16} = 1\text{ M}\Omega$ e $v_{cm} = 1\text{ mV}$, determinamos $R_a = 40.8\text{ k}\Omega$.

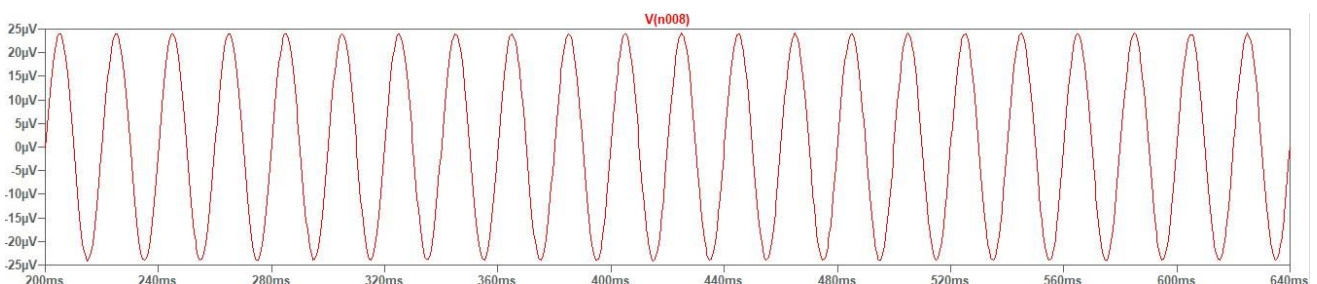
Passemos a explicar a mudança do valor da resistência R_1 : reparámos que adicionar as resistências R_{13} e R_{14} faz com que o valor do ganho do amplificador de instrumentação seja alterado. Não existindo uma fórmula teórica de modo a determinar a resistência R_1 para reajustar este ganho, determinámo-lo experimentalmente. Uma vez que o ganho pretendido é o inicial (7 V/V) e o sinal de entrada tem um valor de tensão máximo de $2,4\text{ mV}$, o nosso objetivo é que o valor máximo de tensão do sinal de saída do circuito seja $2,4 \times 700 = 1,68\text{ V}$. Assim, através de tentativa e erro, obtivemos $R_1 = 5.6\text{ k}\Omega$.

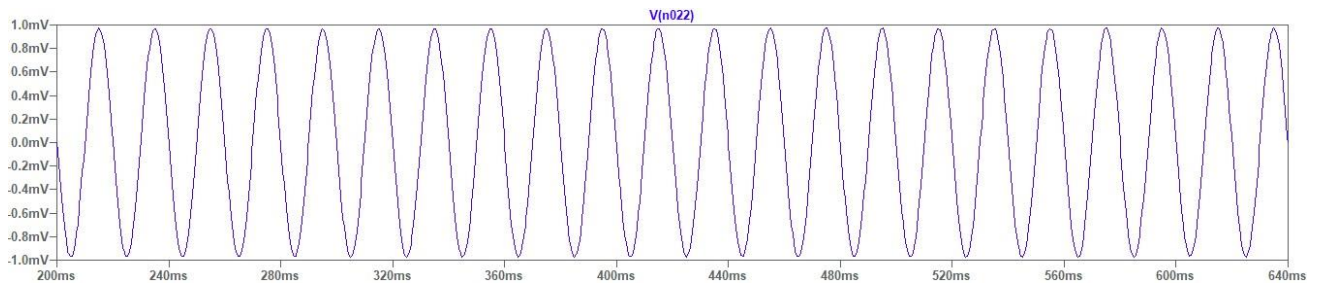
5.2 Ganho selecionado para o Amplificador DRL

A fórmula que permite calcular o ganho teórico do amplificador DRL é:

$$G = \frac{v_{DRL}}{v_{CM}} = -\frac{2R_{16}}{R_{13}} = -\frac{2 \times 1\text{ M}}{40.8\text{ k}} = -49\text{ V/V}$$

Pela análise de gráficos temporais, podemos verificar qual a tensão de modo comum à entrada do circuito (v_{CM}) e qual o valor de tensão que “entra” de novo no circuito após a passagem pelo amplificador DRL (v_{DRL}), de modo a confirmar este ganho. Para tal, retirámos do circuito as fontes de ECG, deixando apenas a fonte de tensão de modo comum, de modo a termos uma leitura facilitada.



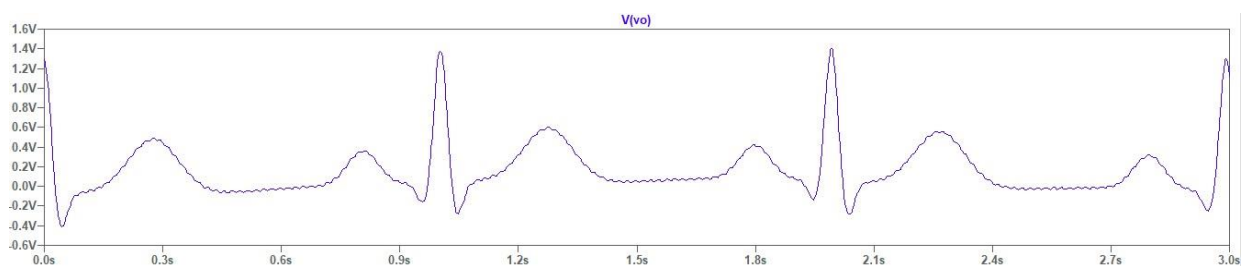


No gráfico a vermelho temos a tensão v_{CM} , com uma amplitude de $24 \mu V$. No gráfico a azul temos a tensão à saída do amplificador DRL com uma amplitude de aproximadamente $1 mV$ (como esperado). Como podemos observar, os sinais representados apresentam-se em oposição de fase. Com isto, obtemos um valor semelhante ao teoricamente previsto:

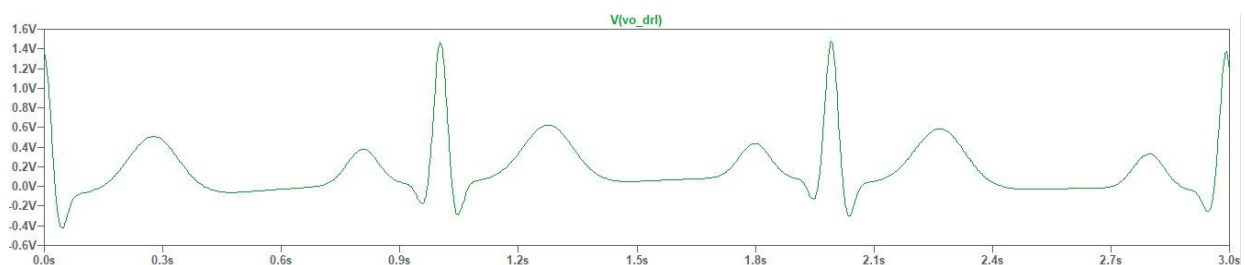
$$G = -\frac{v_{DRL}}{v_{CM}} = -\frac{1mV}{24\mu V} = -42 V/V$$

5.3 Vantagens da Técnica DRL

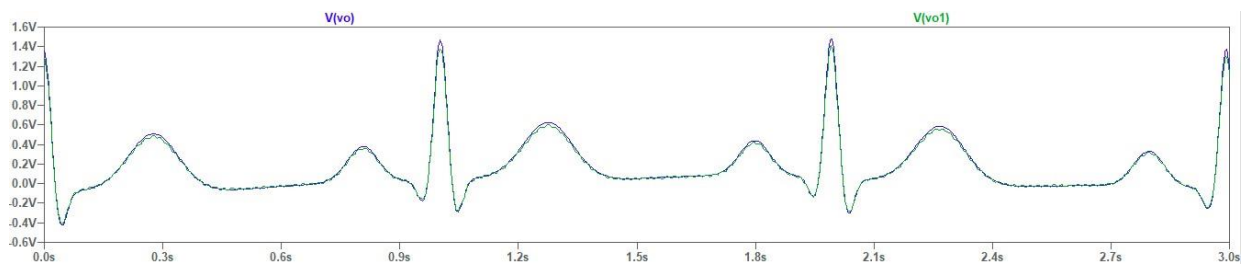
Esta técnica tem como objetivo a redução do ruído criado pela tensão do modo comum, tal como a proteção do paciente. Para observarmos esse resultado, utilizámos o circuito com um ganho de modo comum de $0.1 V/V$, tensão de modo comum de $1 mV$ e uma resistência eléctrodo-pele de $250 k\Omega$.



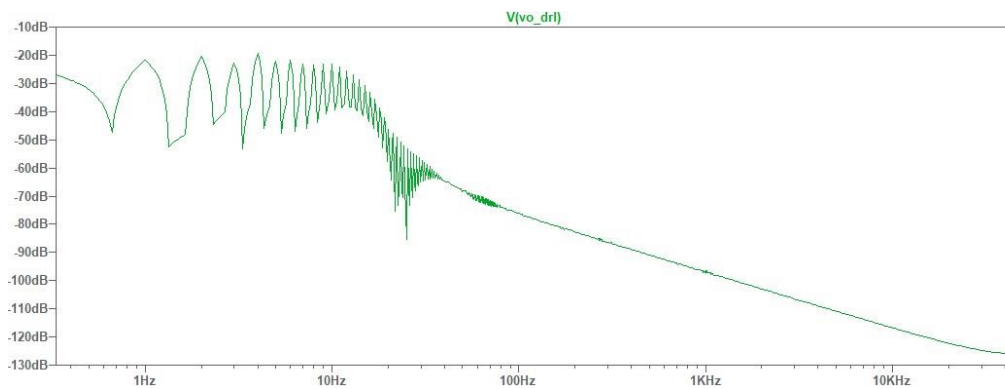
-Gráfico Temporal sem DRL



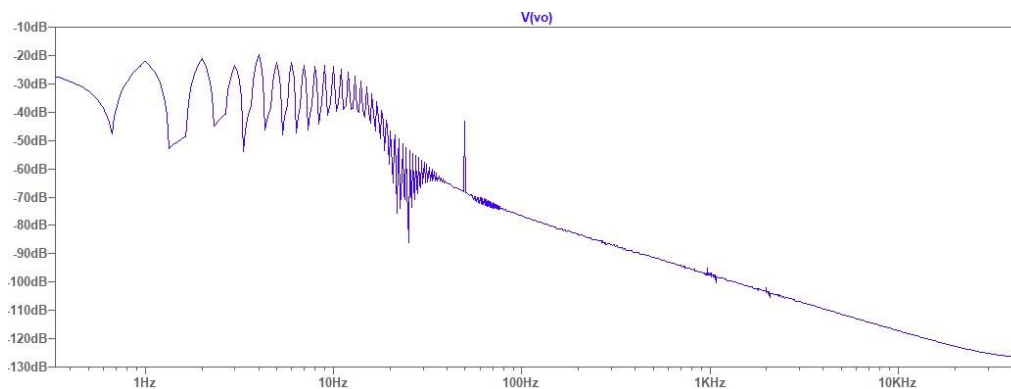
-Gráfico Temporal com DRL



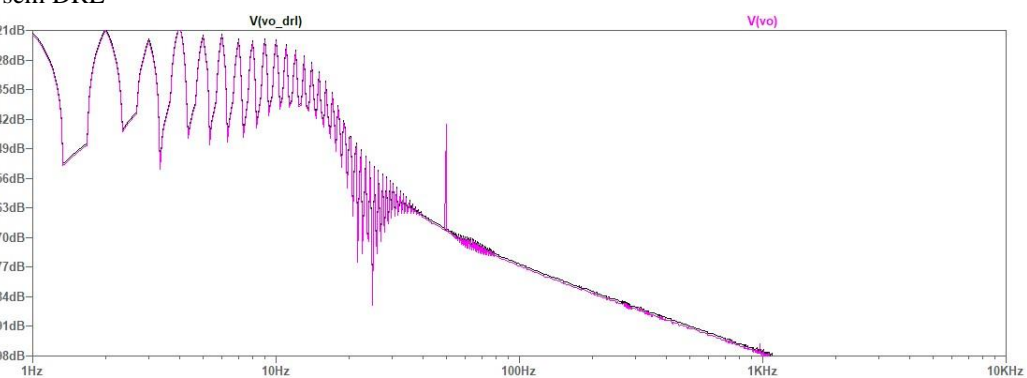
-Gráfico Temporal sem DRL vs com DRL



-FFT com DRL



-FFT sem DRL



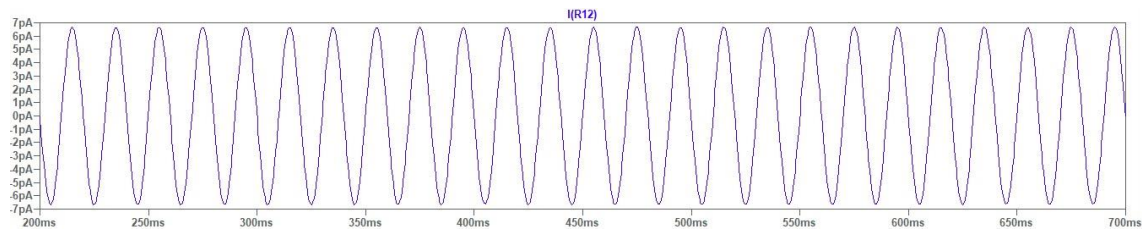
-FFT com DRL vs sem DRL

Nos gráficos acima, podemos observar grandes diferenças entre um circuito sem DRL e um com DRL: no primeiro, observamos um gráfico com bastante ruído, enquanto no segundo observamos um sinal sem ruído algum.

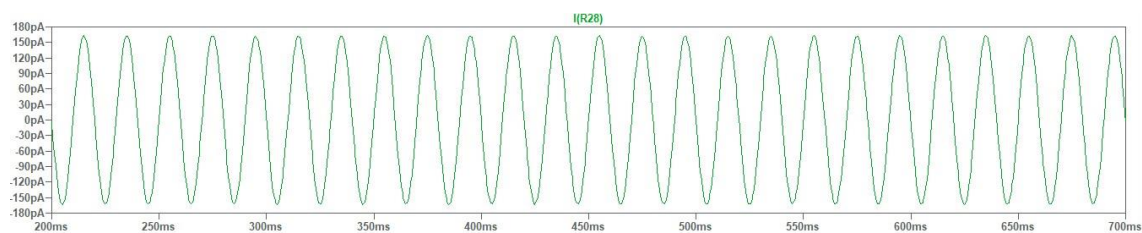
No gráfico FFT para circuito sem DRL, podemos observar um pico na casa dos 50 Hz. Por outro lado, quando observamos o gráfico FFT na presença de DRL, notamos que este pico desaparece.

5.4 Corrente Máxima injetada no Paciente

Verifiquemos, agora, se a montagem é prejudicial para o paciente. Para isso, é necessário medir a corrente no eletrodo-pele de $50\text{ k}\Omega$ que se encontra antes da fonte de tensão de modo comum.



-Corrente máxima com DRL



-Corrente máxima sem DRL

Na presença do DRL, observamos uma amplitude de para a corrente de $6,8\text{ pA}$; sem a presença do DRL observamos uma amplitude de 165 pA .

Apesar de nenhum destes valores de corrente ser prejudicial para o paciente, conclui-se que existe uma diminuição considerável de corrente (diminuição em 96%) aquando da utilização do DRL relativamente ao circuito sem DRL.

6. Filtro de Banda Passante de 1 a 70 Hz

Com o objetivo de atenuar fortemente as frequências inferiores a 1 Hz e superiores a 70 Hz, implementámos um filtro de banda passante, com recurso a filtros passivos. Para esse efeito, utilizámos um filtro *low-pass*, a seguir ao último amplificador, para uma frequência limite de 70 Hz, e um filtro *high-pass*, para uma frequência limite de 1 Hz, antes do mesmo.

O amplificador com $G = 100\text{ V/V}$ deve estar na montagem inversora, de modo a implementar o filtro de banda passante sem ocorrerem alterações no seu ganho. Por conseguinte, para o sinal à saída não estar em oposição de

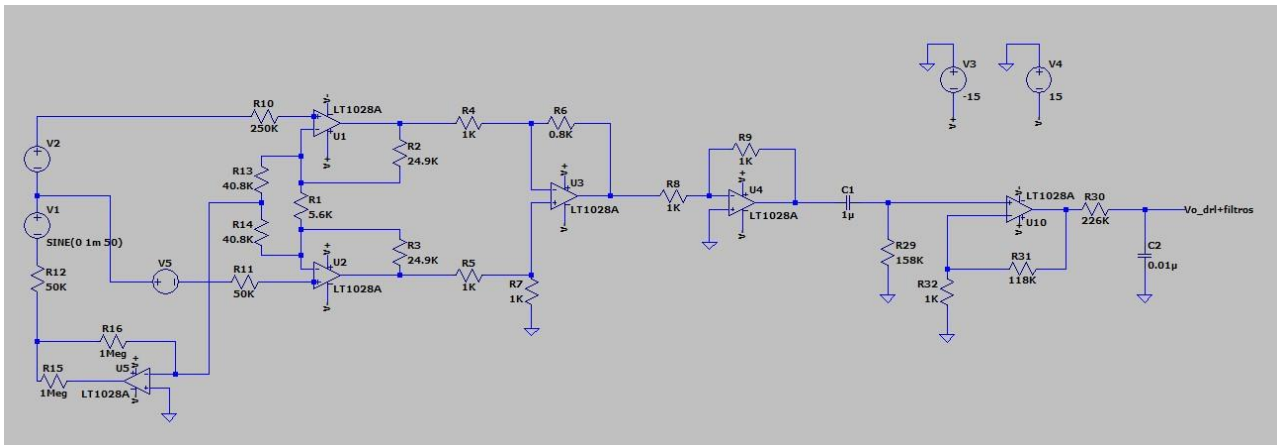
fase com o sinal à entrada, implementámos um seguidor de tensão na montagem inversora, apresentando $G_{ST} = -1$, imediatamente antes da aplicação dos filtros.

Os valores dos condensadores e resistências foram calculados a partir da seguinte expressão, onde f representa o valor da frequência limite:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

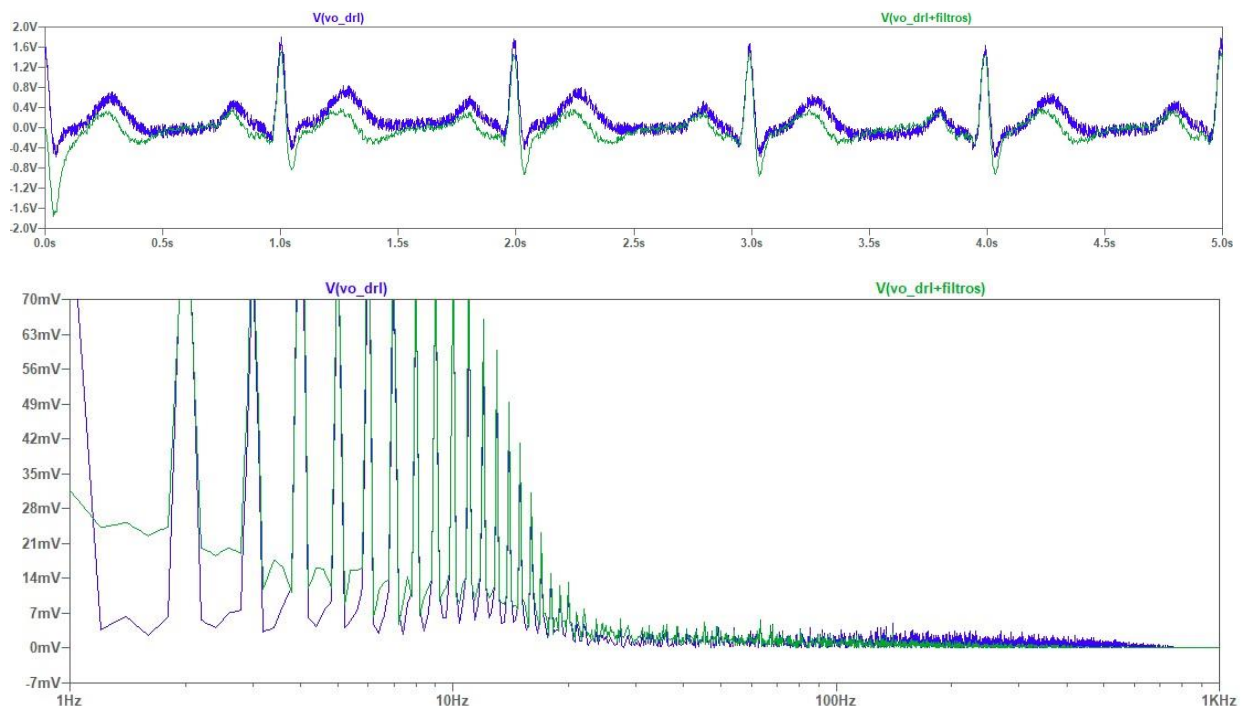
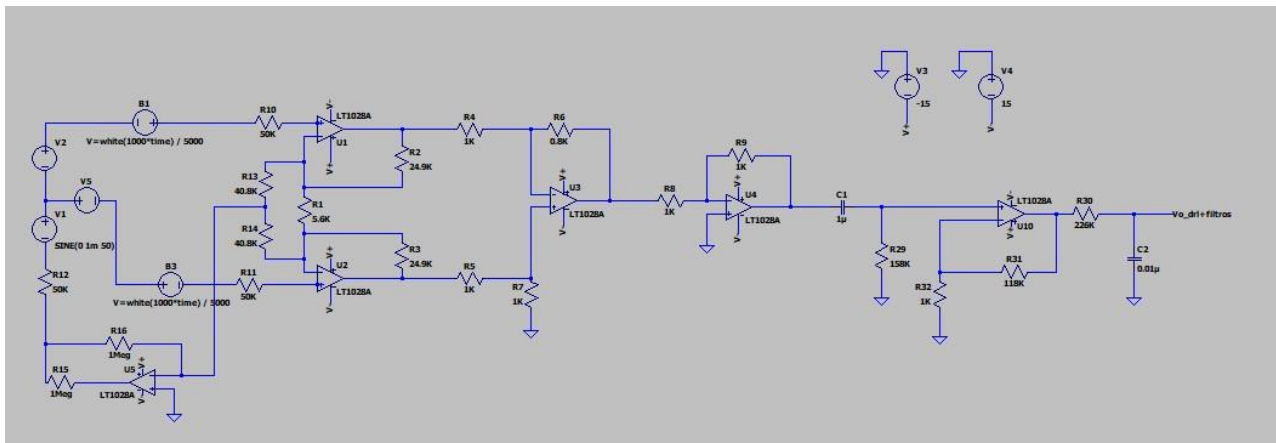
Como temos duas variáveis em cada equação, escolhemos um valor para os condensadores e calculámos, através dos mesmos, os valores das resistências. Para o filtro *high-pass*, escolhemos $C_1 = 1 \mu F$, pelo que podemos determinar $R_{29} = 158 k\Omega$. Para o filtro *low-pass*, escolhemos $C_2 = 0.01 \mu F$, pelo que podemos determinar $R_{30} = 226 k\Omega$.

Assim, obtivemos o seguinte circuito:



7. Adição de Ruído Branco

Por forma a ser notória a ação do filtro de banda passante, adicionámos ruído branco ao sinal de eletrocardiograma. Assim, é-nos possível comparar o sinal de saída dos circuitos implementados sem/com filtro de banda passante, tendo valores iguais aos anteriormente apresentados: com ganho de modo comum $0.1 V/V$, uma das resistências elétrodo-pele a $250 k\Omega$ e, naturalmente, com implementação do Driven Right Leg (DRL).



Deste modo, podemos concluir que o gráfico azul (circuito com filtro de banda passante implementado) apresenta uma evidente redução de ruído no sinal de saída e, através da Transformada Rápida de Fourier (FFT), observamos uma diminuição das contribuições de frequências inferiores a 1 Hz e superiores a 70 Hz. Nas frequências inferiores a 1Hz é possível verificar uma clara estabilização do sinal e, nas frequências superiores a 70 Hz, um decréscimo significativo da sua amplitude.

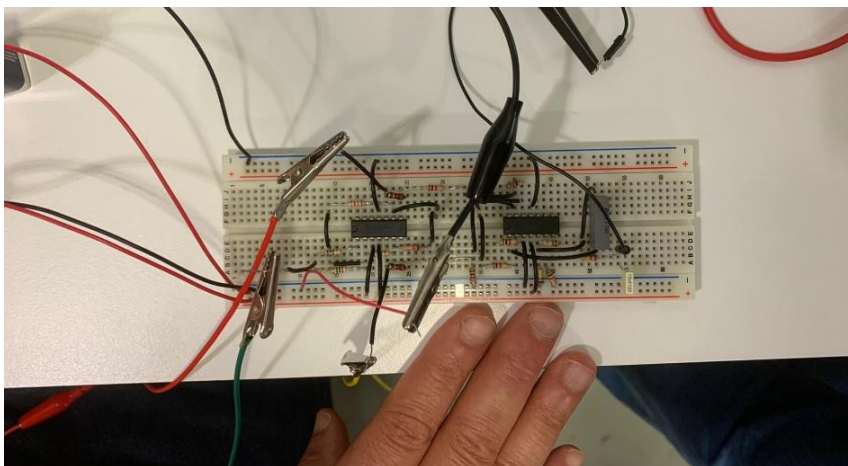
III. Implementação Física na BreadBoard

Após a implementação teórica do circuito e realização de todas as simulações necessárias para confirmar o bom funcionamento do mesmo, a fase seguinte passou por implementar o circuito numa BreadBoard.

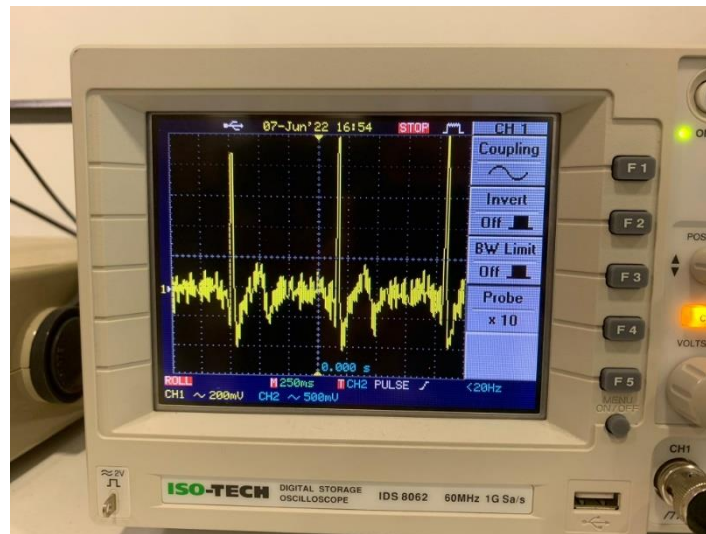
Para tal, adquirimos o **material necessário**: fios de ligação, baterias, resistências, condensadores e circuitos integrados que contêm amplificadores operacionais.

- Adquirimos duas baterias de 9 V: uma que servirá como fonte de alimentação negativa dos amplificadores operacionais, outra como fonte positiva.
- Uma vez que é muito difícil encontrar valores para resistências idênticos aos valores projetados, escolhemos o valor mais próximo possível para cada uma. As resistências que foram utilizadas nesta montagem são da série e24, apresentando um erro de, no máximo, 5%. A utilização destas resistências justifica-se pelo facto de o seu custo ser menor. Só foi possível comprar resistências em pacotes de cinco, com um preço de 25 cêntimos cada pacote.
- Os condensadores necessários para a montagem são do tipo cerâmico (não polarizados), uma vez que estes são os utilizados para filtros.
- Os amplificadores operacionais adquiridos e usados foram diferentes dos projetados inicialmente devido ao preço atual dos últimos. Foram comprados dois circuitos integrados com quatro amplificadores operacionais cada um, e optámos por utilizar 3 *amp-ops* em cada um dos circuitos integrados, de modo a organizar o circuito da melhor maneira possível.

Assim, obtivemos a seguinte montagem, já ligada ao osciloscópio e aos elétrodos que permitem ler o sinal de eletrocardiograma proveniente do paciente:



Por fim, no osciloscópio, foi-nos possível visualizar o sinal de eletrocardiograma com implementação de Driven Right Leg:



Inicialmente, testou-se o circuito sem DRL, tendo sido visualizado um sinal com bastante ruído. Ao implementar o DRL no circuito, notou-se uma diminuição considerável no mesmo, apesar de ainda estar presente algum ruído no sinal visualizado na imagem acima.

Uma vez que a escala do osciloscópio, na imagem, se encontra nos 200 mV por divisão vertical, e o sinal ocupa aproximadamente 7 casas na vertical, conclui-se que a tensão do sinal se enquadra na ordem prevista, de acordo com o ganho que era esperado do amplificador.

Pequenos desvios encontrados relativamente ao ganho do amplificador e ao ruído, comparativamente com as simulações anteriores, devem-se a:

- Os valores de resistências ligadas aos amplificadores operacionais serem ligeiramente diferentes do circuito projetado;
- O sinal de ruído poder ter tensão superior a 1 mV , que foi o valor utilizado nas simulações;
- As resistências eletrodo-pele reais serem diferentes das que se idealizaram para obter o equivalente do corpo humano.

IV. Conclusão

Através da realização deste projeto, tivemos oportunidade de expandir o nosso conhecimento, bem como desenvolver competências ao entrar em contacto com a dimensão prática e experimental de Eletrónica, o que só foi possível devido à aplicação de conhecimentos teóricos adquiridos ao longo do semestre. Ao longo de toda a extensão do projeto, os cálculos foram efetuados, assumindo que os componentes implementados são ideais. No entanto, o LTSpice permite a utilização de componentes eletrónicos com características muito próximas da realidade. Para além disso, foi necessário algum sentido crítico por parte do grupo, de modo a entender se os resultados obtidos correspondiam ao teoricamente previsto.

Implementámos, de início ao fim, um circuito que permite amplificar o sinal de um eletrocardiograma, através de amplificadores operacionais. São vários os aspetos importantes na implementação de um circuito desta natureza, visto que o mais pequeno detalhe pode provocar a obtenção de resultados incorretos. Como tal, foi necessário investigar a fundo e questionar sempre os resultados obtidos.

V. Bibliografia

1. Conjunto de slides e material de estudo disponibilizados pelos docentes
2. Alguns *websites*:
 - <https://electronics.stackexchange.com/questions/595051/how-does-a-driven-right-leg-work>