



universidade de aveiro

departamento de eletrónica, telecomunicações e informática

Curso 8309 - Mestrado Integrado em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações

Disciplina 41489 – Sistemas de Instrumentação Eletrónica

Ano letivo 2019/20

Relatório

Projeto 3 – Sistema de Medição de Distância

Autores:

84667 Hugo Micael Resende Leal

84774 Miguel Filipe Pereira de Freitas Carvalhosa

Turma P2 Grupo 9

Data 10/04/2020

Docente Pedro Nicolau Faria da Fonseca

Resumo: O presente relatório visa apresentar o trabalho desenvolvido durante o projeto 3 da unidade curricular Sistemas de Instrumentação Eletrónica, o qual consiste no desenvolvimento de um sistema de medição de distância com a placa chipKit Max32.

Introdução

O presente relatório visa apresentar o trabalho desenvolvido durante o projeto 3, Sistema de Medição de Distância, da unidade curricular Sistemas de Instrumentação Eletrônica.

O projeto 3 consiste no desenvolvimento de um sistema de medição de distância e enquadra-se na unidade curricular, na medida em que permite aos alunos adquirir competências para utilizar sensores de distância.

Este relatório segue uma abordagem “top-down”. Primeiramente será apresentada uma descrição da arquitetura do sistema desenvolvido, com recurso a diagramas de blocos, descendo de seguida até à especificação pormenorizada dos circuitos e do software desenvolvidos.

Descrição do problema e objetivos

O problema apresentado aos alunos consiste no desenvolvimento de um sistema de medição de distância usando a placa de desenvolvimento chipKit Max32 da Digilent. O objetivo principal do sistema é medir a distância até um objeto colocado à sua frente. O sistema deve ter uma interface com o utilizador, no computador, onde é indicada a distância ao objeto. O sistema também deve gerar um sinal analógico 4-20mA para comunicar com outros dispositivos. Em ambos os casos, o sistema deve indicar quando não existe nenhum objeto dentro da gama de medição.

O problema tem as seguintes especificações:

- A comunicação entre o microcontrolador e o computador deve ser baseada em UART.
- A gama de medição deve ser entre 100mm e 600mm.
- O acondicionamento do sinal do sensor de distância deve maximizar a resolução.
- O sistema deve detetar e assinalar cenários em que não existe nenhum objeto dentro da gama de medição.
- A interface com o utilizador deve indicar a distância instantânea, com resolução de 1mm, indicando 'E' no caso de não existir nenhum objeto dentro da gama de medição.
- O sistema deve gerar um sinal analógico 4-20mA, em que 4mA corresponde à distância mínima, 20mA corresponde à distância máxima e a variação da corrente com a distância é diretamente proporcional.
- O sistema deve produzir um sinal digital indicando a presença de um objeto dentro da gama de medição. Este sinal deve acender um led.

Arquitetura do Sistema

A arquitetura do sistema está representada com recurso a diagramas de blocos e divide-se em 3 níveis:

- **nível 0**, onde se apresenta o sistema visto como um todo e se representam os sinais de entrada e saída de todo o sistema
- **nível 1**, onde se apresenta o sistema dividido pelos blocos principais
- **nível 2**, onde se apresenta a estrutura interna do microcontrolador e os blocos de hardware/software utilizados

Diagrama de blocos de nível 0

Na Figura 1 - Diagrama de blocos de nível 0 encontra-se o diagrama de blocos de nível 0 do sistema. Neste diagrama, o sistema é representado na sua totalidade como um bloco.

Neste diagrama são apresentados os sinais de entrada e saída do sistema com as seguintes características:

- **S1**: representa uma grandeza física, a distância, que o sistema deve medir.
- **S2**: sinal analógico de corrente gerado pelo sistema. Tem amplitude na gama [4mA, 20mA].
- **S3**: sinal digital UART.
- **S4**: sinal digital de tensão com níveis 0V e 3.3V

Diagrama de blocos de nível 1

Na Figura 2 - Diagrama de blocos de nível 1 encontra-se o diagrama de blocos de nível 1 do sistema. Neste diagrama, o sistema é representado pelos blocos que o constituem, nomeadamente:

- **Sensor de distância:** sensor de infravermelhos que gera um sinal analógico de tensão proporcional à distância a que o objeto se encontra.
- **Acondicionamento de sinal:** bloco responsável por trincar e amplificar o sinal vindo do sensor, de modo a maximizar a resolução da medição.
- **Deteção da gama de medição:** bloco responsável por detetar se o objeto está dentro da gama de medição.
- **chipKit Max32:** placa de desenvolvimento baseada em PIC32 onde será realizado todo o processamento.
- **Filtro Passa-baixo:** bloco responsável por transformar um sinal PWM num sinal DC.
- **Fonte de corrente:** bloco responsável por gerar um sinal analógico de corrente entre 4mA e 20mA.

Neste diagrama são representados alguns sinais com as seguintes características:

- **S5, S6, S9:** sinal analógico de tensão na gama [0V, 3.3V]
- **S7:** sinal digital de tensão com níveis 0V e 3.3V
- **S8:** sinal PWM com frequência 2000 Hz e amplitude 3.3 V

Diagrama de blocos de nível 2

Na Figura 3 - Diagrama de blocos de nível 2 encontra-se o diagrama de blocos de nível 2 do sistema. Neste diagrama, o microcontrolador é representado pelos blocos de software e hardware que o constituem, nomeadamente:

- **ADC:** conversor analógico-digital do PIC32 utilizado para fazer a amostragem do sinal analógico
- **Função de transferência:** bloco de software utilizado para processar o sinal amostrado
- **Gerador de PWM:** bloco para gerar um sinal PWM baseado em um *timer* e um *output compare module* do PIC32
- **UART1:** bloco para enviar dados para o computador via UART

Projeto e conceção

Hardware

Ao nível do hardware, para cumprir as especificações dadas, tivemos de dimensionar circuitos tanto à entrada como à saída do sistema. Para a entrada, dimensionámos dois circuitos de acondicionamento de sinal, um para maximizar a gama de tensão do sensor de [0.5, 2.28] V para [0, 3.3] V, aumentando assim a resolução de medição ao máximo. O segundo circuito que dimensionámos é um detetor da gama de comparação e tem como objetivo detetar se o objeto está ou não dentro do alcance de medição do sensor. Para a saída do sistema, dimensionámos um filtro passa-baixo para filtrar um sinal PWM gerado pelos pinos OC do microcontrolador, fazendo assim a conversão de um sinal digital para analógico. Em adição, dimensionámos também um circuito que realiza a conversão do sinal de tensão à saída do filtro na gama de [0, 3.3] V para uma corrente entre [4, 20] mA, correspondendo 4 mA à menor distância lida pelo sensor e 20 mA à maior distância medida.

Circuitos à entrada

Circuito de acondicionamento de sinal

O circuito de acondicionamento de sinal à entrada tem como função maximizar a resolução da medição. Pretendemos medir distâncias entre [100, 600] mm, o que corresponde a tensões entre [0.5, 2.28] V geradas pelo sensor. No entanto, esta gama de tensões é mais pequena que a gama de leitura da ADC, [0, 3.3] V. Assim, é necessário um circuito que trunque e amplifique o sinal à saída do sensor, de modo à gama de interesse ficar compreendida na gama de tensões da ADC, maximizando assim a resolução da leitura.

Como se verifica nos cálculos seguintes, à saída do sensor cada milímetro corresponde a $3.56mV$, valor muito próximo da resolução da ADC. Após passar o sinal pelo circuito desenvolvido, cada milímetro corresponde a $6.60mV$. Assim, a relação entre este valor e a resolução da ADC é maior, pelo que temos uma maior resolução na medição da distância (i.e., conseguimos subdividir cada milímetro em intervalos mais pequenos do que no primeiro caso).

$$Res_{ADC} = \frac{3.3 - 0}{1024} = 3.22mV \quad V_{mmSensor} = \frac{2.28 - 0.5}{600 - 100} = 3.56mV \quad V_{mmADC} = \frac{3.3 - 0}{600 - 100} = 6.60mV$$

Para cumprir este objetivo, dimensionámos um circuito baseado num amplificador operacional na configuração diferença, conforme o da Figura 6. Neste circuito aplicamos na entrada inversora do *opamp* uma tensão de offset ($V1$) de $0.5V$ e na entrada não-inversora o sinal à saída do sensor ($V2$). Dimensionando este circuito para $R2 = R3$ e $R1 = R4$, a expressão à saída do circuito é dada por:

$$Vo = \frac{R3}{R1} * (V2 - V1) \quad (1)$$

Sabendo que a gama de tensão de saída do sensor corresponde a $[0.5, 2.28]$ V, a amplitude máxima que este sinal pode tomar é $V2 - V1 = 2.28 - 0.5 = 1.78V$. A gama de tensão que queremos que o sinal tenha é $[0, 3.3]$ V, portanto o ganho deste amplificador é dado por $Av = \frac{3.3}{1.78} \approx 1.85 V/V$. Substituindo os valores na expressão (1), obtemos:

$$\frac{R3}{R1} = 1.85 \Leftrightarrow R3 = 1.85 * R1 \quad (2)$$

Escolhendo $R1 = 1k\Omega$, $R3$ é igual a 1850Ω . Visto este não ser um valor standard, usamos a série de uma resistência de 1800Ω e outra de 56Ω . Assim, $R2$ toma o valor de $1k\Omega$ e $R4$ o valor de 1850Ω .

Por fim, dimensionamos a tensão de offset e o opamp a utilizar. O opamp escolhido na simulação foi o AD824, visto já existir no simulador usado. Este é um amplificador operacional rail-to-rail que suporta a tensão de alimentação usada, $3.3V$. Para a tensão de referência usámos um TL431 com um divisor resistivo à saída. Para além disto, acrescentámos um buffer unitário à saída do divisor resistivo para isolar este último, garantindo que não passam variações de corrente neste, e assim garantindo que a referência não se altera. Este circuito encontra-se esquematizado na Figura 7.

Para o cálculo das resistências, começámos por calcular a resistência de polarização, $R1$. Como queremos que o TL431 tenha $2.5V$ fixos à sua saída e o circuito é alimentado com $3.3V$, $R1$ é dado por:

$$R1 = \frac{3.3 - 2.5}{10m} \approx 82\Omega \quad (3)$$

De seguida, calculámos o divisor resistivo composto por $R6$ e $R7$. Ora, à entrada do divisor temos $2.5V$ e à saída queremos $0.5V$, logo a relação das resistências é dada por:

$$\frac{0.5}{2.5} = \frac{R3}{R2 + R3} \Leftrightarrow R2 = 4 * R3 \quad (4)$$

Escolhendo $R3$ com o valor 820Ω , $R2$ toma o valor de aproximadamente 3300Ω .

Deteção da gama de comparação

Este circuito tem como função detetar se um objeto está ou não dentro do alcance de medição do sensor. Ora, se a gama de tensões de saída do sensor consideradas são $[0.5, 2.28]$ V, o funcionamento deste circuito deve colocar à sua saída o nível lógico '1' ($3.3V$) se a tensão na entrada estiver dentro desta gama e o nível lógico '0' ($0V$) se a tensão na entrada do circuito estiver fora da gama considerada.

Para cumprir estas especificações, dimensionámos um circuito baseado em dois comparadores, um numa configuração inversora e outro na configuração não inversora como o esquematizado na Figura 8. No circuito da figura, $Vref1$ corresponde a $0.5V$ e $Vref2$ corresponde a $2.28V$. Quando a tensão de entrada do circuito (à saída do sensor) é menor que 0.5 , a saída está a '0'. Quando a tensão à entrada esteja na gama de $[0.5, 2.28]$ V, o comparador de baixo deteta que a entrada está acima dos $0.5V$ e coloca a saída a '1'. Para as tensões maiores que $2.28V$, o comparador de baixo continua a colocar a saída a '1', porém o comparador de cima deteta que a tensão de entrada está superior à aplicada à sua entrada não inversora e força a saída do circuito ao nível lógico '0'.

De modo a $Vref1$ ser de $0.5V$ e $Vref2$ ser igual a $2.28V$, dimensionamos as resistências à entrada dos comparadores. Assumindo que a corrente que entra para os *opamps* é desprezável, assumimos que nas resistências passa uma corrente

de 1mA e obtivemos os seguintes valores de resistências:

$$R3 = \frac{3.3 - 2.28}{1m} \Leftrightarrow R3 = 1020\Omega \quad (5)$$

$$R2 = \frac{2.28 - 0.5}{1m} \Leftrightarrow R2 = 1780\Omega \quad (6)$$

$$R1 = \frac{0.5}{1m} \Leftrightarrow R3 = 500\Omega \quad (7)$$

Devido ao facto de ser necessário identificar uma gama muito específica de tensões, se alterássemos os valores de resistências obtidos para os valores standard, estes afetariam o funcionamento do circuito, portanto usámos a série e paralelo de resistências para obter os valores calculados. Assim, $R3 = 1000 + 20\Omega$, $R2 = 1500 + 270\Omega$ e $R1=1000//1000\Omega$.

Este circuito mostrou-se não ser suficiente para o especificado, pois o nível '1' corresponde a 3.3V, mas o nível lógico '0' corresponderia a 2.1V. Para colocar o '0' lógico a 0V, colocamos outro comparador na configuração não inversora à saída dos dois comparadores, conforme a Figura 9. Na entrada não inversora forçamos uma tensão de 2.5V com o uso de um divisor resistivo. Assim, o circuito coloca a 0V o nível lógico '0' e a 3.3V o '1', conforme o que desejávamos. Sabendo que, a relação do divisor resistivo é de $\frac{V_o}{V_i} = \frac{2.5}{3.3} \approx 0.76$

$$\frac{R5}{R5 + R6} = 0.76 \Leftrightarrow R5 = 3.16 * R6 \quad (8)$$

Escolhendo R6 igual a 1k Ω , R5 será igual a 3166 Ω . Aproximamos R5 a 3k3 Ω em valores standard, pois a gama de comparação agora é maior, não influenciando esta aproximação a saída.

A resistência R4 tem como objetivo proteger a saída do *opamp* contra eventuais picos de corrente e toma o valor de 4k7 Ω . O amplificador operacional utilizado nos três comparadores foi o AD824, de novo, por ser um *opamp rail-to-rail* que suporta a alimentação do circuito (3.3V) e por estar disponível diretamente no simulador utilizado.

Circuitos à saída

Filtro Passa-baixo

O filtro do tipo passa-baixo à saída do sistema tem como função filtrar as frequências baixas de um sinal PWM, deixando apenas a componente DC, funcionando assim como um conversor digital para analógico.

O filtro que usámos neste projeto foi semelhante ao utilizado no projeto 0. Este consiste num filtro RC de 2ª ordem conforme o esquema da Figura 10. Este possui uma atenuação por década de 40dB, mais 20dB em relação a um filtro RC de primeira ordem, continuando a ser simples de utilizar. Assim, é possível dimensionar o filtro para uma frequência de corte superior mantendo uma boa atenuação aos 2kHz, frequência do sinal PWM gerado pelo microcontrolador.

Dimensionámos a frequência de corte do filtro para cerca de 100Hz. Desta forma, aos 2kHz a atenuação já seria superior a 40dB. Utilizamos R1 com o valor de 1k Ω , R2 igual a 10k Ω e os condensadores C1 e C2, com os valores de 1 μ F e 220nF, respetivamente. Assim, pela fórmula do cálculo da frequência de corte para este tipo de filtros obtivemos a frequência de corte teórica.

$$fc = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{R1 * R2 * C1 * C2}} \Leftrightarrow fc = 107,3 \text{ Hz} \quad (9)$$

Visto que este filtro foi usado de forma analógica para o projeto 0, a justificação do valor dos componentes usados será colocada nos anexos (Anexo 6).

Conversor 4-20mA

O circuito desenvolvido para este ponto, tem como objetivo converter a tensão filtrada do sinal PWM numa corrente

entre 4mA a 20mA. As variações da corrente na saída devem ser lineares com a tensão à entrada, e por isso, diretamente proporcionais com a distância medida. Para cumprir estas especificações dimensionamos o circuito com a topologia da Figura 11 Este circuito é composto por um conversor tensão-corrente (dois opamps à esquerda, Q1, Q3, R1 e R4) capaz de transformar uma gama de [0; 3.3] V numa corrente na gama de [4; 20]mA e por um espelho de corrente (opamp à direita, Q2, R3 e R2).

A corrente em R2 pode ser dada pela soma das correntes em R1 e R4, assumindo as correntes nas entradas dos opamps desprezáveis. Assim, obtemos a seguinte expressão.

$$IR2 = \frac{Vin}{R1} + \frac{Vref}{R4} \quad (10)$$

Assumindo $R1 = R4 = 4k7\Omega$ e calculando o Vref necessário para esta conversão, igual a 0.825V, obtemos a seguinte expressão.

$$IR2 = \frac{Vin}{4.7} + 0.1755 \text{ (mA)} \quad (11)$$

Sabendo que a queda de tensão em R2 é $VR2 = R2 * IR2$ e que a queda de tensão em R2 é igual à queda em R3, substituindo a expressão (11) na fórmula de VR2, podemos relacionar a corrente em R3 (na saída, Iout), através da expressão:

$$Iout = \left(\frac{R2}{R3}\right) * \left(\frac{Vin}{4.7} + 0.1755\right) \text{ (mA)} \quad (12)$$

Para Vin máximo (3.3V), Iout terá de ser 20 mA, substituindo estes valores na equação (12), podemos calcular uma relação entre as resistências R2 e R3. Assim, obtemos a seguinte relação:

$$20 = \left(\frac{R2}{R3}\right) * \left(\frac{3.3}{4.7} + 0.1755\right) \Leftrightarrow \Leftrightarrow R2 = 22.79 * R3 \quad (13)$$

Atribuindo a R3 o valor de 100Ω, obtemos uma resistência R2 no valor de aproximadamente 2282Ω (2200Ω+82Ω).

Por fim, tendo a relação das resistências, é possível obter a equação do tipo $y = mx + b$ para a saída deste circuito. Pegando na equação 12 e substituindo pela relação de resistências calculados obtemos esta equação.

$$Iout = 4.8489 * Vref + 3.999 \text{ (mA)} \quad (14)$$

Para a tensão Vref, utilizamos um circuito semelhante ao da Figura 7. Neste circuito valor da resistência R1 foi igual ao usado na equação (3), as restantes resistências foram dimensionadas de um método análogo à equação (4), mas agora para uma tensão à saída de 0.825V. Os valores de resistências obtidos foram 1k5Ω para R3 e 3030Ω (2k7Ω + 330Ω) para R4.

A resistência de saída possui a limitação máxima de 465Ω. Esta pode ser limitada superiormente pela equação (15).

$$RL < \frac{Vcc - R3 * Iout - Vce2}{Iout} \Leftrightarrow RL < 465\Omega \quad (15)$$

No que toca ao resto dos componentes, Vcc é igual a 12V, os opamps usados foram os AD8030, por serem opamps rail-to-rail disponíveis no simulador em uso e com tensão de alimentação que suporta o valor usado (12V). Para os transístores foram usados os BC547 para os npn e o BC557 para o pnp.

Software

Um dos principais desafios deste projeto é a leitura do sensor de distância. Este sensor baseia-se na emissão de um feixe de radiação infravermelha para detetar a presença e a distância de um objeto na sua frente.

O sensor produz na sua saída uma tensão analógica entre 0V e 3.3V que é proporcional à distância a que o objeto se encontra. Na Figura 4 - Pontos experimentais da tensão vs distância encontra-se a curva característica deste sensor, retirada do seu datasheet. Como se pode verificar, a curva não é linear, o que dificulta o seu processamento com o microcontrolador. No entanto, a curva torna-se linear escrevendo a tensão do sensor em função do inverso da distância.

Para obter uma reta que se ajuste à resposta do sensor, realizaram-se alguns cálculos no MatLab.

Começou-se por recolher alguns dados da tensão à saída do sensor em função da distância. De notar que, devido à

impossibilidade de utilizar o laboratório, utilizaram-se os valores disponíveis no *datasheet* do sensor. No entanto, reconhecemos não ser a melhor abordagem, pelo que o ideal seria utilizar valores reais depois de processados pelo circuito de acondicionamento de sinal. No gráfico 1 da Figura 4 - Pontos experimentais da tensão vs distância encontram-se os valores de tensão à saída do sensor.

Um dos requisitos do projeto é que a resolução da medição deve ser maximizada. Como se pode observar no gráfico 1 da Figura 4 - Pontos experimentais da tensão vs distância, a gama de distâncias que se pretende medir ([100mm , 600mm]) corresponde a uma gama de tensão ([0.5V, 2.28V]) mais pequena do que a gama de leitura da ADC ([0V, 3.3V]). Para maximizar a resolução, o sinal à saída do sensor foi truncado e amplificado, de modo à gama de interesse ficar compreendida entre 0V e 3.3V, como se pode observar no gráfico 2 da Figura 4 - Pontos experimentais da tensão vs distância.

De seguida, procedeu-se à conversão dos valores de tensão para os valores lidos pela ADC na gama [0, 1023], como se pode observar no gráfico 3 da Figura 4 - Pontos experimentais da tensão vs distância.

Por fim, calculou-se o inverso das distâncias de modo a linearizar a curva do sensor. Como se pode observar no gráfico 4 da Figura 4 - Pontos experimentais da tensão vs distância, os pontos obtidos seguem uma reta do tipo $y = mx + b$. Os parâmetros da reta de ajuste foram calculados com recurso ao método dos mínimos desvios quadrados e obtiveram-se os seguintes resultados:

$$\begin{cases} m = 127048 \\ b = -181 \end{cases}$$

Sabendo os parâmetros da reta que ajusta os pontos experimentais, é simples encontrar uma equação que relacione a distância ao objeto com a tensão lida pela ADC:

$$V_{ADC} = m * \frac{1}{d} + b \quad \leftrightarrow \quad V_{ADC} - b = m * \frac{1}{d} \quad \leftrightarrow \quad d = \frac{m}{V_{ADC} - b} \quad \rightarrow \quad d = \frac{127048}{V_{ADC} + 181}$$

Tendo encontrado esta relação, é trivial medir a distância com o sensor, bastando ler a tensão com a ADC e fazer algumas operações aritméticas simples.

Fluxograma do software

Na Figura 5 - Fluxograma do software encontra-se o fluxograma do software desenvolvido. A estrutura do software está dividida em duas partes. Na primeira parte é realizada a configuração dos diversos módulos do PIC32 utilizados. A segunda parte consiste num ciclo infinito onde se faz a amostragem do sinal de entrada, o cálculo da distância, o envio da distância para o computador via UART e por fim o ajuste do *dutycycle* do sinal PWM gerado. Estas operações são periódicas e ocorrem com uma frequência fixa determinada pelo *timer 2*, fazendo *polling* ao bit que indica o fim da contagem do *timer*.

Mais informações acerca do software encontram-se nos comentários do código e na documentação gerada com Doxygen presente no diretório do projeto.

Resultados e Análise

Hardware

Para a obtenção de resultados que comprovam as especificações dos circuitos dimensionados, utilizámos simulação através do simulador, LTSPICE.

Circuitos à entrada

Circuito de acondicionamento de sinal

Para testar o funcionamento do circuito, começamos por simular tendo como referência uma fonte de tensão ideal com 0.5V. Os resultados que obtivemos estão no gráfico da Figura 12. Na figura temos a verde um sinal sinusoidal que simula a gama de tensões que o sensor pode gerar e a azul o sinal à saída do circuito. Pela observação do gráfico, facilmente observamos que para a gama de tensões de interesse do sensor [0.5, 2.28] V, o sinal à saída encontra-se entre os 0V inferiormente e, superiormente, próximo dos 3.3V.

De seguida, adicionamos o circuito para gerar a tensão de referência composto pelo TL431, divisor resistivo e *opamp* na

configuração de buffer unitário e obtivemos o gráfico da Figura 13. De novo a verde encontra-se um sinal sinusoidal que simula a gama de tensões do sensor, a azul o sinal à saída do circuito e a vermelho o valor de referência gerado. A partir da observação dos resultados obtidos, observamos que a tensão de offset é gerada, com sucesso, nos 0.5V e que o circuito amplifica a gama de tensões de interesse do circuito num sinal à saída numa gama próxima da teoricamente prevista [0, 3.3] V. Podemos por isso concluir, que o circuito cumpre as especificações teóricas.

Deteção da gama de comparação

Primeiramente, simulamos o circuito sem o último comparador mencionado anteriormente e obtivemos o gráfico da Figura 14. A verde encontra-se o sinal à entrada do circuito (da saída do sensor) e a azul o sinal à entrada do circuito. Pela observação do gráfico, observamos que o circuito faz corretamente a distinção dos níveis lógicos anteriormente referidos, na gama correta. Porém, o nível lógico '0' encontra-se representado com 2.1V, em vez dos 0V desejados. Desta forma seria impossível para a pic32 distinguir os níveis lógicos e por sua vez, distinguir se o objeto estava dentro do alcance de medição ou não, não cumprindo desta forma as especificações.

De modo a corrigir o problema referido, adicionámos à saída um outro comparador com o representado na Figura 9. Simulámos de novo o circuito e obtivemos a representação gráfica da Figura 15. De novo, a verde está representada o sinal à entrada o sinal à entrada do circuito e a azul o sinal à saída do comparador acrescentado. Pelo gráfico, é possível observar que agora os níveis lógicos 0V para '0' e 3.3V para '1'. Aproximando a janela é possível observar os pontos para a tensão de entrada em que há transição dos níveis lógicos, e estes são 520mV e 2.3V, valores afetados pela leitura dos gráficos. No entanto, os valores obtidos são próximos dos teoricamente previstos.

Por fim, sobrepusemos a saída dos comparadores do primeiro andar (a verde) e a saída do comparador do segundo andar, Figura 16. Podemos observar que praticamente se sobrepõem, comprovando assim, que ambos estão a comutar para valores próximos da tensão de entrada.

Circuitos à saída

Filtro Passa-baixo

As simulações que obtivemos para o funcionamento do filtro foram análogas às realizadas para o projeto 0. Realizámos duas simulações que têm como objetivo, estudar o filtro em termos de frequência de corte, atenuação por década e atenuação á frequência que desejávamos, 2kHz, e outra que tem como intuito, analisar a resposta do filtro quando tem à entrada o sinal PWM a 2kHz gerado pelo microcontrolador. Visto termos realizado as mesmas simulações para este circuito no projeto 0, os resultados obtidos serão explicados com um pouco mais detalhe no Anexo 10.

Para o estudo das propriedades do filtro do projeto, simulámos o diagrama de bode da Figura 17. Da análise deste gráfico, podemos retirar que a frequência de corte é de aproximadamente 96Hz, próxima da dimensionada teoricamente. A atenuação obtida aos 2kHz, é de aproximadamente 50dB, resultado de acordo com o esperado. Por fim, podemos retirar que a atenuação por década é de aproximadamente 40dB, suportando o teoricamente previsto.

A simulação da Figura 18 demonstra a resposta do filtro projetado quando na entrada é aplicado um sinal do tipo PWM com 2kHz. A verde está representada o sinal de PWM e a azul o sinal filtrado à saída do circuito RC. Pela observação do gráfico é possível observar que a componente DC é filtrada com êxito aumentando o valor de tensão quando o *duty-cycle* do PWM aumenta e vice-versa, com *ripple* desprezável, cumprindo o necessário para o uso neste projeto.

Conversor 4-20mA

A primeira simulação que obtivemos para este circuito, tem como objetivo mostrar a gama de corrente inferior e superior obtidas quando colocamos na entrada 0 e 3.3V, respetivamente. Os resultados destas simulações encontram-se na Figura 19 e na Figura 20, estando a verde representada a corrente na resistência de carga colocada a 400Ω, de modo a mostrar a funcionalidade numa condição próxima da extrema de carga. Pela observação dos gráficos, retiramos que para 0V de Vin, a corrente na carga é próxima dos 4mA e para 3.3V de Vin, a corrente na carga é próxima dos 19.8mA. Estes resultados demonstram que o circuito não funciona como seria esperado idealmente, mas encontra-se próximo deste.

O segundo teste efetuado tem como objetivo mostrar a relação de linearidade da corrente na saída com a tensão à entrada. Para tal, mantendo a carga nos 400Ω, variámos a tensão Vin em valores espaçados de 0.25V entre 0 e 3.3V, o que deu um total de 25 valores diferentes. De seguida colocamos estes valores no Excel e representamo-los graficamente e obtivemos a reta $y = mx + b$. O gráfico e a reta obtidos estão na Figura 21. No eixo das ordenadas está representada a corrente na resistência de carga em Ampére e no eixo das abcissas está representada a tensão aplicada à

entrada. A reta obtida é dada pela equação $y = 0.0048 * x + 0.0038$, resultados próximos com os teoricamente esperados. Em adição, o parâmetro r^2 é próximo de 1, o que indica que a aproximação obtida foi de qualidade. Tendo o anteriormente dito em conta, podemos concluir que o conversor 4-20mA dimensionado apresenta uma boa linearidade.

A última simulação obtida tem como objeto demonstrar o funcionamento deste circuito quando aplicado em Vin o sinal PWM gerado pelo microcontrolador, filtrado com o filtro RC projetado. Para este efeito, colocamos o circuito da Figura 10, na entrada Vin do conversor e obtivemos o gráfico da Figura 22. A verde encontra-se representado o sinal PWM filtrado e a azul o sinal em corrente na saída. Deste gráfico retiramos que a corrente à saída do circuito varia com a variação do *duty-cycle* do sinal PWM. Se o *duty-cycle* deste aumenta, a corrente à saída aumenta linearmente e vice-versa, comprovando o bom funcionamento do circuito.

Software

Para verificar o correto funcionamento do software desenvolvido, desenvolveram-se alguns testes unitários com a ferramenta *CppUTest*. Esta framework é bastante utilizada para testar software desenvolvido em C/C++ para sistemas embutidos. Como os testes são efetuados num computador, que tem uma arquitetura completamente diferente dos microcontroladores, não é possível testar o funcionamento geral do sistema, apenas é possível verificar se os algoritmos dentro dos diversos módulos estão bem concebidos.

Apesar desta limitação, é possível testar algumas partes do software deste projeto. Para isto, desenvolvemos dois testes.

No primeiro teste, verificamos o cálculo da distância, simulando todos os valores possíveis vindos da ADC em duas situações distintas: quando o objeto estava dentro e fora da gama de medição válida.

No segundo teste, verificamos o funcionamento da função de transferência que recebe um valor de distância e retorna um valor correspondente de *duty-cycle* do sinal PWM para a fonte de corrente. Testou-se a função simulando todos os valores de distância entre 100mm e 600mm.

Ambos os testes passaram sem nenhum erro, pelo que se verifica o correto funcionamento do software desenvolvido, tendo sempre em atenção as limitações destes testes referidas anteriormente.

Conclusão

Após análise dos resultados obtidos, verifica-se que o sistema desenvolvido cumpre com os requisitos presentes no problema proposto.

O trabalho desenvolvido teve impacto positivo na medida em que deu aos alunos competências para utilizar sensores de distância. Permitiu ainda o desenvolvimento de boas práticas de programação em C e em microcontroladores e, findado este projeto os alunos têm módulos base já configurados e prontos para utilização noutros projetos.

Assim, conclui-se que o projeto foi finalizado com sucesso.

Referências

- [1] Pedro Fonseca. “Guia para a redação de relatórios”. Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática. Universidade de Aveiro. 2012.
- [2] Pedro Fonseca. “Lab assignments guide”. Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática. Universidade de Aveiro. 2020.
- [3] Alexandre Mota. “Eletrónica de Potência”. Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática. Universidade de Aveiro. 2017.
- [4] Vishay. Datasheet: 1N4148. Electronic Publication. Julho, 2017.
- [5] Analog Devices. Datasheet: AD824. Electronic Publication. 2015.
- [6] Analog Devices. Datasheet: AD8030. Electronic Publication. 2012.
- [7] Texas Instruments. Datasheet: TL431. Electronic Publication. Julho, 2012.
- [8] Texas Instruments. Analog Engineer’s Circuit: Amplifiers, Window comparator circuit. Electronic Publication. Fevereiro, 2019.
- [9] Joaquim Leitão. “Guia de Tratamento de dados experimentais”. Universidade de Aveiro. 2017.

Anexos

Anexo 1: Diagramas da arquitetura do sistema

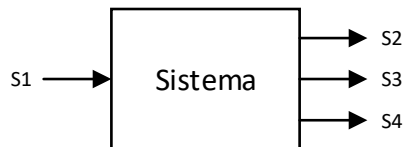


Figura 1 - Diagrama de blocos de nível 0

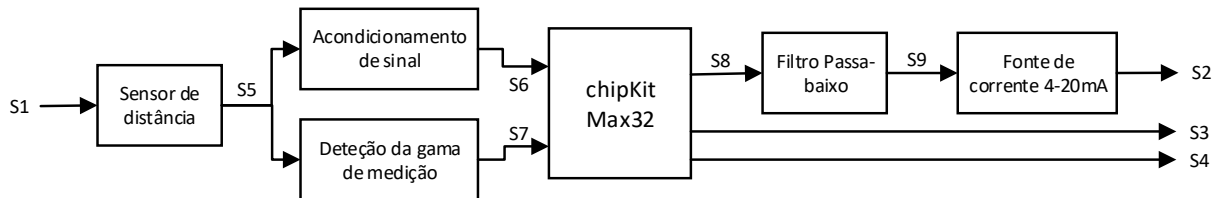


Figura 2 - Diagrama de blocos de nível 1

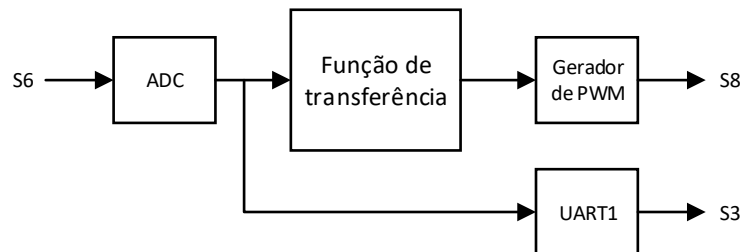


Figura 3 - Diagrama de blocos de nível 2

Anexo 2: Gráficos dos pontos experimentais tensão vs distância

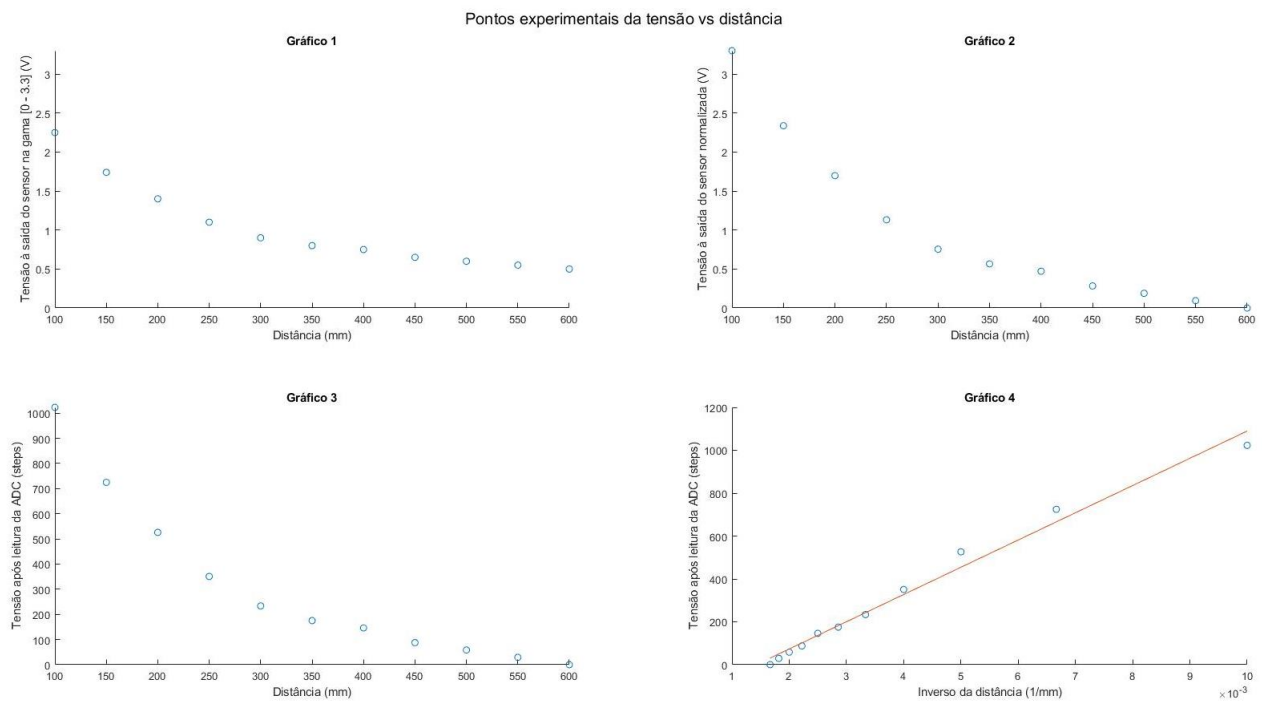


Figura 4 - Pontos experimentais da tensão vs distância

Anexo 3: Fluxograma do software

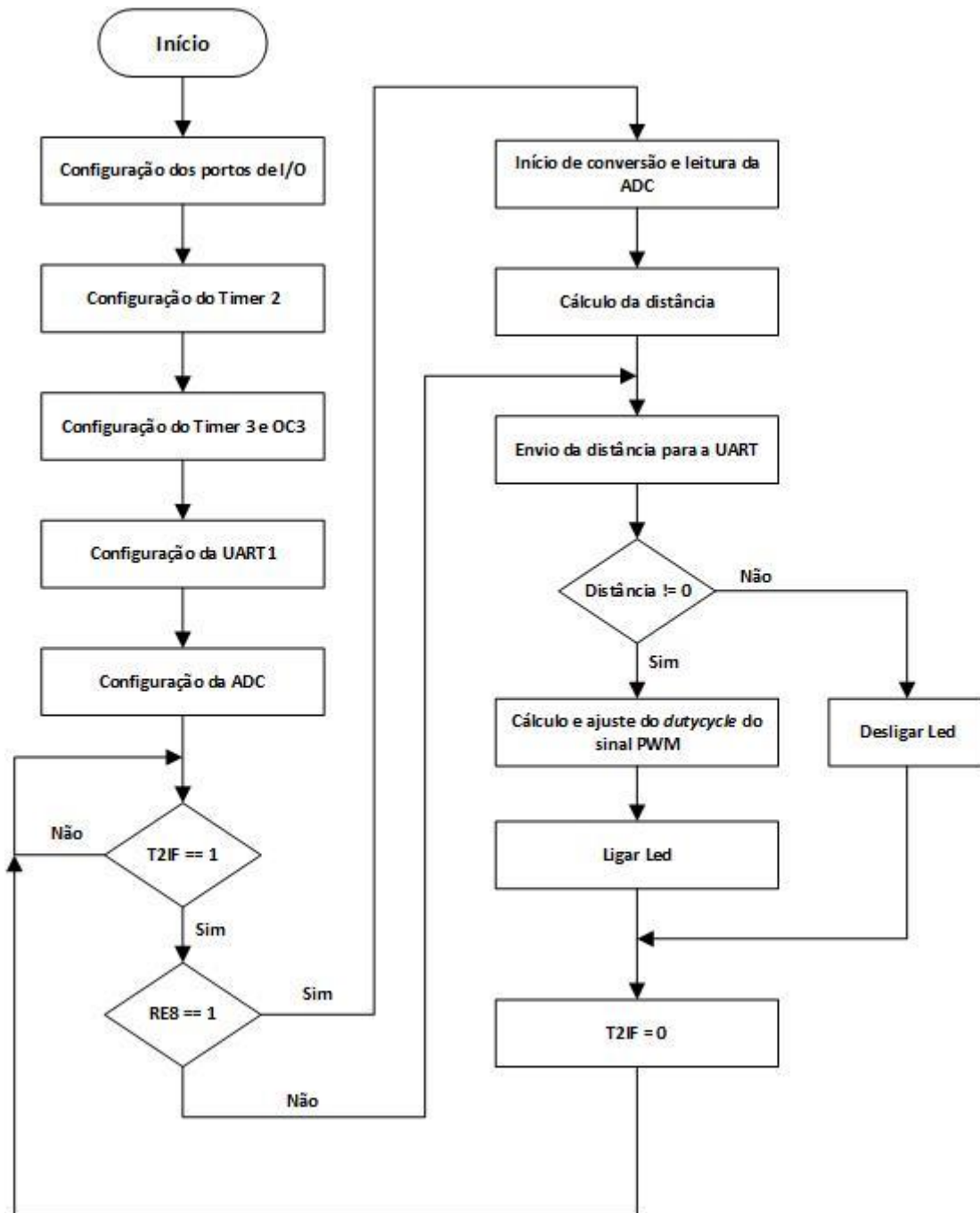


Figura 5 - Fluxograma do software

Anexo 4: Circuito de acondicionamento de sinal

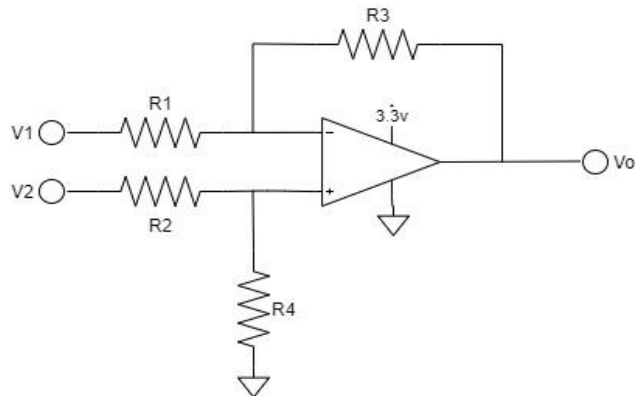


Figura 6 - Circuito de acondicionamento de sinal

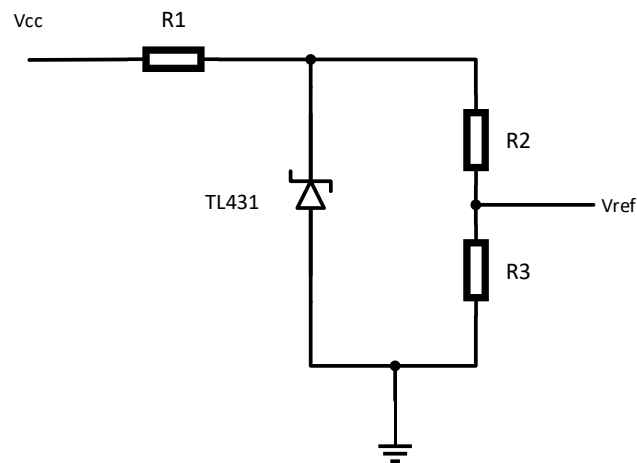


Figura 7 – Tensão de referência com TL431

Anexo 5: Circuito de detecção da gama de comparação

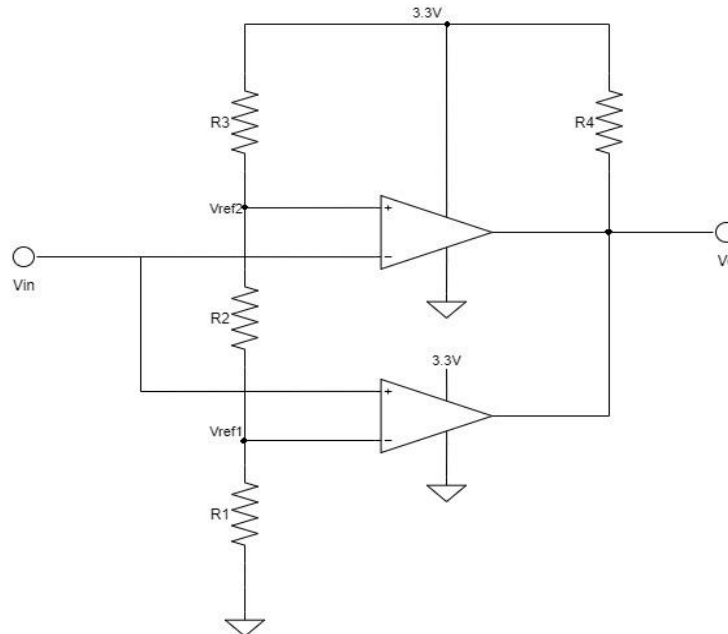


Figura 8 - Circuito comparador para detetar gama de comparação

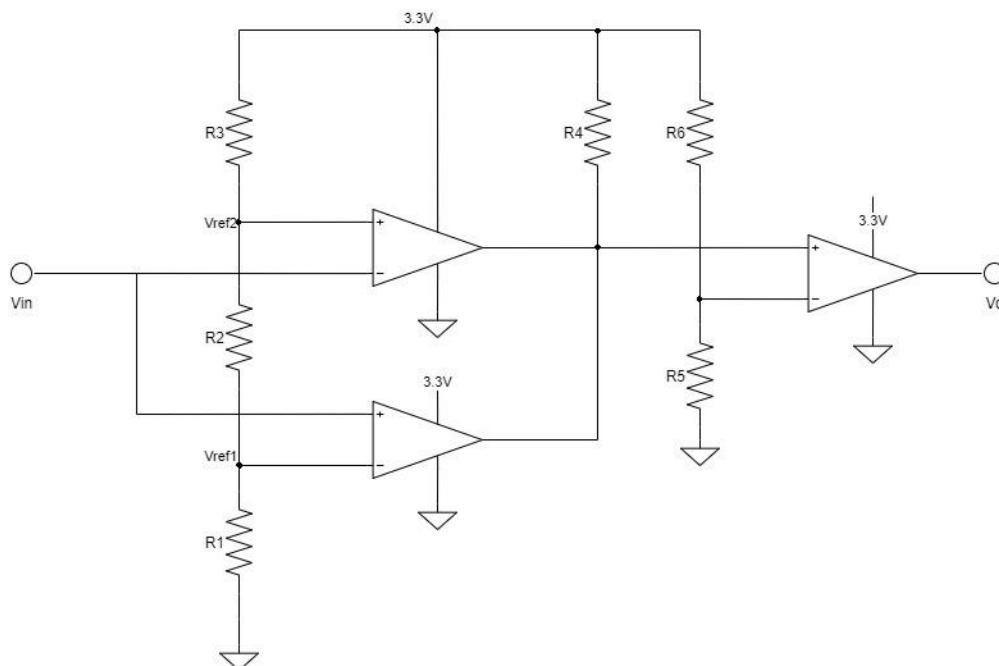


Figura 9 - Circuito comparador para detetar gama de comparação final

Anexo 6: Filtro RC

Escolha e dimensionamento dos componentes:

Escolhemos uma relação de $R2 = 10 * R1$ e $C1 = 10 * C2$, de modo a diminuir a impedância à entrada do filtro. Atribuindo $1k\Omega$ a $R1$, por esta relação $R2$ é igual a $10k\Omega$ e, atribuindo $1\mu F$ ao valor de $C1$, $C2$ seria $100nF$. Porém este valor de $C2$, foi aumentado para $220nF$ de modo a obtermos uma frequência de corte mais próxima dos $100Hz$. Partindo

da expressão típica de cálculo da frequência de corte para um filtro deste género calculamos a frequência de corte, $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2}} \Rightarrow f_c = 107,3 \text{ Hz}$, frequência próxima dos 100 Hz.

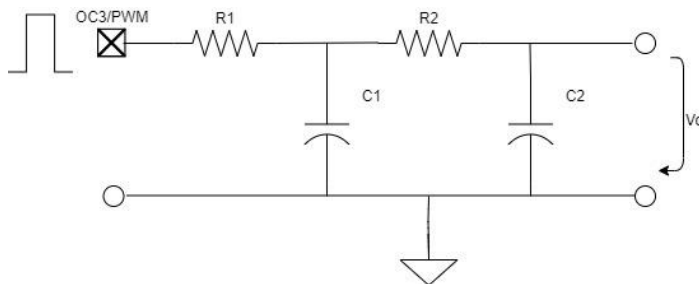


Figura 10 - Filtro RC de 2ª ordem

Anexo 7: Conversor 4-20 mA

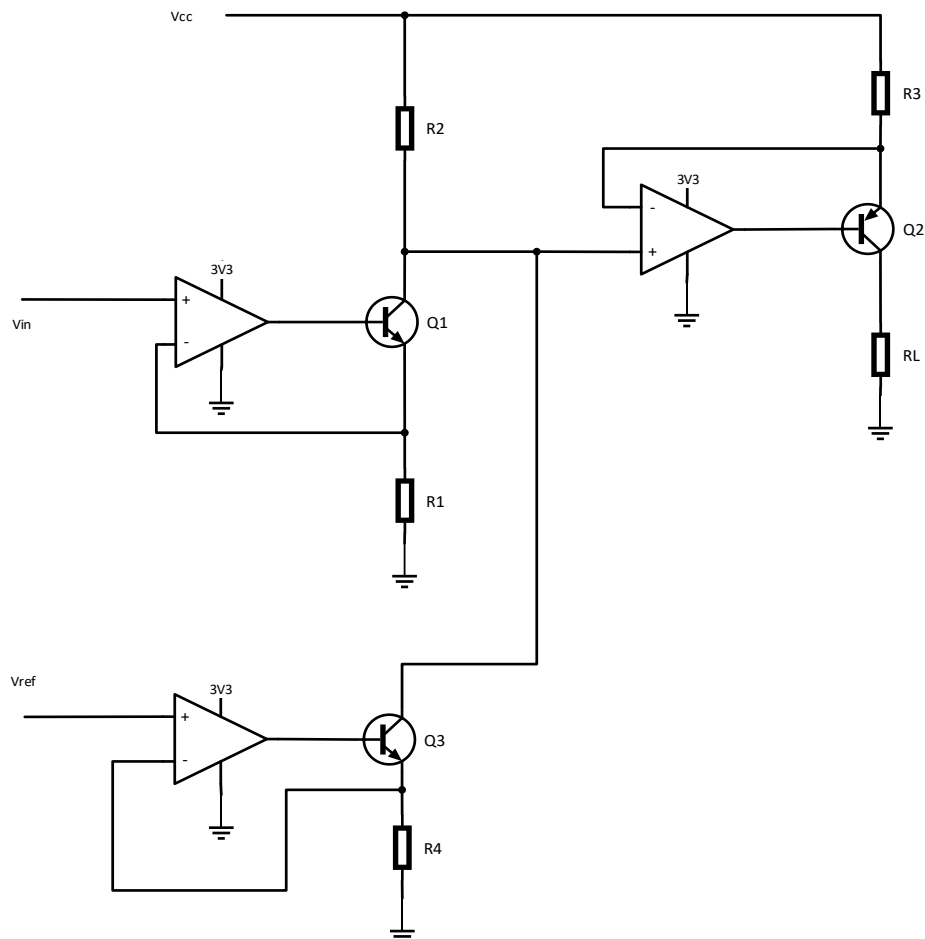


Figura 11 - Conversor 4-20mA

Anexo 8: Resultados da simulação do circuito de acondicionamento de sinal

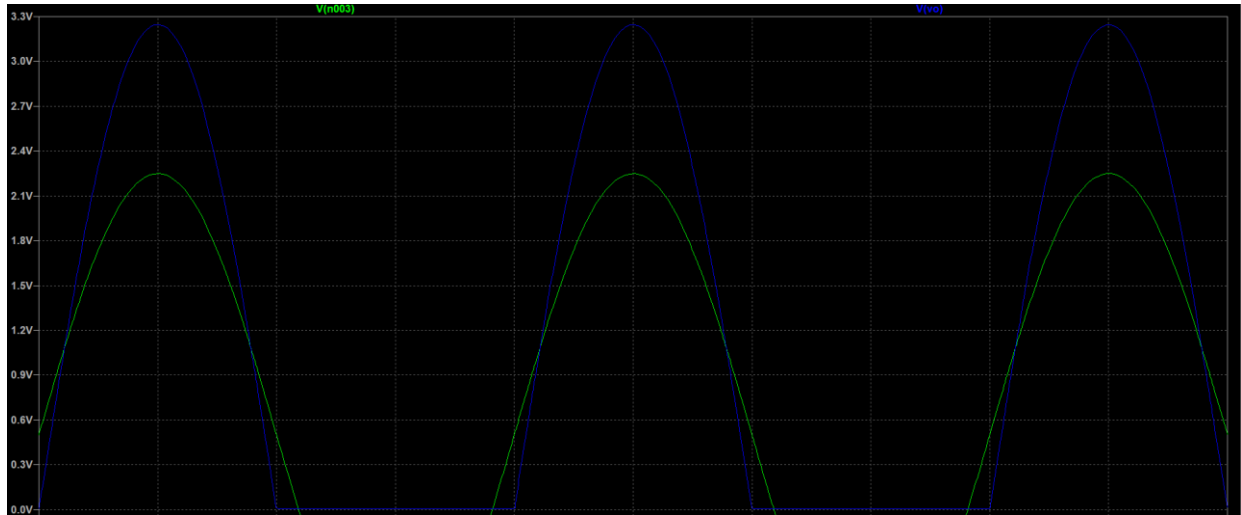


Figura 12- Simulação do circuito de acondicionamento de sinal com fonte de tensão ideal

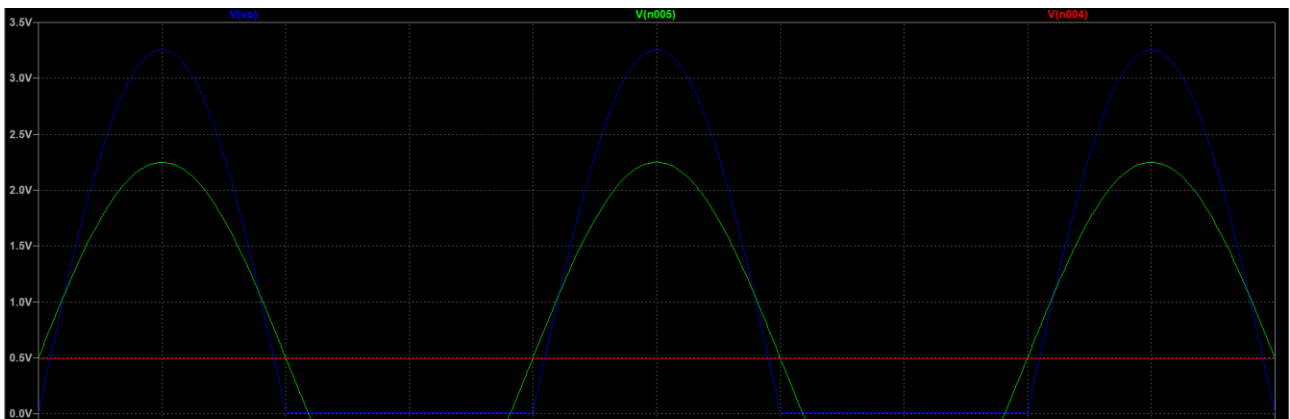


Figura 13- Simulação do circuito de acondicionamento de sinal com circuito de referência

Anexo 9: Resultados da simulação do circuito de detecção da gama de comparação

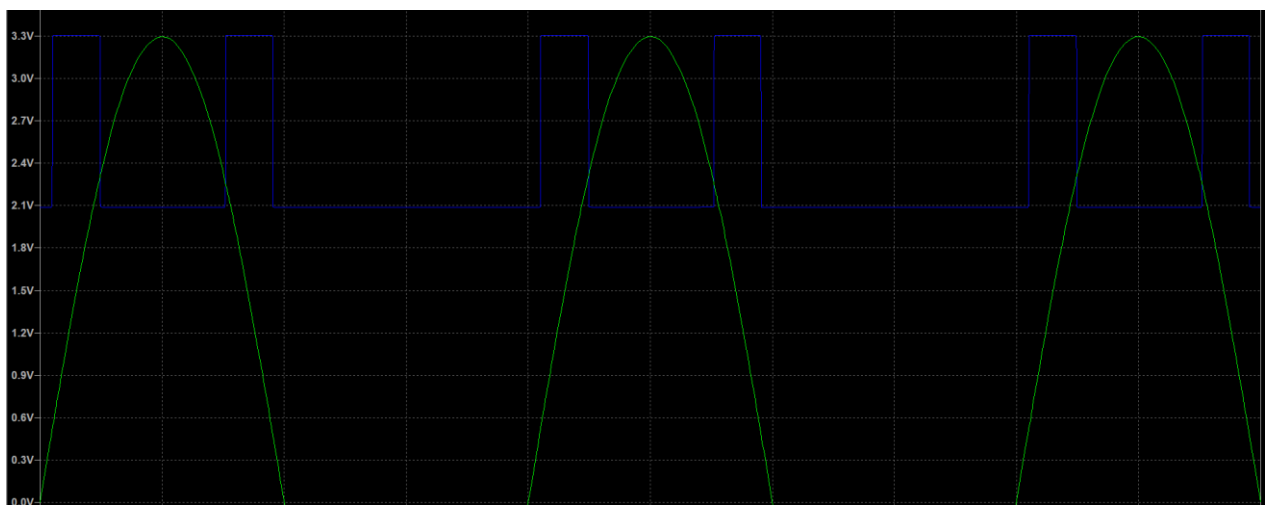


Figura 14- Simulação do circuito da Figura 8

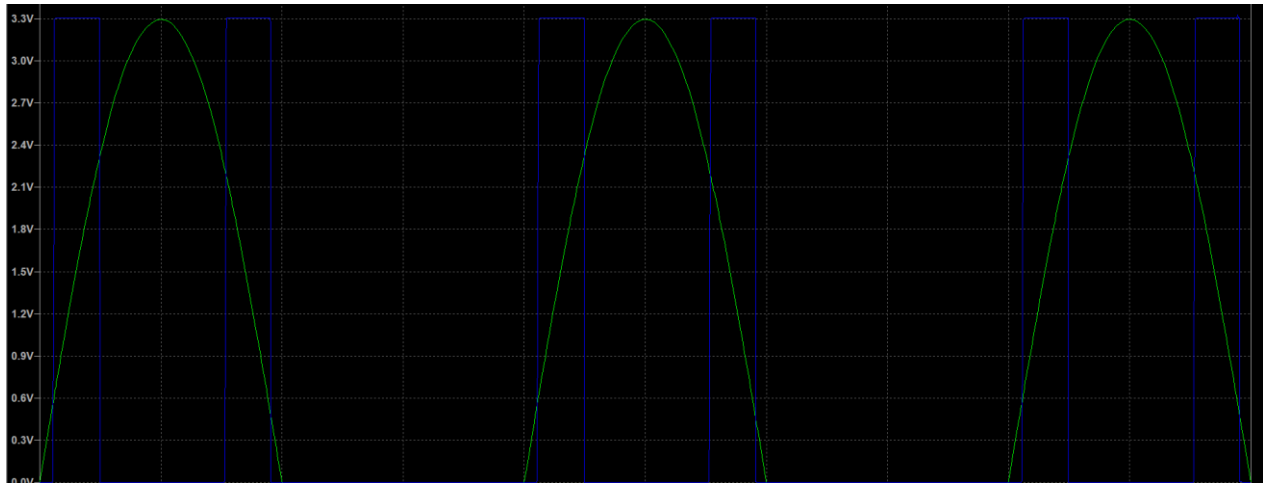


Figura 15 – Simulação do circuito com terceiro comparador

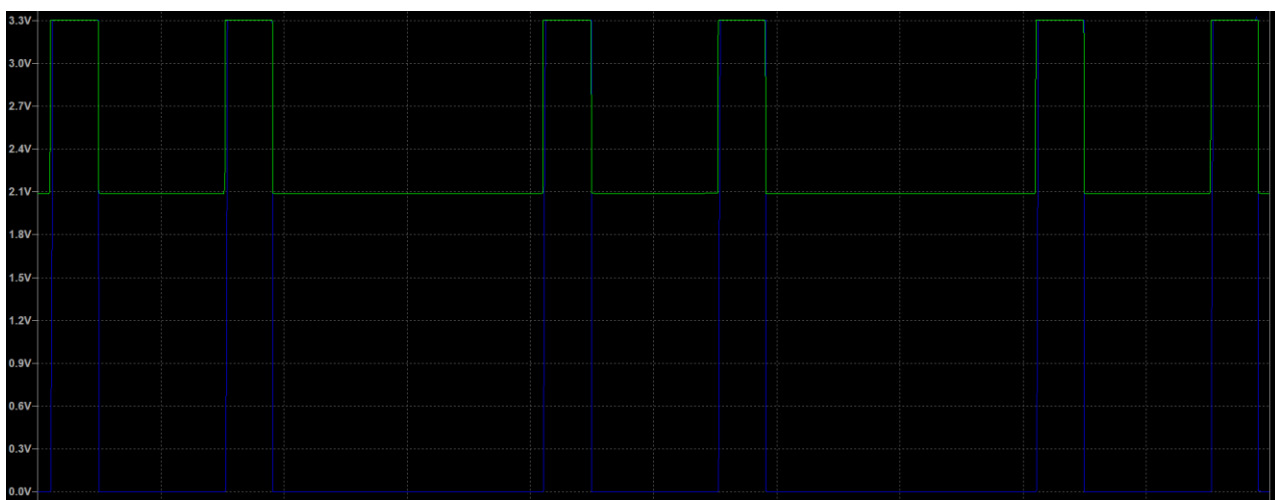


Figura 16 – Sobreposição das ondas na saída dos circuitos de comparação

Anexo 10: Resultados da simulação do filtro RC

Para estudo do filtro que projetamos, obtivemos por simulação o diagrama de bode da Figura 17. Neste, conseguimos observar que a frequência de corte obtida é de cerca 96Hz. A frequência de corte corresponde ao valor de frequência no qual o sinal é atenuado por um fator de $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^n$, em que n é a ordem do filtro. Ora, sendo a ordem do filtro 2, o cálculo de $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2$ corresponde, aproximadamente a -6dB. No gráfico da simulação, a frequência em que o sinal sofre atenuação de 6dB corresponde aos 96Hz. Do gráfico, retiramos ainda que aos 2kHz, a atenuação que obtivemos pela simulação foi de cerca 50dB. De 100Hz a 2kHz corresponde a mais de uma década, se o sinal atenua 40dB por década o valor obtido está conforme o esperado. Sendo um filtro de ordem 2, a fase varia entre os 0 e os -180, como observado no gráfico. A atenuação obtida à frequência de 2kHz é um bom resultado para os objetivos propostos.

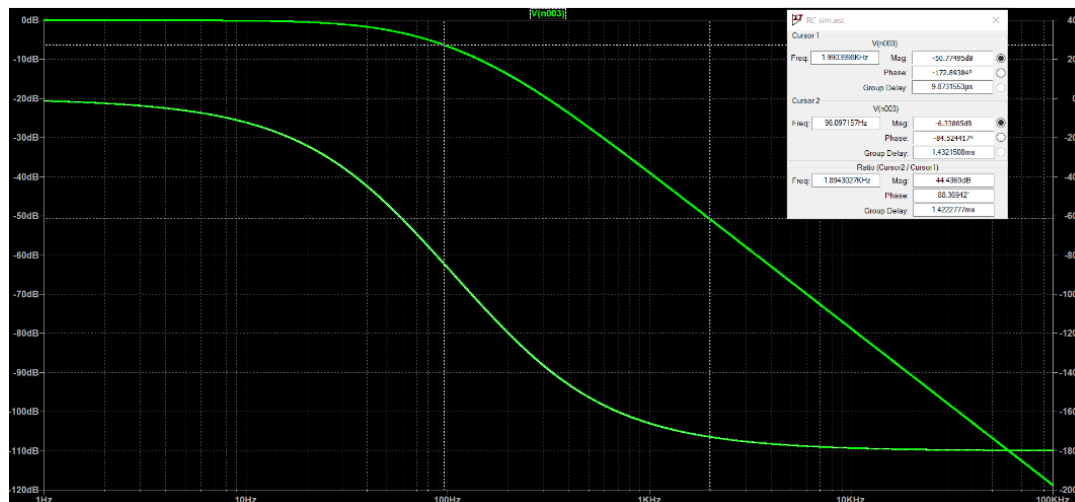


Figura 17 - Diagrama de bode do filtro RC dimensionado

Na simulação da figura abaixo está representado a verde o sinal de PWM com uma frequência de 2kHz aplicado à entrada do filtro e a azul o sinal filtrado à saída do circuito RC. Fizemos variar o *duty-cycle* do PWM num número de períodos iguais de 20%, 50% e 80%. A observação imediata que se pode retirar é que a componente DC é filtrada com êxito. Olhando para os valores, a 20% de *duty-cycle* o sinal à saída está nos 650mV aproximadamente, com 50% nos 1,65V e com 80% nos 2.65V, aproximadamente. Por fim, observamos que à saída o sinal apresenta um *ripple* desprezável, só observável em escalas de tensão muito reduzidas.

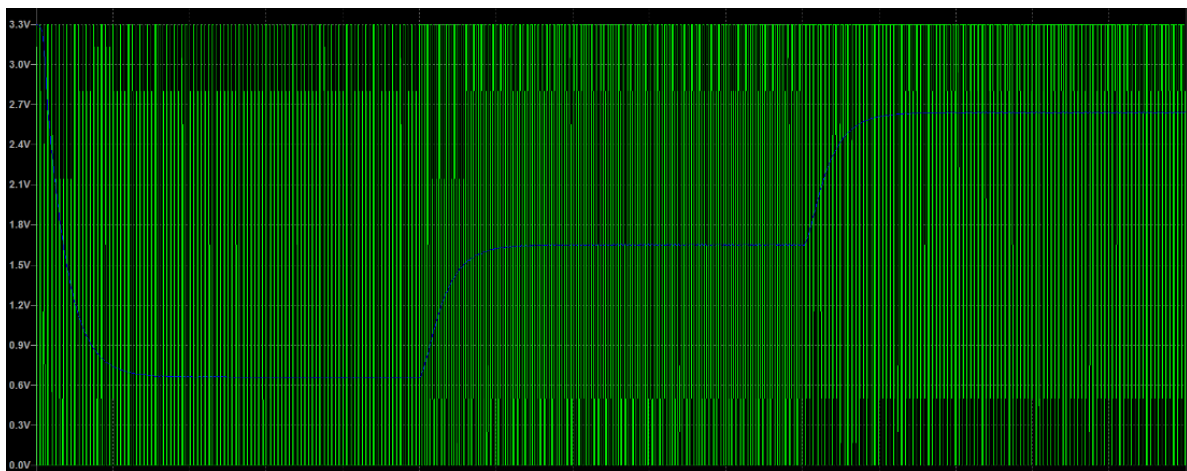


Figura 18 - Resposta do filtro a um sinal PWM com 2kHz

Anexo 11: Resultados da simulação do conversor 4-20mA

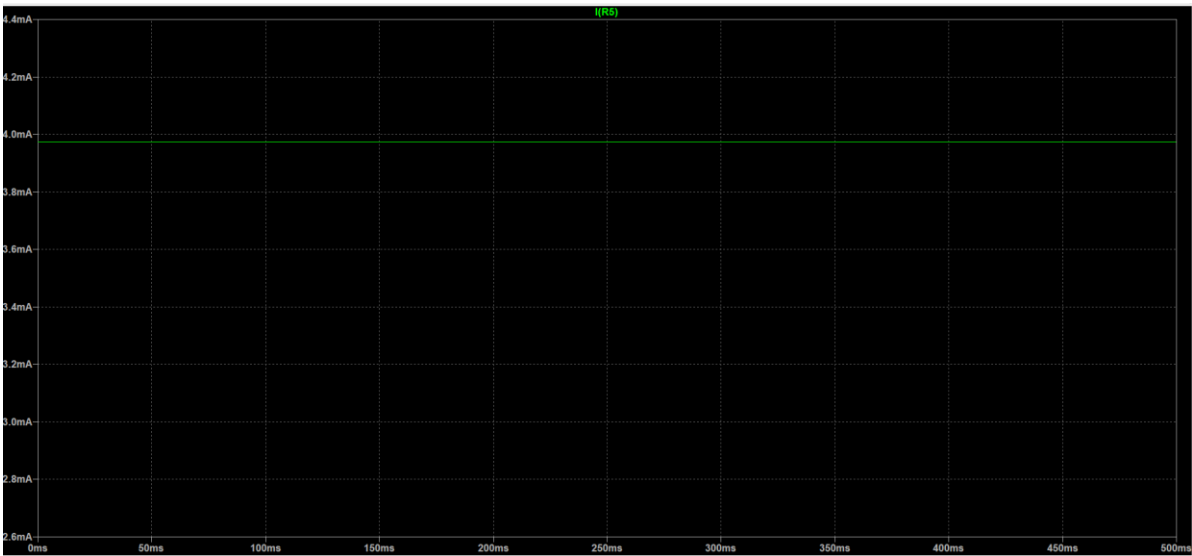


Figura 19 - Corrente à saída do conversor, quando aplicados 0V em V_{in}



Figura 20 - Corrente à saída do conversor, quando aplicados 3.3V em V_{in}

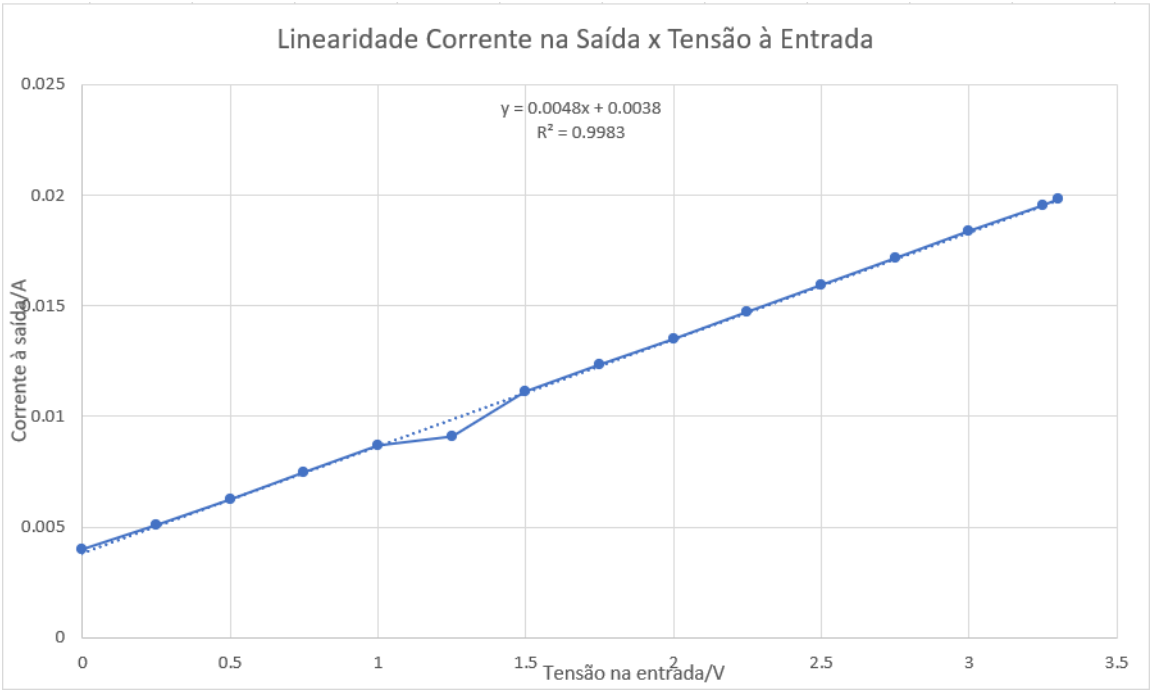


Figura 21- Gráfico Corrente na saída x Tensão na entrada

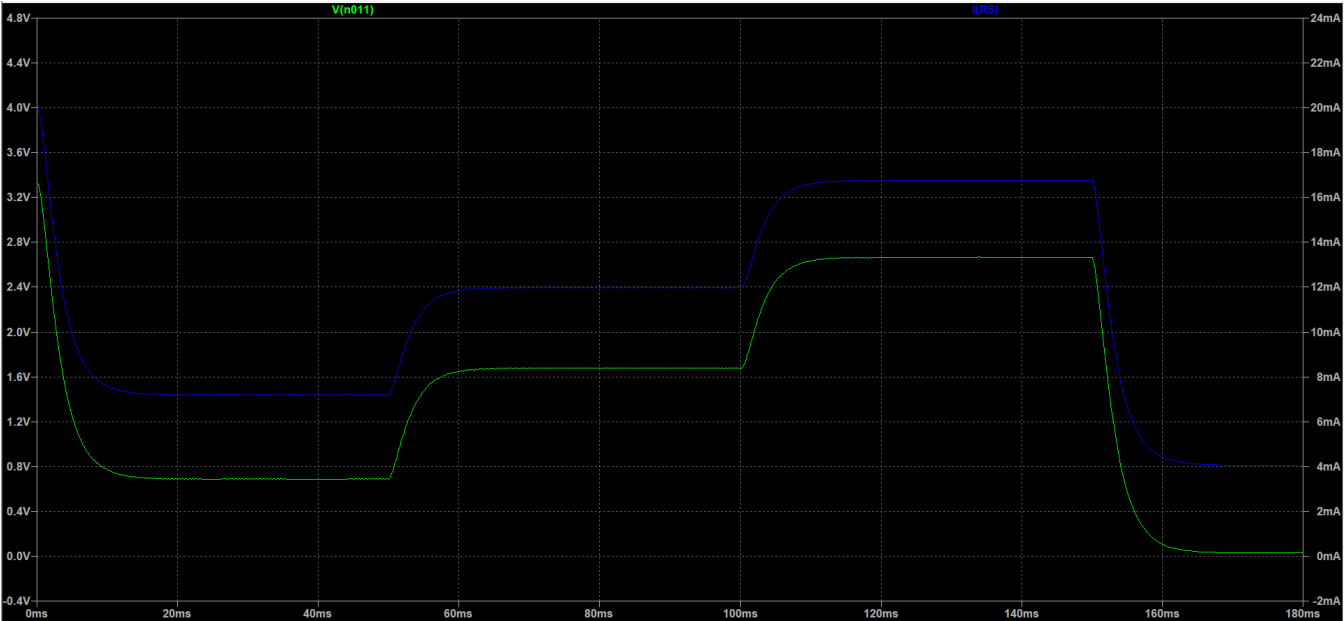


Figura 22 - Sinal filtrado do PWM e corrente na saída