



Universidade do Minho

Licenciatura em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Projeto Integrador em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores I

Relatório Final

Etapa 2

Grupo:

Christian García A101170

Gonçalo Oliveira A95309

Rui Rocha A101741

Tiago Teixeira A101740

Trabalho desenvolvido sob orientação do:
Professor Doutor Luís Louro

Universidade do Minho
2023/2024

Conteúdo

Lista de Figuras	iii
-------------------------	------------

Lista de Tabelas	v
-------------------------	----------

1 Estado da arte	1
1.1 Introdução	1
1.2 Especificações	1
1.2.1 Valores de funcionamento	1
1.2.2 Dimensões	2
1.3 Simulação Mecânica	2
1.3.1 Servo Motores	2
1.4 Diagrama de blocos do braço robótico	4
2 Alimentação - Rede/Bateria	5
2.1 Conceito da alimentação	5
2.1.1 Diagrama de blocos da alimentação	5
2.1.2 Especificações da bateria	5
2.2 Carregador da bateria	5
2.2.1 Conceito	5
2.2.2 Circuito	6
2.2.3 Processo de raciocínio e desenvolvimento	6
2.2.4 Simulações	10
2.2.5 Fase experimental e resultado experimental	11
2.2.6 Dissipador	11
2.3 Comutador de energia	12
3 Segurança	13
3.1 Sensores Infravermelhos	13
3.1.1 Fase Experimental Inicial	13
3.2 Diagrama de blocos do circuito de segurança	14
3.3 Circuito	14
3.3.1 Dimensionamento	15
3.3.2 Simulação e resultados experimentais	18
4 Controle e Máquina de Estados	20
4.1 Preâmbulo	20
4.2 Automático	20
4.2.1 Máquina de estados	20
4.2.2 Gerador de impulsos	23
4.2.3 Estado inicial	24
4.2.4 Influência do sensor de proximidade	24
4.3 Manual	25
4.3.1 Ajuste da tensão de entrada	25
4.3.2 <i>Multiplexer</i>	25
4.3.3 Transição tensão/PWM	27
4.3.4 Driver	27



5	Desenvolvimento PCB's	29
5.1	Desenho de <i>PCB</i> 's	29
5.1.1	Desenho do Layout	29
5.2	PCB Alimentação	30
5.3	PCB Couter	30
5.4	PCB Motores	31
5.5	PCB Sensores	31
6	Conclusão e trabalho futuro	32
6.1	Horas Investidas	32
6.2	Custos	32
6.3	Discussão	32
6.4	Trabalhos Futuros	32
6.5	Agradecimentos	32
7	Webgrafia	34

Lista de Figuras

1.1	Vista lateral superior do braço - 3D.	2
1.2	Malha fechada - sistema de controlo.	2
1.3	Gráfico de posição e binário.	3
1.4	<i>Simulink</i> - sistema de controlo.	3
1.5	Gráfico de posição e binário.	4
1.6	Diagrama Blocos Braço	4
2.1	Circuito do carregador	5
2.2	Circuito do carregador	6
2.3	<i>Circuito carregador - LM317 datasheet</i>	7
2.4	<i>Circuito Regulador - LM317</i>	7
2.5	<i>Circuito Boost - LM317</i>	8
2.6	<i>Circuito Limitador - LM317</i>	9
2.7	<i>Circuito final - LM317</i>	9
2.8	Simulação com 1Ω	10
2.9	Simulação com $10\text{ k}\Omega$	10
2.10	Curva característica do carregador com reóstato	11
2.11	Circuito do <i>SD40C30C</i>	12
3.1	Valores obtidos em Laboratório.	13
3.2	<i>Datasheet.</i>	13
3.3	Esboço 3D.	13
3.4	Diagrama sensores.	14
3.5	Simulação em <i>Tina-Ti.</i>	15
3.6	Vista com pormenor do somador, em <i>Tina-Ti.</i>	15
3.7	Vista com pormenor da referência, em <i>Tina-Ti.</i>	16
3.8	Vista com pormenor do comparador, em <i>Tina-Ti.</i>	16
3.9	Fórmulas do 555 astável	17
3.10	Vista com pormenor do sinal de relógio, em <i>Tina-Ti.</i>	17
3.11	Vista com pormenor do <i>Flipflop</i> e periferia, em <i>Tina-Ti.</i>	17
3.12	Tensão referência a 25% do valor.	18
3.13	Tensão referência a 75% do valor.	18
3.14	Tensão da onda do <i>Timer 555.</i>	19
3.15	Tensão de referência.	19
3.16	Tensão do somador abaixo da referência.	19
3.17	Tensão do somador acima da referência.	19
4.1	Diagrama de fluxo do sistema de controlo	20
4.2	Esboço 3D	21
4.3	TINA: Circuito máquina de estados	22
4.4	TINA: Gráfico temporal de máquina de estados	23
4.5	TINA: Gráfico temporal do 555	23
4.6	TINA: Circuito do 555	24
4.7	Fórmulas do 555 astável	24
4.8	TINA: Gráfico temporal do 555	25
4.9	Tabela de verdade do CD4052	26
4.10	Circuito <i>multiplexer</i>	26



4.11	Circuito do TL494	27
4.12	Circuito do driver	28
5.1	Esquemático PCB Alimentação.	30
5.2	3D PCB Alimentação.	30
5.3	Esquemático PCB Counter.	30
5.4	3D PCB Counter.	30
5.5	Esquemático PCB Motores.	31
5.6	3D PCB Motor.	31
5.7	Esquemático PCB sensores.	31
5.8	3D PCB sensores.	31

| **Lista de Tabelas**

1.1	Valores de Funcionamento e especificações	1
1.2	Valores previstos	2
2.1	Especificações da bateria	5
2.2	Especificações dos transístores	11
4.1	Tabela de estados	21

1 | Estado da arte

1.1 Introdução

No âmbito da Unidade Curricular de Projeto Integrador 1, para efeitos de concretização do projeto e como maior pertinência de interesse e aplicabilidade foi idealizado um braço robotizado.

Urge numa necessidade de inovação, rigor e apoio especializado em determinadas secções que pode ser sobrevalorizado com esta produção. Poderá ser uma mais valia em diversas áreas do mercado, direcionado para a indústria ou distribuição, assim como, em situações quotidianas simples, nomeadamente um apoio em situações de necessidades especiais de inclusão.

Este projeto deu oportunidades singulares em inúmeras áreas de capacitação industrial ou até mesmo uso adaptado individual, uma vez que ele trabalha autonomamente. Este estímulo numa dinâmica inovadora e a preço aceitável poderá ser uma solução privilegiada em situações complexas. Controlo de Servo Motores, alimentação e automação serão objetos de estudo essenciais.

Desde a Revolução Industrial, as máquinas tornaram-se cada vez mais presentes no meio laboral de forma a permitir que tarefas sejam executadas com maior precisão e velocidade em relação ao trabalho humano.

Inseridos no mundo industrial, tendo como referência a procura de soluções e após diversificadas pesquisas surgiu a ideia.

Um dispositivo robótico consiste num robô que seja capaz de manipular objetos e trabalhar com a cooperação do ser humano, onde, neste caso em concreto a sua base não estará numa posição móvel. Este braço tem a capacidade de agarrar e transportar objetos, com peso limitado à carga útil do robô, dentro do seu espaço abrangente.

1.2 Especificações

1.2.1 Valores de funcionamento

Definição	Valor	Unidade
Alimentação rede	24	V
Alimentação Bateria	12	V
Carga útil	100	g
DOF	4	°
Peso	1,8	kg

Tabela 1.1: Valores de Funcionamento e especificações

1.2.2 Dimensões

Dimensões	mm
Base	140
1º Eixo	250
2º Eixo	150
3º Eixo	50
Garra	60

Tabela 1.2: Valores previstos

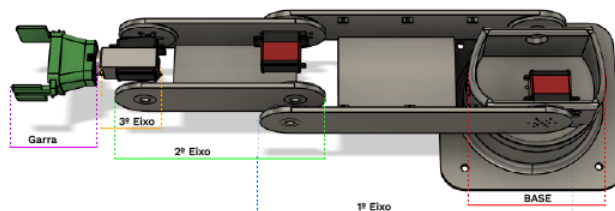


Figura 1.1: Vista lateral superior do braço - 3D.

1.3 Simulação Mecânica

1.3.1 Servo Motores

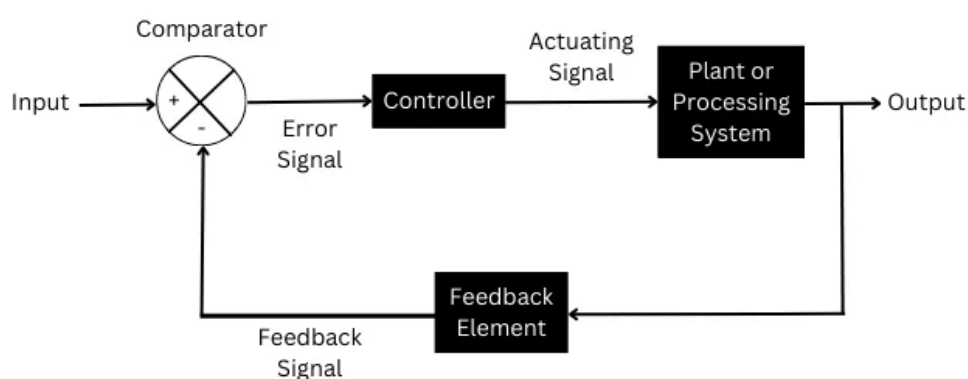


Figura 1.2: Malha fechada - sistema de controlo.

Durante a pesquisa acerca da escolha dos motores que seriam mais adequados para este projeto, concluiu-se que a utilização de servo-motores são a melhor opção em termos de custo, peso e fiabilidade.

Dentro de um motor servo já se encontra um sistema de controlo em malha fechada, constituído por um controlador, um potenciómetro (feedback) e um motor CC (planta). O funcionamento deste parte da geração de uma onda quadrada com frequência de 50 Hz a 500 Hz, sendo a sua posição alterada através da variação do Duty Cycle numa excursão entre 1 e 2 ms, correspondendo 1 ms a 0°, 1.5 ms a 90° e 2 ms a 180°.

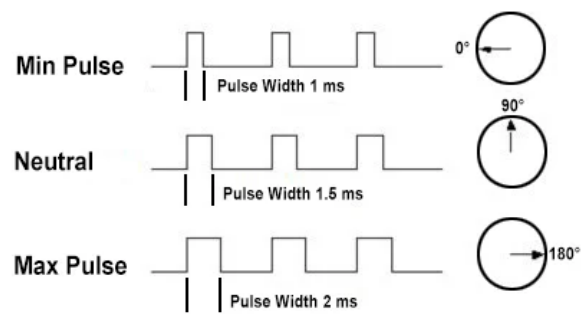
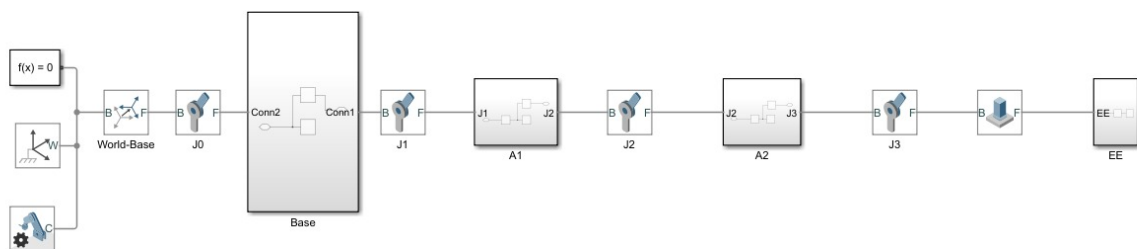


Figura 1.3: Gráfico de posição e binário.

Através de simulação feita em *MatLab/Simulink*, foi possível ver o binário fornecido por cada motor em diferentes posições. Com isso, foram determinados os diferentes binários mínimos em cada eixo para atingir a carga útil.

Figura 1.4: *Simulink* - sistema de controlo.

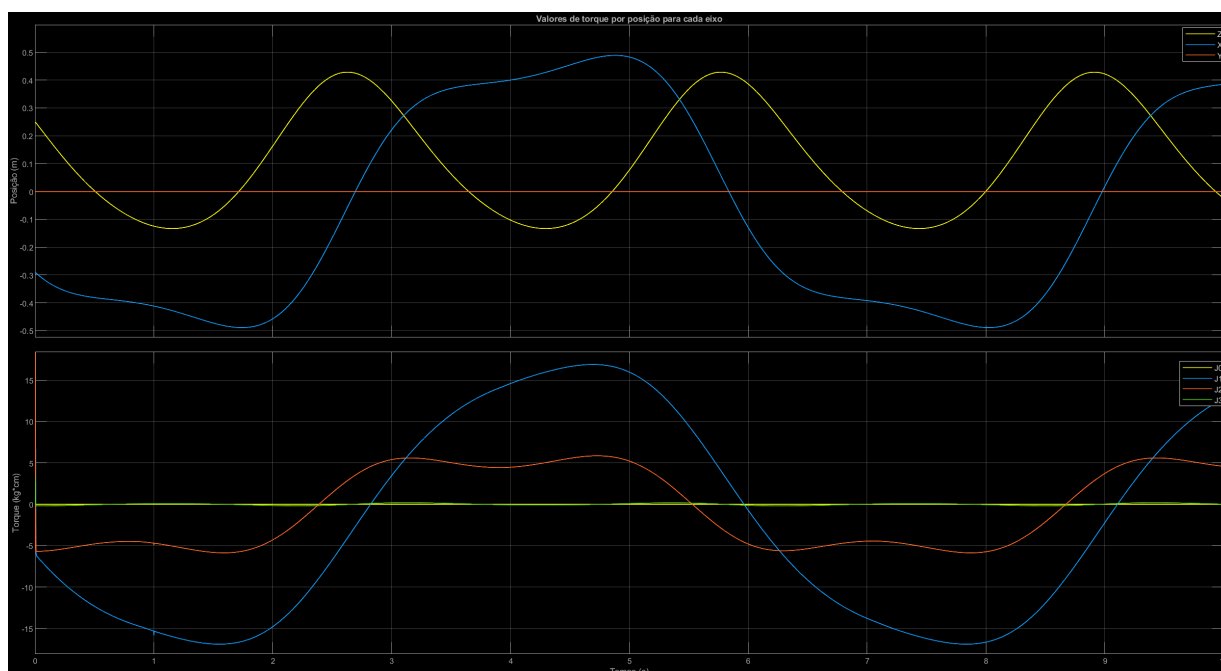


Figura 1.5: Gráfico de posição e binário.

Observando os gráficos correspondentes à posição da garra em relação à base e do binário em cada motor, viu-se que o pico máximo seria no 1º eixo com uma amplitude de 16 kg/cm. O resto dos motores vão ter um binário inferior .

1.4 Diagrama de blocos do braço robótico

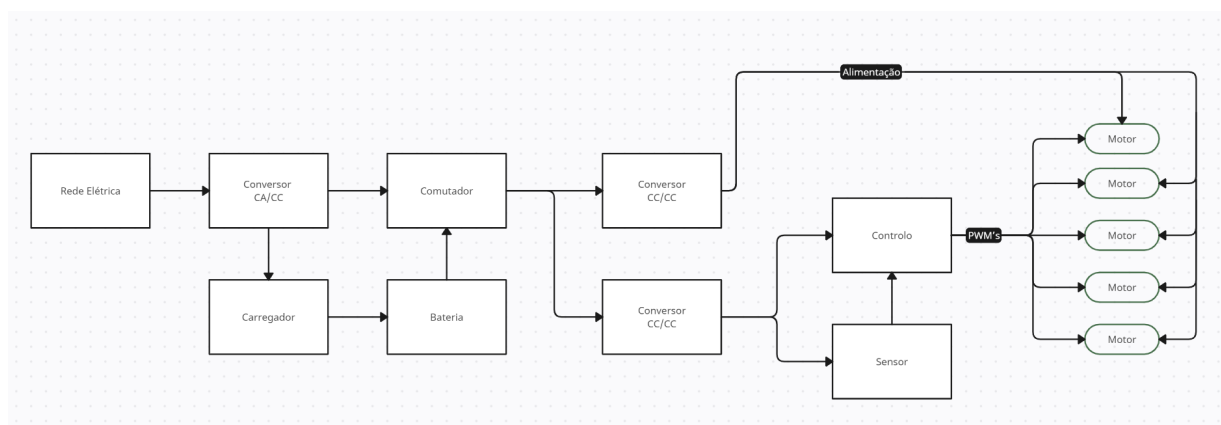


Figura 1.6: Diagrama Blocos Braço

2 | Alimentação - Rede/Bateria

2.1 Conceito da alimentação

Com conceito de ser portátil e de operação contínua, uma bateria e um comutador de energia é necessário. Permitindo uma transição suave entre a energia proveniente da rede elétrica e a energia armazenada em baterias. Este sistema assegura uma conectividade contínua, mesmo durante quedas de energia. Quando a rede elétrica está operacional, o comutador direciona a energia para alimentar os dispositivos e, simultaneamente é iniciado o processo de carregamento da bateria. Esta operação contínua garante que a bateria esteja sempre pronta para atuar.

2.1.1 Diagrama de blocos da alimentação

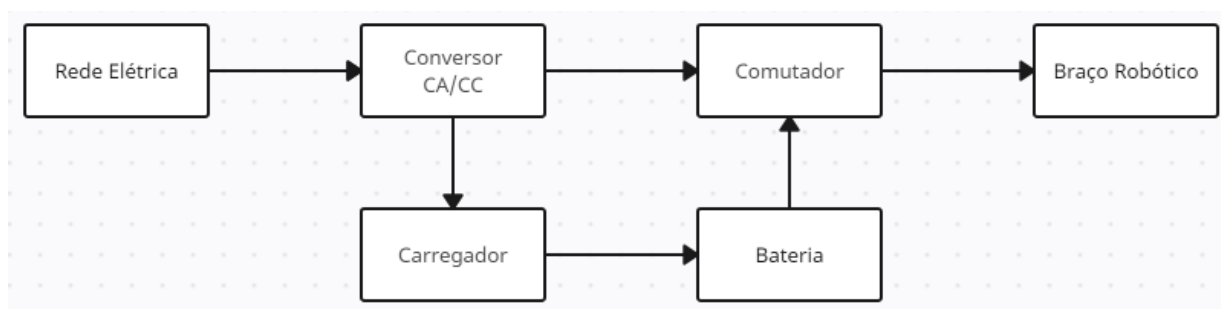


Figura 2.1: Circuito do carregador

2.1.2 Especificações da bateria

Bateria - Kaise - KB127S		
Instruções	Tensão(V)	Corrente(A)
Cycle Use	13.5 - 13.8	-
Floating Use	14.4 - 15	1.75

Tabela 2.1: Especificações da bateria

2.2 Carregador da bateria

2.2.1 Conceito

Com o estudo de diferentes tipos de carregadores de bateria, vimos que a melhor aplicação no nosso caso seria o método de tensão constante com limitador de corrente. Nesse método, a tensão aplicada à bateria é mantida constante durante a maior parte do processo de carga, mas a corrente é limitada para evitar sobrecarga. Isso ajuda a garantir uma carga rápida e eficiente, mantendo a segurança da bateria.

Fase de Carga Inicial:

Durante a fase inicial do processo de carga, a tensão aplicada à bateria é mantida constante em um nível pré-definido para carregamentos mais rápidos, geralmente em torno de 14.4 V, tensão de *Cycle Use*, para baterias de 12 V, num entanto está a ser aplicado apenas 13.7 V, tensão de *Floating Use*, devido a falta de circuito de condicionamento de sinal vindo da bateria e comutador entre essas tensões, para além disso por ser apenas utilizada em breves momentos de falta de energia. Nesta fase, a corrente é permitida

a aumentar até atingir o limite de corrente estabelecido.

Limitação de Corrente:

Um limitador de corrente é incorporado ao circuito do carregador para garantir que a corrente não ultrapasse o valor seguro estabelecido pelo fabricante da bateria, 1,75 A. À medida que a bateria se aproxima da carga completa, a corrente diminui devido à resistência interna da bateria e às características de carga da bateria.

Fase de Absorção:

Conforme a carga da bateria aumenta e a corrente diminui, o carregador entra na fase de absorção. Nesta fase, a tensão constante de 14.4 ou 13.7 V é mantida, mas a corrente diminui gradualmente à medida que a bateria absorve mais carga.

Fase de StandBy:

Após a fase de absorção, com circuito de condicionamento de sinal o carregador poderia comutar de 14.4 V, *Cycle Use* para 13.7 V, *Floating Use*. Nesta fase, a corrente é mantida em um nível mínimo para compensar as descargas naturais da bateria, mantendo-a completamente carregada.

2.2.2 Circuito

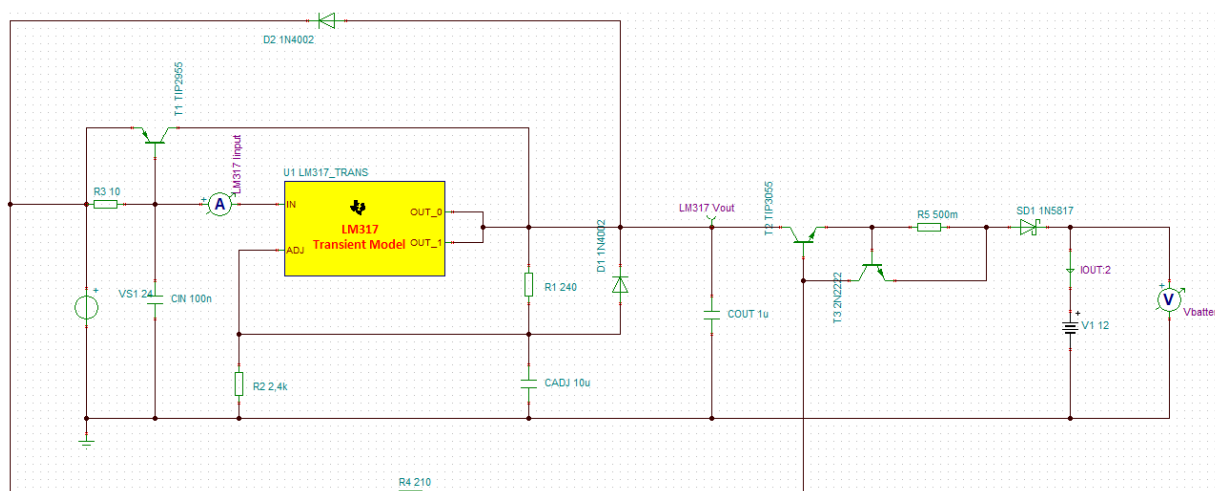


Figura 2.2: Circuito do carregador

2.2.3 Processo de raciocínio e desenvolvimento

Tendo em conta as especificações da bateria limitações de componentes e aplicação dos restantes circuitos, o desenvolvimento do carregador foi dividido entre 4 partes:

- Inspiração em outros circuitos
- Regulação de tensão
- *Boost* de Corrente
- Limitação de Corrente

- Revisão e proteção de componentes

Revisão e inspiração em outros circuitos:

Com o conhecimento de um regulador de tensão, *LM317*, a procura de um circuito que envolve um regulador de tensão tornou-se um pouco mais facilitada. Encontra-se inclusive um circuito de carregador de baterias no próprio *datasheet* do componente e inspira-mos nesse pois esse não poderia ser aplicado ao nosso projeto.

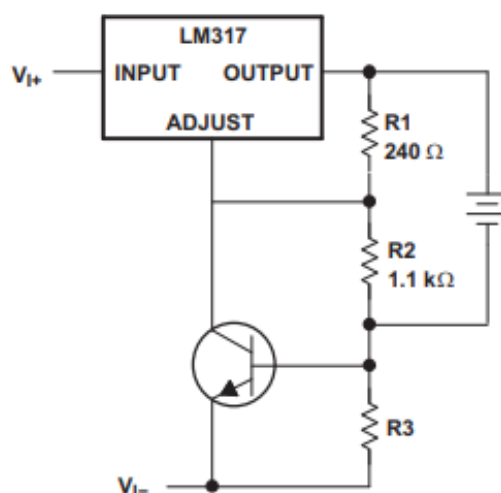


Figura 2.3: Circuito carregador - *LM317* *datasheet*

Devido ao nosso projeto envolver um comutador de energia entre rede elétrica e bateria, este circuito não poderia ser aplicado ao nosso projeto devido a *R3*. Quando a comutação de energia do braço robótico fosse alterada da rede elétrica para a bateria, a referência de *Ground* do resto dos circuitos do braço ia-se alterar, podendo ser um pouco prejudicial. Contudo, vendo este circuito, as ideias para o carregador foram definidas para as restantes partes.

Regulação de tensão

Como a bateria está tencionada a ser carregada com 13.8 V, procedeu-se ao dimensionamento de *R2*, tendo já *R1* como referência de 240 Ω. Vendo pela equação, obtemos um valor de 2400 Ω para *R2*.

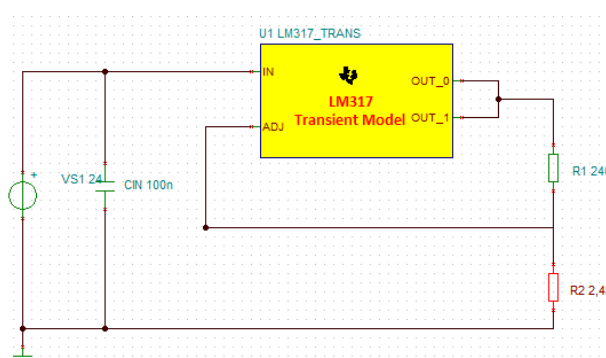


Figura 2.4: Circuito Regulador - *LM317*

$$V_{out} = 1.25 + R_2(I_{ADJ} + \frac{I_{ADJ}}{R_1})$$

$$R_2 = \frac{13.8 - 1.25}{50 \times 10^{-6} + \frac{1.25}{240}} \approx 2400\Omega$$

Boost de corrente

Apesar de o *LM317* ser um regulador de tensão bastante robusto, a sua área de trabalho está limitado a 1.5 A.

Sendo o nosso limite pretendido de 1.75 A, é necessário um boost de corrente por outro ramo. Para esse ramo é necessário um transistor PNP de potência devido à quantidade de corrente a passar por ele, neste caso foi escolhido o *TIP2955*. A corrente programada para "ligar" o transistor é feita através da *R3*, quando a corrente for superior a $\frac{V_{BE}}{R_3}$, este começa a conduzir e assim o resto da corrente dá *bypass* ao *LM317*.

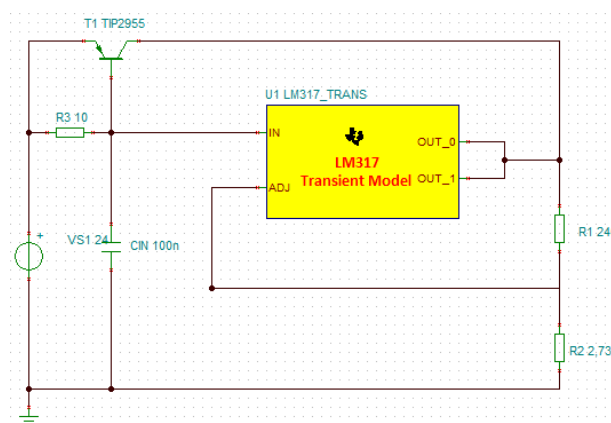


Figura 2.5: Circuito Boost - LM317

Limitador de corrente

Com o boost de corrente já inserido, partimos para a implementação do circuito limitador de corrente após o *LM317*, este feito a partir de dois transístor NPN, um de potência (*TIP3055*) por onde quase toda a corrente passa e um transístor de baixa potência de modo a controlar o limite (*2N2222*). Este limite é programado através de *R5*, como esta está a ser induzida uma tensão V_{BE} , entre os seus terminais, temos que a corrente limitada vai ser $\frac{V_{BE}}{R_5}$.

Pará além disso precisamos de uma resistência de modo a conduzir corrente para ativar o transístor *TIP3055*, para isso foi colocada uma resistência, *R4*. Como h_{fe} do *TIP3055* é entre 20 - 70 e o potencial na base presumidamente sendo $V_{carregamento} + 2 \times V_{BE}$ temos então que:

$$R_4 = \frac{V_{fonte} - (V_{carregamento} + 2 \times V_{BE})}{\frac{I_{limite}}{h_{fe}}}$$

$$R_4 = \frac{24 - (13.8 + 2 \times 0.7)}{\frac{1.75}{45}} \approx 210\Omega$$

Ambas as resistências R_4 e R_5 conforme os valores de tensão e corrente a que estão induzidos, necessitam de ser de potência.

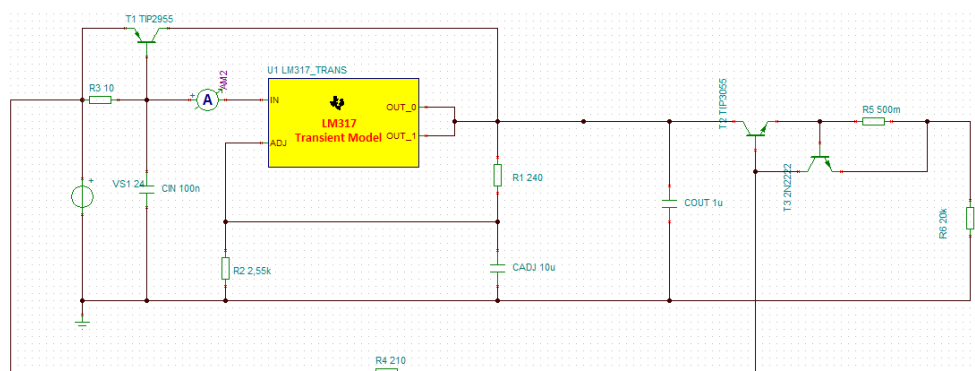


Figura 2.6: Circuito Limitador - LM317

Revisão e proteção de componentes

Após desenvolvido o circuito, passamos a rever os dimensionamentos do circuito e fazer a proteção do mesmo em caso de descargas da bateria e dos condensadores.

Começamos por redimensionar novamente a resistência R2 devido a que no caso da vida real a tensão de saída teria que ser aproximadamente $V_{carregamento} + V_{BE}$ devido ao limitador de corrente e as quedas em induzidas pelos transístores. Então temos que:

$$V_{carregamento} + V_{BE} = 13.8 + 0.7 = 14,5$$

$$V_{out} = 1.25 + R_2(I_{ADJ} + \frac{I_{ADJ}}{R_1})$$

$$R_2 = \frac{14,5 - 1.25}{50 \times 10^{-6} + \frac{1.25}{240}} \approx 2500\Omega$$

Com o redimensionamento feito, passamos a implementar proteção no circuito. Foi adicionado um diodo *Schottky* por ter baixa queda de tensão de condução e por ter alta velocidade de comutação entre os estados de condução e de corte, de modo a impedir que a bateria descarregue sobre o circuito do carregador quando este não está alimentado pela sua fonte. Por final, foram adicionados dois diodos 1N4002 de modo a que os condensadores do circuito não descarreguem sobre o LM317 e o transístor.

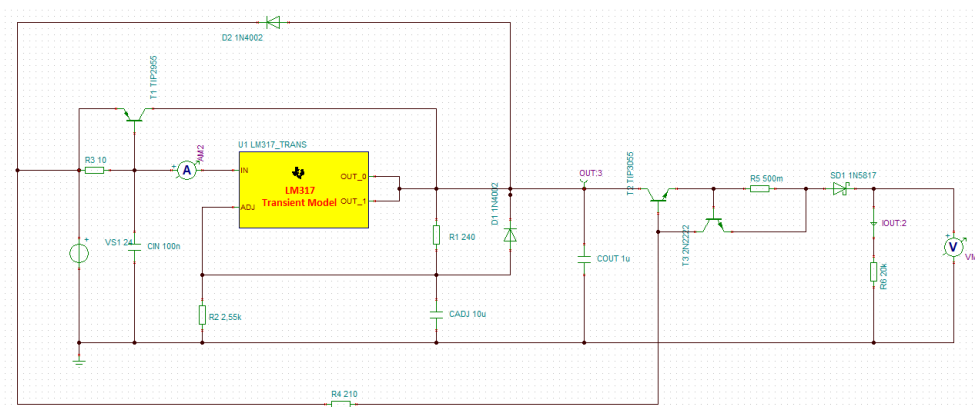


Figura 2.7: Circuito final - LM317

2.2.4 Simulações

Na primeira simulação no *TINA-TI* usando uma resistência de $1\ \Omega$ como exemplo de resistência interna da bateria, podemos observar que o circuito de boost de corrente e limitador de corrente, está a fazer o seu efeito. A corrente na resistência com $14,7\ \text{V}$ de saída do *LM317* seriam $14,7\ \text{A}$, com o boost e limitador de corrente implementado a corrente está a ser apenas $1,75\ \text{A}$, vendo isso no gráfico no medidor *a*, neste instante o circuito comporta-se como uma fonte de corrente para a bateria.

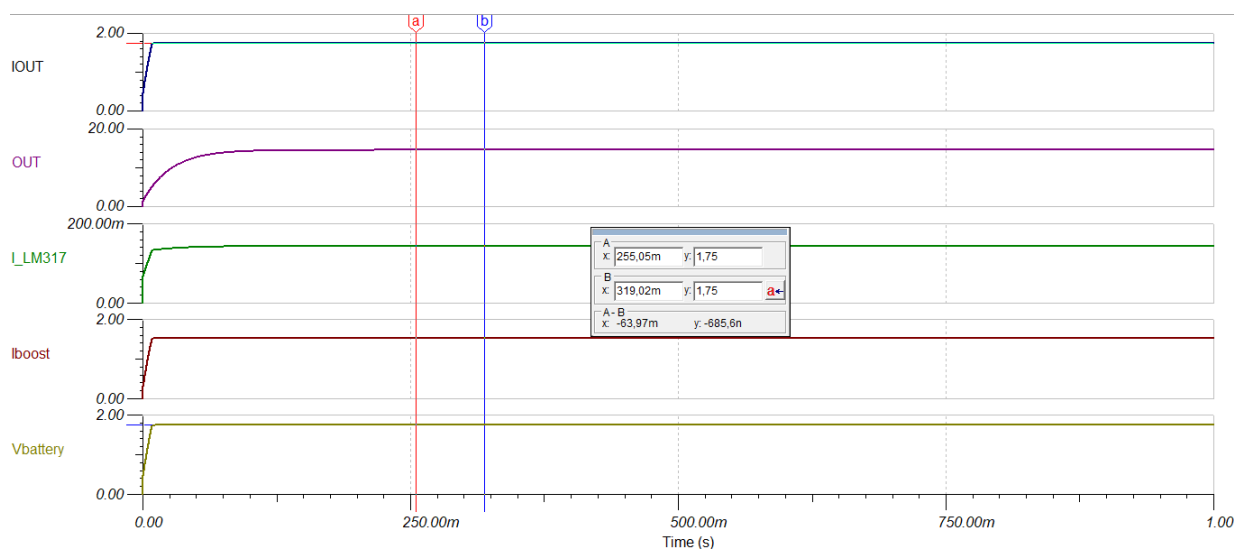


Figura 2.8: Simulação com $1\ \Omega$

Aplicando agora o exemplo de resistência interna de $10\ \text{k}\Omega$, observamos que está a ser aplicada a tensão de $14,48\ \text{V}$ dimensionada para o *LM317*, esta em simulador não corresponde relativamente igual à realidade por ter quedas de tensão diferentes nos transistores. O caso de ser aplicada uma tensão constante na bateria, acontecerá quando esta estiver a consumir muito pouca corrente de carregamento.

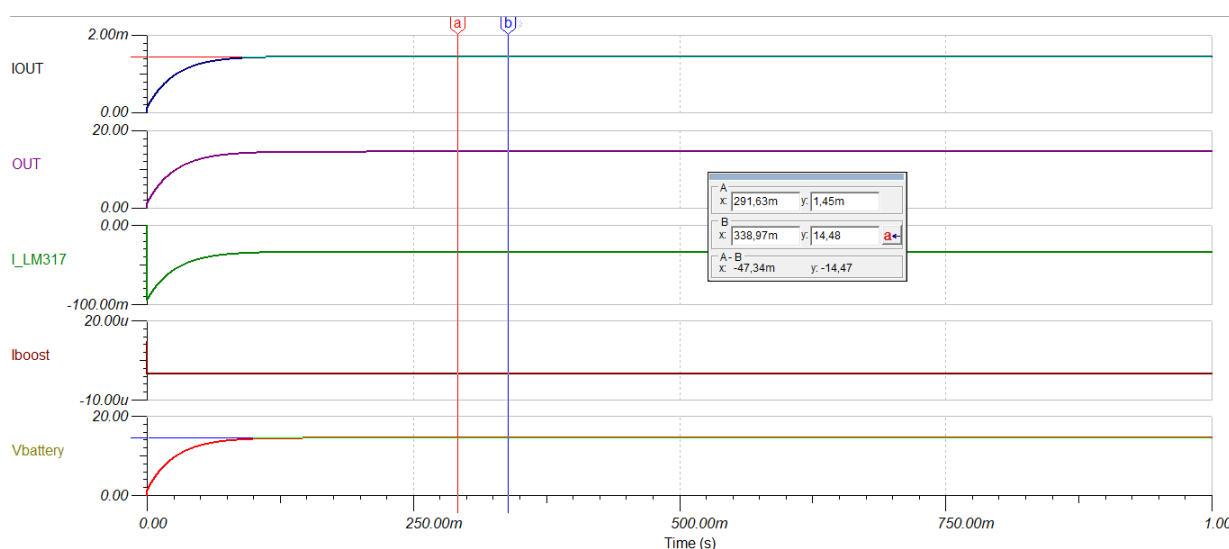


Figura 2.9: Simulação com $10\ \text{k}\Omega$

2.2.5 Fase experimental e resultado experimental

Para validar o nosso circuito na realidade, montámos e testamos com um reóstato pertencente ao laboratório do GEPE (Group of Energy and Power Electronics), com isto foi traçado uma curva característica do circuito da corrente em relação à tensão. Conforme a resistência do reóstato se reduzia, a corrente no mesmo estava-se a comportar como era previsto num entanto o limite que verificamos foi um pouco abaixo do pretendido, sendo este de 1,65 A.

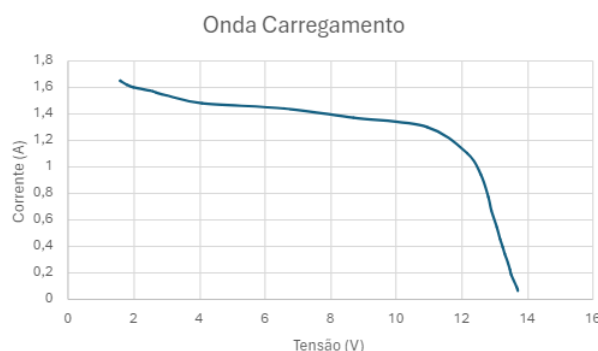


Figura 2.10: Curva característica do carregador com reóstato

2.2.6 Dissipador

Com o teste do nosso circuito, foi notável o aquecimento dos transístor *TIP3955* e *TIP2955*. Estudando o nosso circuito ainda mais profundamente para perceber a potência em cada componente no seu pior caso, considerando este quando a carga é uma resistência de $1\ \Omega$, observamos que:

$$P_{TIP2955} = V_{TIP2955} \times I_{TIP2955} = 12,8 \times 1,65 = 21,12W$$

$$P_{TIP3055} = V_{TIP3055} \times I_{TIP3055} = 9,3 \times 1,5 = 13,95W$$

Como os transístores não trabalham em modo comutado mas sim linear, podemos dimensionar diretamente os dissipadores para cada transístor conforme informações do datasheet dos mesmo.

STMicroelectronics		
Transístor	Alcance de temperaturas(°C)	Resistência térmica Junta-Dissipador(°C/W)
TIP2955	-65 a 150	1.39
TIP3055	-65 a 150	1.39

Tabela 2.2: Especificações dos transístores

Com estas informações, temos então que a resistência térmica do dissipador para o *TIP2955* terá que ser :

$$T_{final} - T_{ambiente} = P_{TIP2955}(R_{ja} + R_{dissipador})$$

$$150 - 20 = 13.95(1.39 + R_{dissipador}) \equiv R_{dissipador} = \frac{130}{13.95} - 1.39 = 7,9^{\circ}C/W$$



Para o dissipador do *TIP3055* terá que ter uma resistência térmica de:

$$T_{final} - T_{ambiente} = P_{TIP3055}(R_{ja} + R_{dissipador})$$

$$150 - 20 = 13.95(1.39 + R_{dissipador}) \equiv R_{dissipador} = \frac{130}{21,12} - 1.39 = 4,8^{\circ}C/W$$

Com estes dimensionamentos de resistências térmicas para os transístores, temos que procurar valores comerciais iguais ou inferiores ao dos resultados para melhor dissipação de calor dos semicondutores.

2.3 Comutador de energia

Com a necessidade de rápida comutação de energia de rede elétrica para a energia da bateria ou até mesmo vice-versa utilizamos um componente, *SD40C30C*, que se encontra bastante em fontes de computador. Este componente consiste em dois díodos *Schottky*, quando a tensão do PIN1 for superior à do PIN3, a tensão de saída vai ser a do PIN1 e vice-versa.

Quando houver alguma falha de energia, a frequência de comutação dos díodos de schottky vai ser o suficiente para não causar nenhum problema sobre o braço robótico.

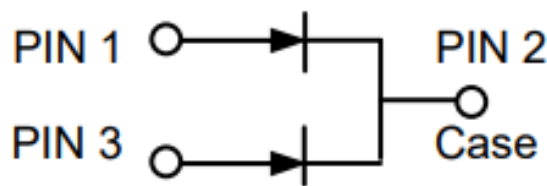


Figura 2.11: Circuito do *SD40C30C*

$$PIN1 > PIN3 \rightarrow PIN2 = PIN1$$

$$PIN3 > PIN1 \rightarrow PIN2 = PIN3$$

3 | Segurança

3.1 Sensores Infravermelhos

Com o intuito de melhorar a segurança do operador com mecanismo em movimento, a utilização de sensores infravermelhos permitem parar o movimento do braço, assim que o seu perímetro de segurança é violado.

Este funciona através de um emissor e um recetor, emitindo um sinal infravermelho, que é refletido pelos objetos e recebido pelo recetor, através do tempo de ida e volta do sinal, o sensor *SHARP 2Y0A21F77*, calcula a distância até o objeto, esta sai representada por uma tensão que varia entre 0 e 3,5V (idealmente).

3.1.1 Fase Experimental Inicial

Em fase de experimental, foi notório que com a proximidade de distância de um objeto ao sensor, o aumento da tensão na saída não é linear 3.1 como demonstra no respetivo *datasheet* - *SHARP 2Y0A21F77* 3.2.

Apesar de os valores experimentais apresentarem parecenças para distancias até 30cm em relação ao *datasheet*, estes dão valores díspares, e acima dessa distancia a tensão estabiliza a aproximados 1,25V, tornando assim o sensor o sensor não eficaz para essas distancias.

Assim restringimos a área de atuação destes a 30cm, em representação a porta de entrada para o braço na figura 3.3, visto que conseguimos usar de forma fiável os valores até esta distância.

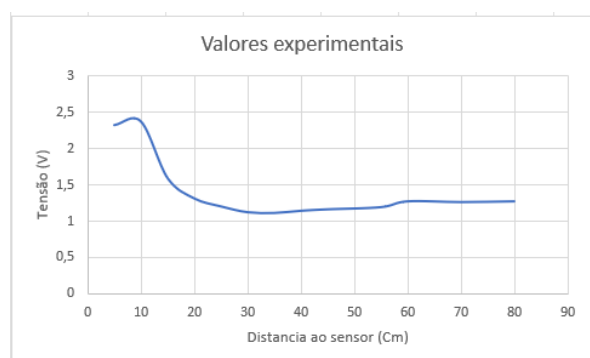


Figura 3.1: Valores obtidos em Laboratório.

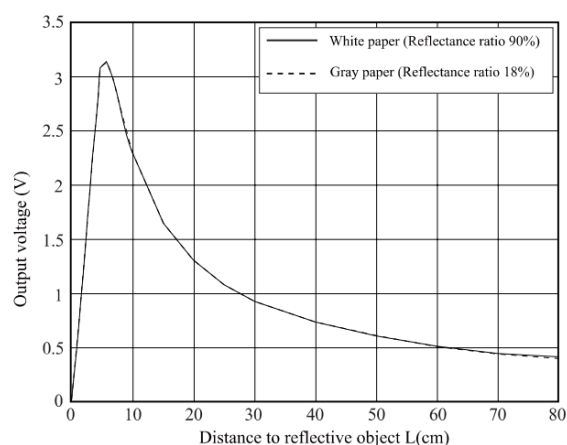


Figura 3.2: *Datasheet*.

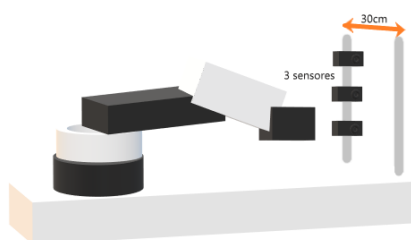


Figura 3.3: Esboço 3D.

3.2 Diagrama de blocos do circuito de segurança

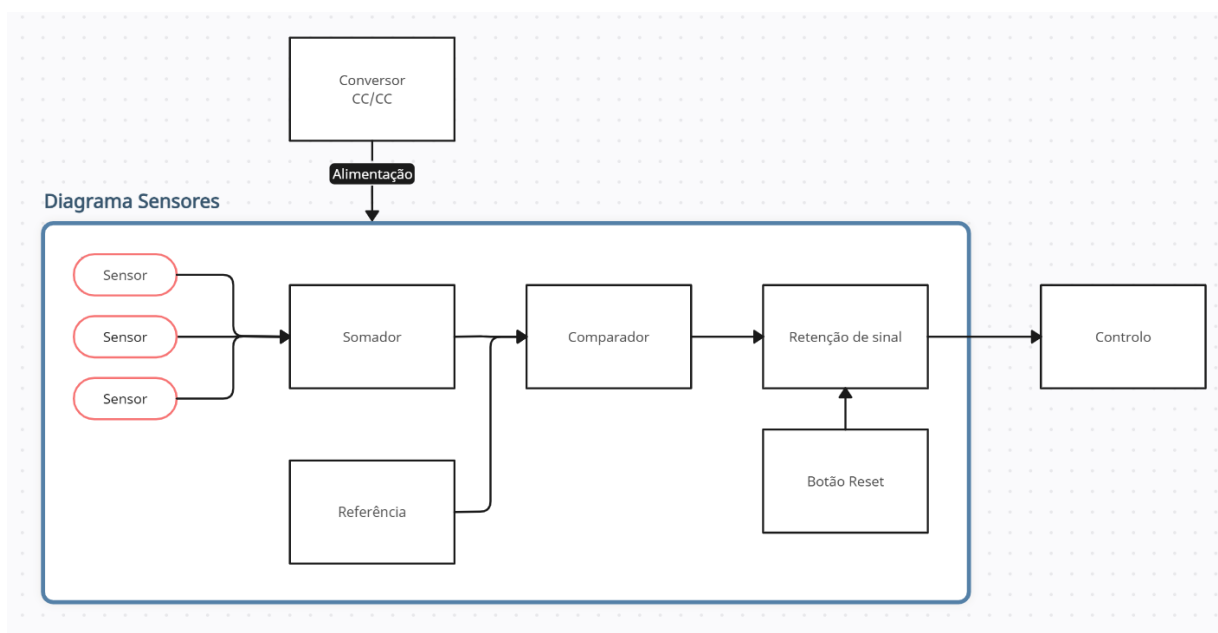


Figura 3.4: Diagrama sensores.

3.3 Circuito

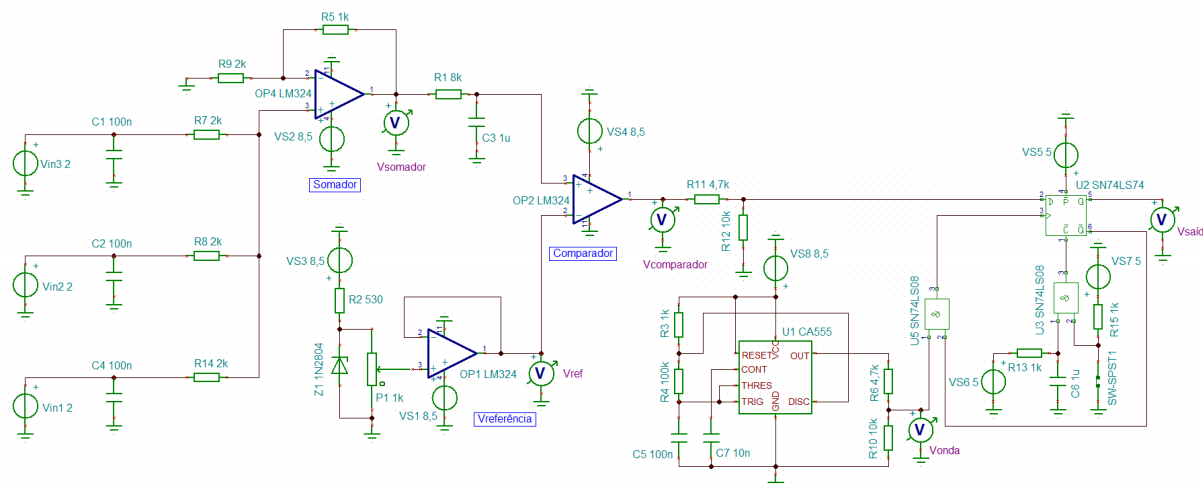
Projetou-se um controlo da tensão variável vinda dos sensores através de uma tensão de referência, ajustada conforme o tamanho da porta de entrada, (ver esboço da figura 3.3).

A partir de um amplificador somador não inversor foi feita a junção dos três sensores implementados na barreira de proteção (ver figura 3.3) - *Vsomador*, acrescentado depois um filtro passa-baixo para estabilizar a tensão do somador e filtrar qualquer ruído de ambiente.

Com a fonte de tensão ajustável gerou-se a tensão de referência - *Vref*.

No amplificador comparador é feita a comparação entre *Vsomador* e *Vref*, quando o *Vsomador* for maior do que o *Vref*, a tensão à saída do *AmpOp* será *+Vs_{sat}*, acontecendo o contrário, à saída será *GND*.

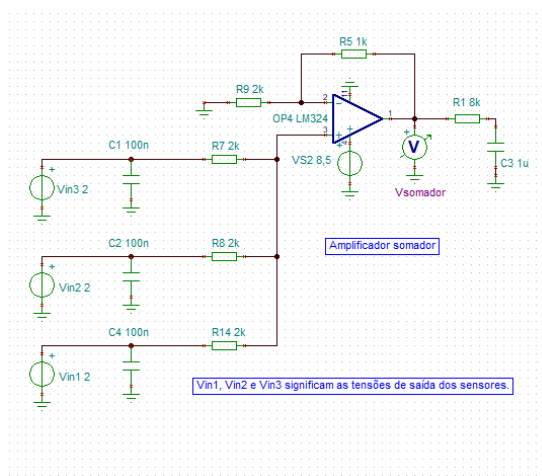
O *Flipflop* a cada sinal de *Clock* vai atualizar a saída *Q* conforme o valor lógico que se encontra em *D*. Essa frequência de atualização provinda do *Timer 555*, sinal *Clock* (uma onda quadrada de 100 Hz, 50 % de duty-cycle) que entra numa porta lógica *AND* com a saída negada do *Flipflop* o que faz impedir novas atualizações a partir do momento em que a área de atuação do sensor é invadida. Ainda dentro da periferia do *Flipflop*, ligado à entrada do *clear* está um botão, acoplado a uma resistência, esta que quando acionado o botão iniba o acontecimento de um curto circuito, que permite dar a ordem de *clear* entrando também novamente numa porta *AND* com um filtro *RC*. O *RC* é responsável por garantir que o *clear* do flipflop seja efetuado após a ligação inicial do circuito.

Figura 3.5: Simulação em *Tina-TI*.

3.3.1 Dimensionamento

De forma a somar as entradas foi feito com recurso a um amplificador somador não-inversor (figura 3.6). De modo a simplificar, as três resistências acopladas às tensões de entrada (vindas dos sensores), têm todas o mesmo valor, 2kΩ. A tensão de saída do somador (ver equação 2.1) é calculada através da multiplicação do ganho geral com o inverso do número de entradas e com o somatório das três tensões de entrada. Foi dimensionado para um ganho de 1/2 (1kΩ/2kΩ) para que, apenas por escolha, a soma dos 3 sensores não ultrapassasse a tensão de alimentação dos *AmpOps* (8,5V), no pior dos casos, cada um dos sensores ter 3V na saída, 9V no total. Ainda na saída do *AmpOp*, existe um filtro para ruídos ambientais e que estabiliza a tensão amplificada.

$$V_{somador} = \left(1 + \frac{1 \times 10^3 \Omega}{2 \times 10^3 \Omega}\right) \times \frac{1}{3} \times (V_{in1} + V_{in2} + V_{in3}) \quad (3.1)$$

Figura 3.6: Vista com pormenor do somador, em *Tina-TI*.

No que conta para a fonte de tensão ajustável, a partir da tensão de alimentação deste circuito, o diodo de *zener* 5,1V garante sempre uma tensão de 5,1V aos terminais do potenciômetro (este valor devido ao máximo que a tensão de saída do somador pode ter) na entrada positiva do *AmpOp*. O potenciômetro (1k Ω) em paralelo com o diodo define a tensão de referência.

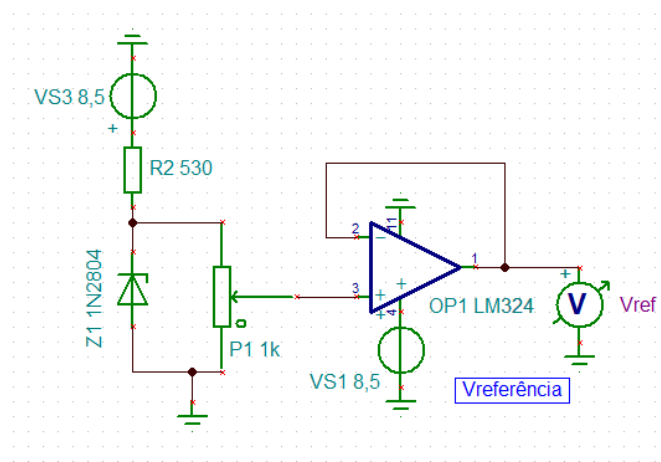


Figura 3.7: Vista com pormenor da referência, em *Tina-TI*.

No amplificador comparador, conforme a explicação feita na secção 3.3, vem na entrada positiva a tensão do somador e vem na entrada negativa a tensão de referência. Na saída, foi dimensionado um divisor resistivo de forma a obter 5V na entrada *D* do *Flipflop*, quando a saída do *AmpOp* for $+V_{sat}$.

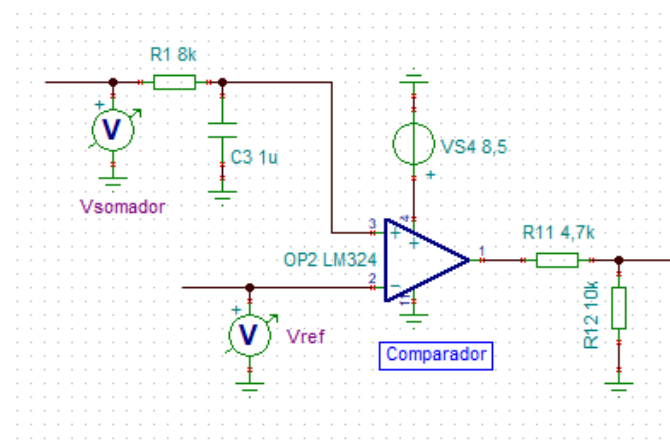


Figura 3.8: Vista com pormenor do comparador, em *Tina-TI*.

Como o *Flipflop* necessita um sinal de *Clock*, para isso, o *Timer 555* tem de operar em modo astável, com uma frequência de comutação nas ordens dos Hz, na saída é obtida uma onda quadrada com 50% de dutycycle.

C : 1 μ F (flexibilidade dos valores do componente).

R_A : 1k Ω (valor significativamente inferior do que R_B , para um duty cycle de 50%).

R_B : 100k Ω (para obter o tempo esperado).

$$T = 0.693(R_A + R_B)C$$

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

Figura 3.9: Fórmulas do 555 astável

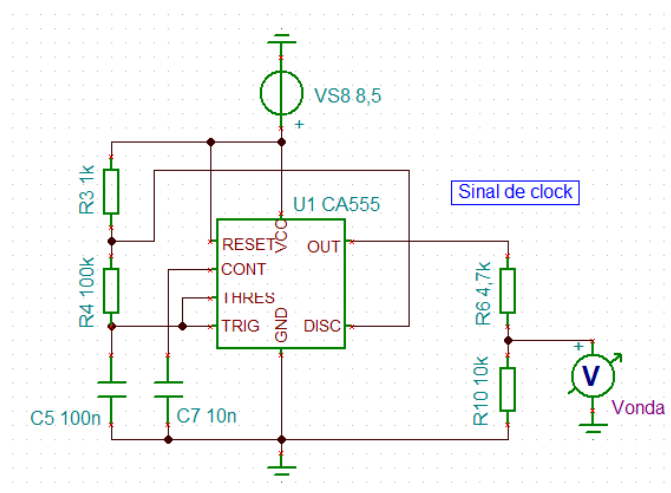


Figura 3.10: Vista com pormenor do sinal de relógio, em *Tina-TI*.

Conforme referido na secção 3.3, o *Flipflop* tem como entrada, em D , a tensão vinda do comparador. Tem como entrada do sinal de relógio uma porta lógica *AND* com a onda do sinal provida do *Timer 555* e com a saída negativa. Na entrada do *clear*, vem novamente uma porta *AND* com um botão e com o filtro passa-baixo, que este após milissegundos de ligar o circuito, garante o clear.

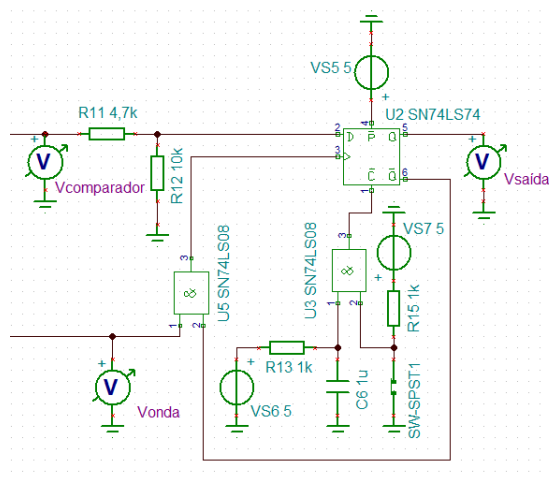


Figura 3.11: Vista com pormenor do *Flipflop* e periferia, em *Tina-TI*.

3.3.2 Simulação e resultados experimentais

A simulação deste circuito controlador foi realizada na íntegra com a ajuda do programa *Tina-TI*, onde, a partir daqui, foram sendo ajustados os valores dimensionados até chegar ao que foi implementado por último.

Juntando também alguns testes em laboratório que acabaram por fazer mudar alguns procedimentos de forma a melhorar alguns erros cometidos inicialmente.

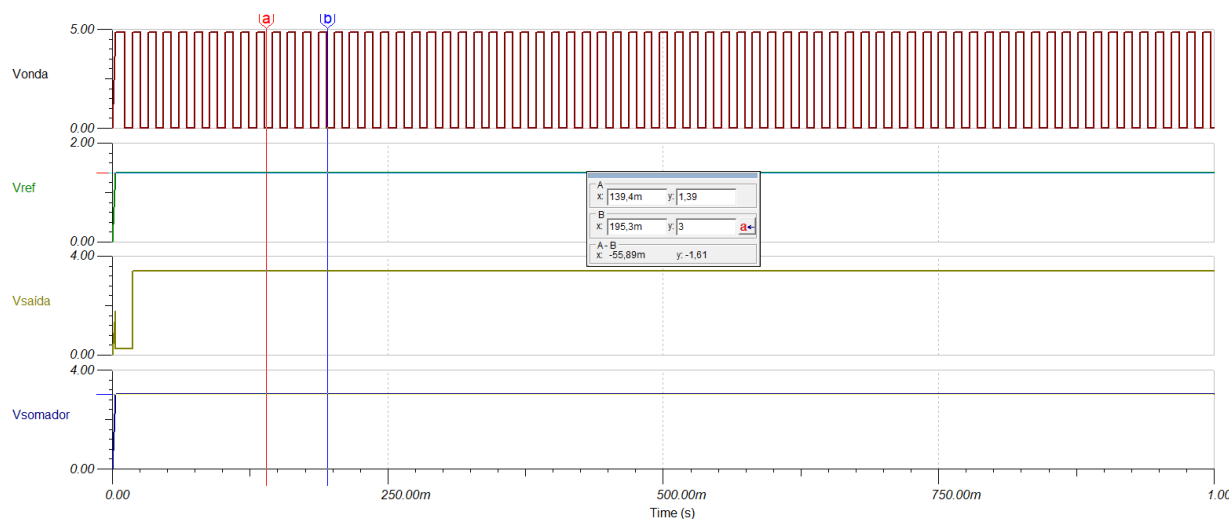


Figura 3.12: Tensão referência a 25% do valor.

Neste caso de exemplo (ver figura 3.12), aquando uma tensão de referência de 1,39 V, 25% do seu valor total, é comparado com a tensão à saída do amplificador somador, com 3 V. Como a tensão do somador é superior à tensão de referência é possível verificar que a tensão de saída é positiva.

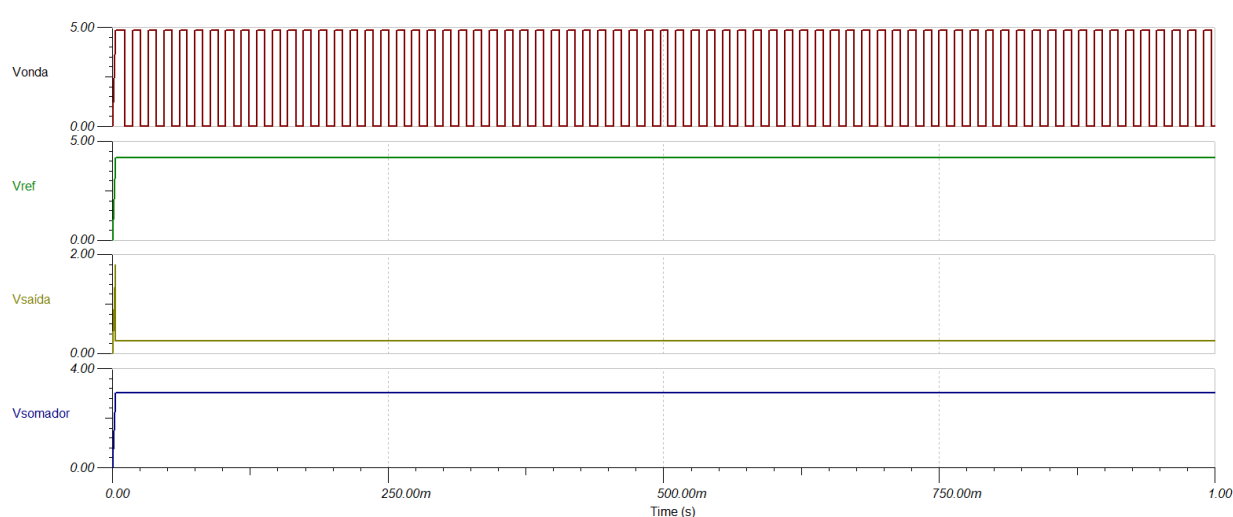


Figura 3.13: Tensão referência a 75% do valor.

Aumentando a resistência do potenciômetro, A tensão de referência, agora com 75% do seu valor, equivalente a cerca de 4V. Mantendo a mesma tensão no somador do caso da figura anterior (figura 3.12),

já é inferior em relação à tensão de referência, logo a saída sai uma tensão de $-V_{sat}$, que como não tem alimentação negativa é GND , como é possível conferir na figura 3.13.

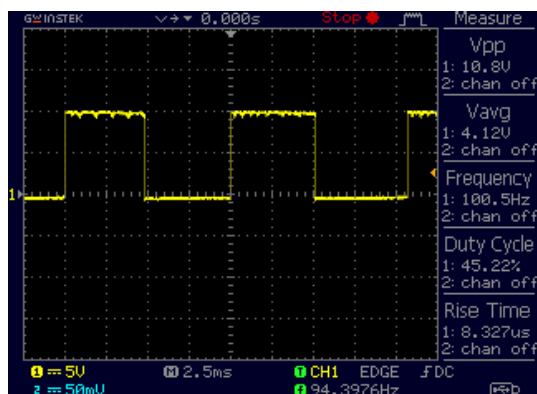


Figura 3.14: Tensão da onda do *Timer 555*.

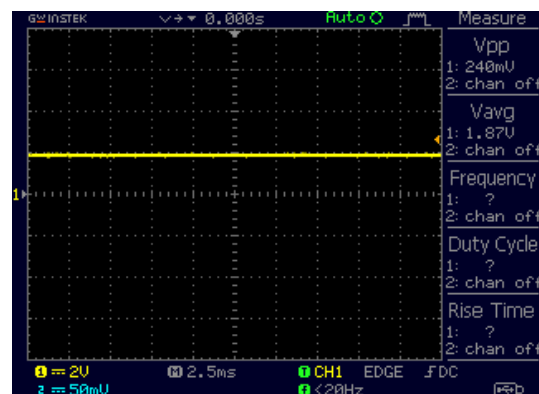


Figura 3.15: Tensão de referência.

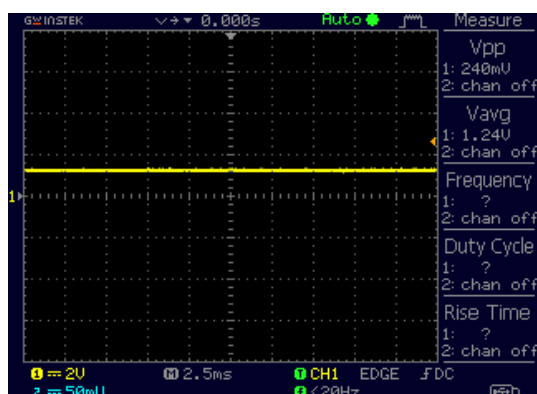


Figura 3.16: Tensão do somador abaixo da referência.

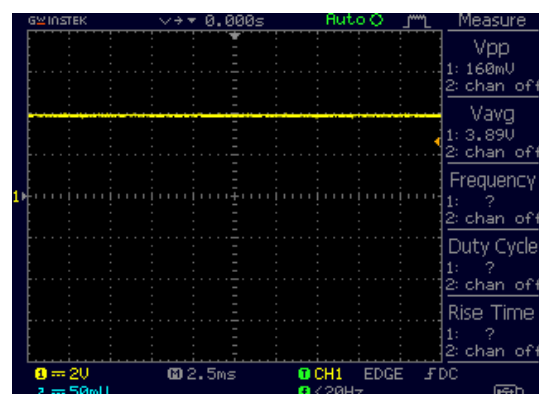


Figura 3.17: Tensão do somador acima da referência.

Demonstração na prática das várias tensões do circuito:

A tensão de referência (ver figura 3.15) já ajustada para um valor dentro do limite necessário, mas como tem um potenciômetro, esta tensão é ajustável.

Para fazer comparação com a tensão de referência, a figura 3.16 mostra uma tensão abaixo da referência o que faz com que não altere a saída. Já na figura 3.17 a tensão do somador é superior em relação à tensão de referência, neste caso a saída do comparador fica com V_{sat} , o que faz desligar todo o resto do circuito.

A onda do sinal de relógio (ver figura 3.14) para o *Flipflop*, ajustada para uma frequência de cerca de 100Hz, equivalente a 10ms. Esta onda foi medida no divisor resistivo como é possível verificar na figura 3.10.

4 | Controle e Máquina de Estados

4.1 Preâmbulo

As necessidades do mercado requerem que a automação defina o comportamento dos sistemas eletrônicos de produção. Sendo o nosso projeto um prototipo de estes sistemas industriais, considerou-se necessária a alternativa de ser controlado por um sistema automático previamente definido (como iria acontecer numa aplicação prática) e manualmente, para apresentação das suas capacidades e facilitar o processo de programação das posições do braço em cada estado. Por este motivo, o nosso sistema de controlo está essencialmente distribuído em duas secções: o automático, que define a máquina de estados e os tempos de transição do braço, e o manual, que permite programar as posições do automático.

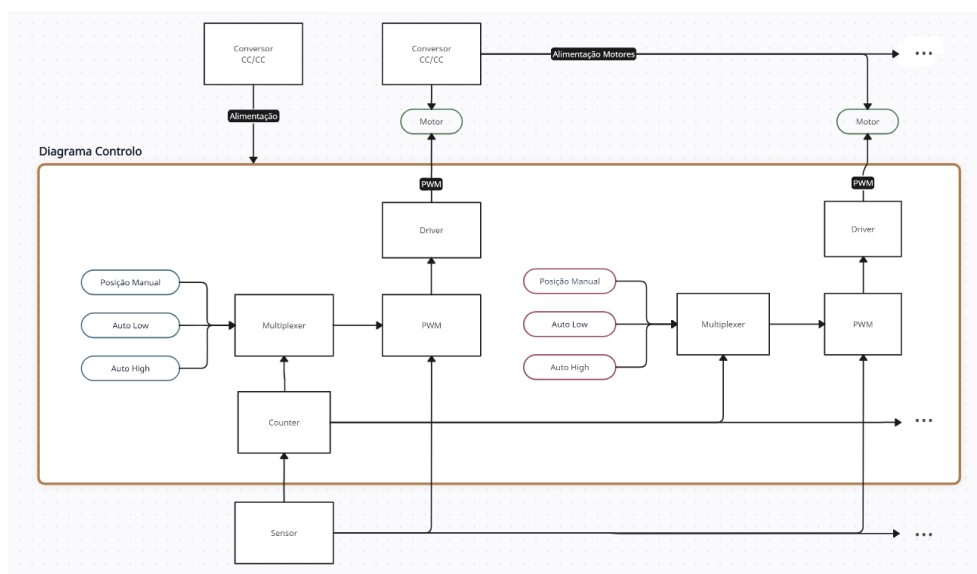


Figura 4.1: Diagrama de fluxo do sistema de controlo

4.2 Automático

Para conseguir englobar facilmente este segmento do sistema, considera-se como "automático" a todos os sistemas/circuitos associados à placa *counter*. Nomeadamente, o contador (74LS93), a máquina de estados e o gerador de impulsos (com recurso a um timer 555). A alimentação dos drivers não é abordada neste segmento, mas sim na secção 4.3 por este ter utilidade exclusivamente nos circuitos presentes na mesma.

4.2.1 Máquina de estados

O sistema de automação do braço consiste numa máquina de estados que avança conforme baseada no estado de um contador binário. O contador utilizado foi o circuito integrado 74LS93 pela disponibilidade do mesmo. Esta máquina está formada por 16 estados, obtidos diretamente do contador binário. As suas saídas resultam no estado lógico dos cinco motores do braço, sendo "1" equivalente à posição inicial do primeiro motor, posição superior para os motores 2, 3 e 4 e "aberto" para o quinto motor (motor da garra).

Para estabelecer a modalidade do braço, existe um "switch" SPST, que permite alternar entre manual e automático. No automático, com um botão inicia-se um "ciclo", equivalente à progressão de todos os estados até atingir novamente o estado inicial. Um ciclo implica os movimentos necessários para o braço recolher, levar e pousar um determinado objeto, e finalmente voltar à posição de origem. Depois de um ciclo, o braço para à espera de um novo sinal. Para os propósitos do prototipo, o sinal do botão permite

ver o funcionamento automático, no entanto, numa escala industrial, este seria a confirmação de que um novo objeto está à espera de ser recolhido.

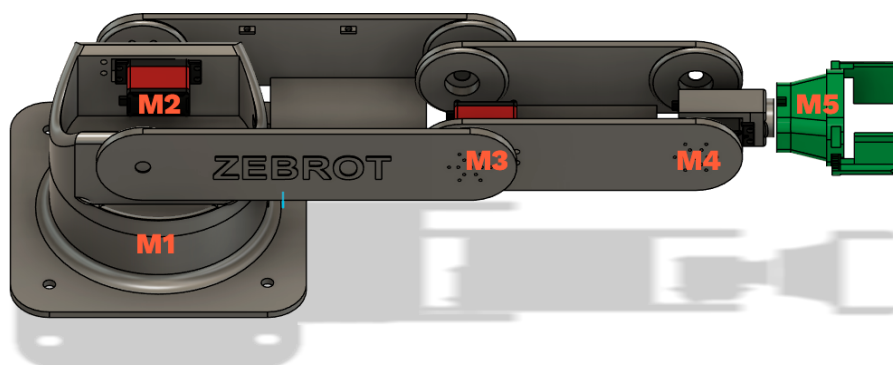


Figura 4.2: Esboço 3D

Máquina de Estados						
Estado	Valor do Counter	M1	M2	M3	M4	M5
1	0000	0	1	1	1	0
2	0001	0	0	1	1	0
3	0010	0	0	0	1	0
4	0011	0	0	0	0	0
5	0100	0	0	0	0	1
6	0101	0	0	0	1	1
7	0110	0	0	1	1	1
8	0111	0	1	1	1	1
9	1000	1	1	1	1	1
10	1001	1	0	1	1	1
11	1010	1	0	0	1	1
12	1011	1	0	0	0	1
13	1100	1	0	0	0	0
14	1101	1	0	0	1	0
15	1110	1	0	1	1	0
16	1111	1	1	1	1	0

Tabela 4.1: Tabela de estados

Com base na análise dos valores pretendidos nas saídas, conforme os valores da entrada, encontraram-se padrões que associam às saídas com as entradas binárias. Para o caso específico de M2 e M3, para simplificar a máquina de estados, utilizaram-se "D flip-flops", com "set" e "clear" assíncrono, utilizando um sistema lógico para a entrada e outro para o clock, já que estes nas transições de estado tomam o valor de N_2 .

- M1:

$$M1 = N_3$$

- M2:

$$D = N_2$$

$$CLK = N_0(N_1 \odot N_2)$$

- M3:

$$M3 = N_1 \odot N_2$$

- M4:

$$D = N_2$$

$$CLK = N_0(N_1 \oplus N_2)$$

- M5:

$$M5 = N_2 \oplus N_3$$

Para confirmar o devido funcionamento da máquina de estados, foi utilizado o programa de simulação **TINA**, da Texas Instruments, para desenvolver o circuito apresentado (4.3), obtindo os resultados apresentados na figura 4.4.

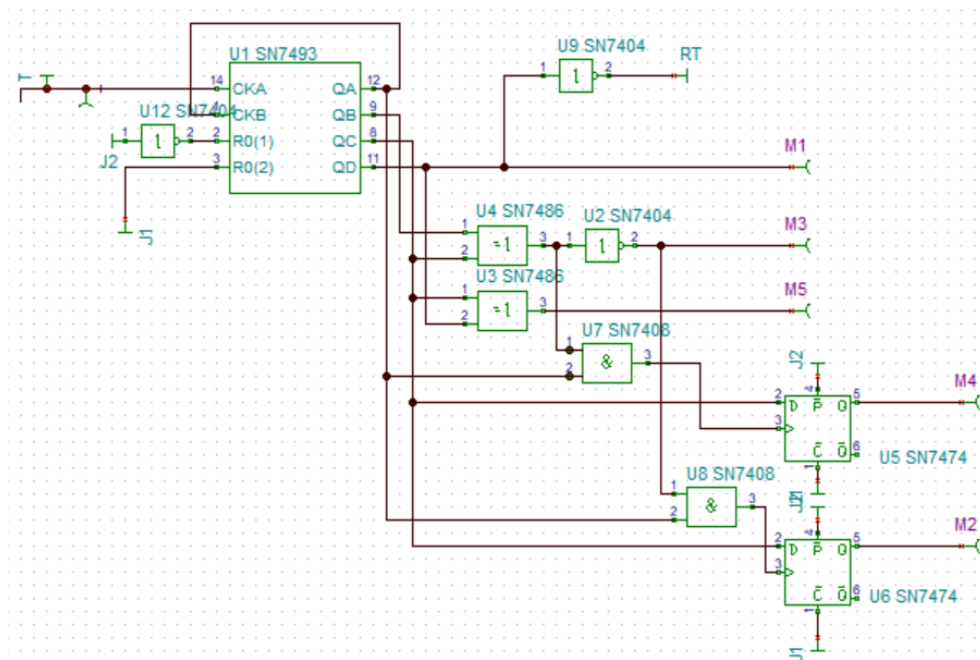


Figura 4.3: TINA: Circuito máquina de estados

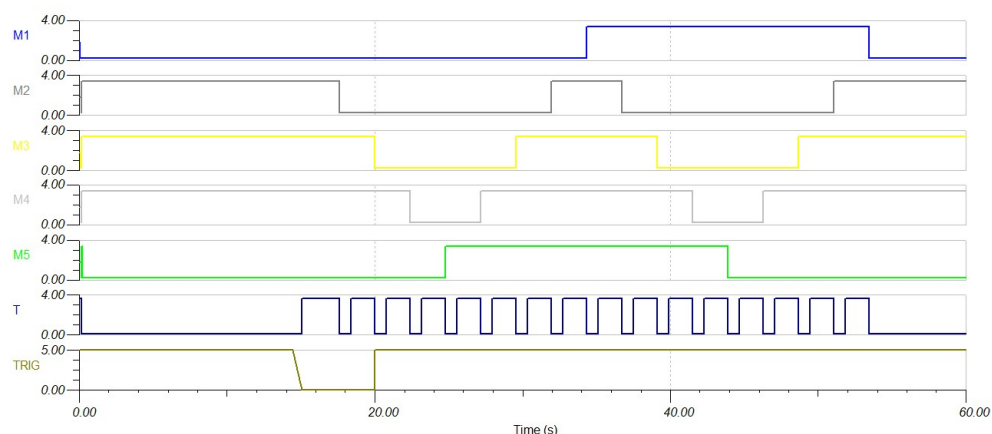


Figura 4.4: TINA: Gráfico temporal de máquina de estados

4.2.2 Gerador de impulsos

O gerador de impulsos consiste numa sequência de impulsos contínuos até o contador voltar ao seu estado inicial. Para atingir este objetivo, foi desenvolvido um circuito capaz de enviar impulsos contínuos como resposta a um *trigger*, parando no fim de um ciclo. O timer 555, na modalidade astável, permite a criação de uma onda quadrada na sua saída, sempre que a sua entrada "RESET" estiver a "1" lógico.

Com o objetivo de estabelecer se o 555 deve ou não enviar a respetiva onda quadrada, foi utilizado um D flip-flop com "set" e "clear" assíncrono, em que a sua saída está ligada ao "RESET" do timer. Desta forma, no estado inicial, o flip-flop mantém um estado "0" até o *trigger* ser ativo no "set" assíncrono, permitindo a criação da onda quadrada no 555. Este volta a "0" no fim do ciclo, quando o N_3 realiza uma transição negativa (como o CLK do flip-flop funciona nas transições positivas, foi necessária uma porta NOT, visível na figura 4.6).

Este circuito foi simulado no **TINA** (figura 4.5), obtendo os resultados da figura 4.6.

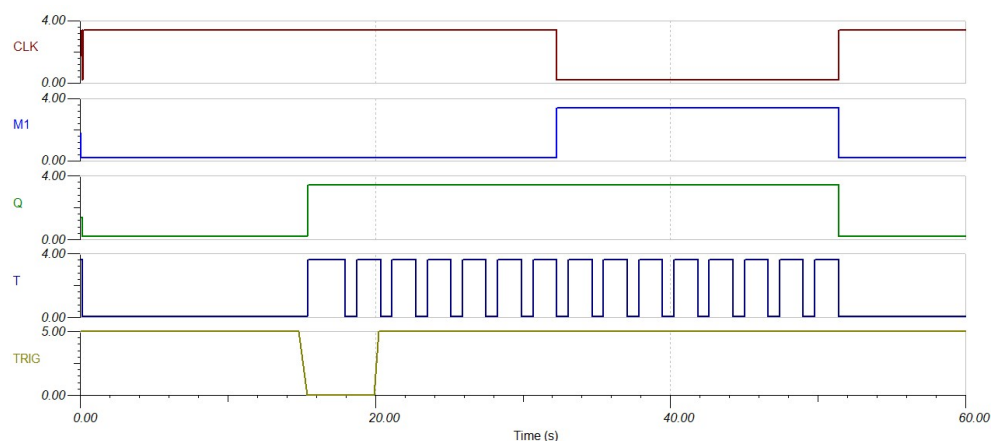


Figura 4.5: TINA: Gráfico temporal do 555

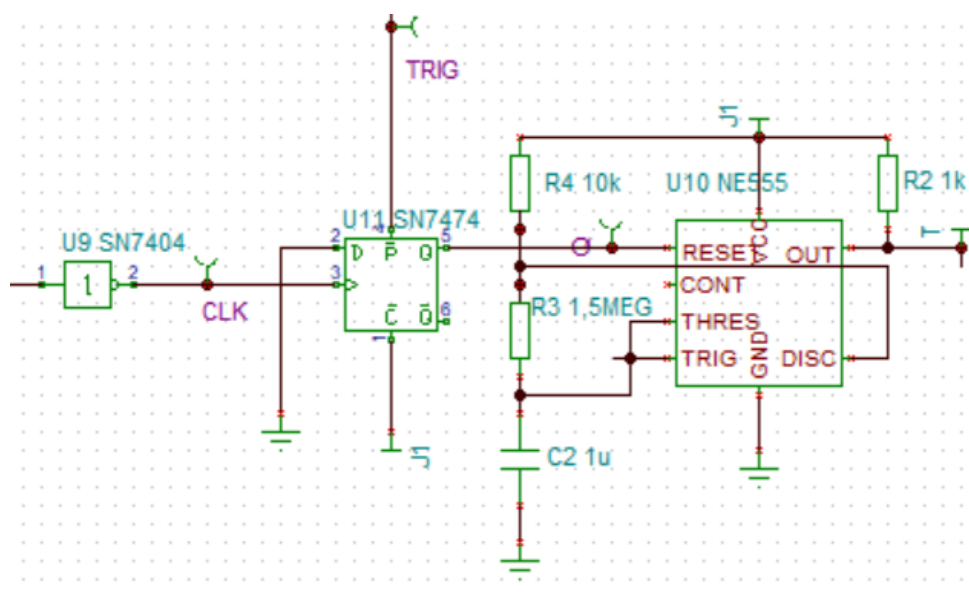


Figura 4.6: TINA: Circuito do 555

Os valores das resistências e condensadores do 555 foram definidos para se ajustarem a 2 segundos, tempo suficiente para cada transição do braço. A fórmula na figura 4.7, obtida diretamente do datasheet do componente, permite calcular estes valores. Foram escolhidos:

C : $1\mu F$ (flexibilidade dos valores do componente).

R_A : $10\text{k}\Omega$ (valor significativamente inferior do que R_B , para um duty cycle de 50%).

R_B : $1,5\text{M}\Omega$ (para obter o tempo esperado).

$$T = 0.693(R_A + R_B)C$$

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

Figura 4.7: Fórmulas do 555 astável

4.2.3 Estado inicial

Para garantir que o estado inicial, tanto do contador como dos flip-flops, seja o esperado, são utilizados filtros passa baixo. Estes fazem com que os circuitos sejam reestabelecidos no instante em que são alimentados. Foi escolhido um τ de aproximadamente 500ms, utilizando um condensador de $1\mu\text{F}$ e resistência de $510\text{k}\Omega$. Estes são aplicados em todos os circuitos que precisam de ser reinicializados, nomeadamente, o contador binário, os flip-flops da máquina de estados, o flip-flop que controla o timer 555 e os sensores do capítulo 3.

4.2.4 Influência do sensor de proximidade

Como medida de segurança, no caso do sensor ser ativado, o contador detém-se, até o utilizador confirmar que o potencial perigo é inexistente. No entanto, não é desejável que o braço volte a uma posição inicial, mas que pare e continue quando a ameaça estiver mitigada. Sendo assim, é utilizada uma

porta "AND" entre a saída do 555 e a saída negada do sensor. Desta forma, sempre que estiver ativo o sensor, não existem pulsos a entrar no "CLK" do 74LS93.

4.3 Manual

O sistema manual engloba não só a interface para a programação dos motores e o seu controlo manual, mas também os drivers utilizados para controlar a entrada PWM dos mesmos.

A posição de um servo-motor é controlada com base no tempo a "1 lógico" que uma onda quadrada tem. Este tempo é diretamente proporcional ao PWM de um sinal com frequência constante. Sendo assim, para ajustar a posição do motor, é necessário alterar o PWM na posição desejada. De forma a explicar cada um dos segmentos que permitem escolher a posição pretendida, o processo divide-se em quatro sistemas, visíveis na figura 4.2: ajuste de tensão, "multiplexer", transição tensão/PWM e driver.

4.3.1 Ajuste da tensão de entrada

Com o intuito de definir as posições "HIGH" e "LOW" do motor (ou controlá-lo manualmente), foi desenvolvido um circuito que permite definir valores limite (para definir os limites mecânicos) e ajustar as tensões de saída, com recurso a potenciômetros. Este circuito está alimentado por 5V, vindos diretamente do regulador de tensão de um TL494 (utilizado na secção 4.3). O circuito foi simulado no **TINA**, obtendo os valores expectáveis (figura 4.8). As tensões obtidas em P3, P4 e P5 vão definir as tensões à entrada do "multiplexer" analógico.

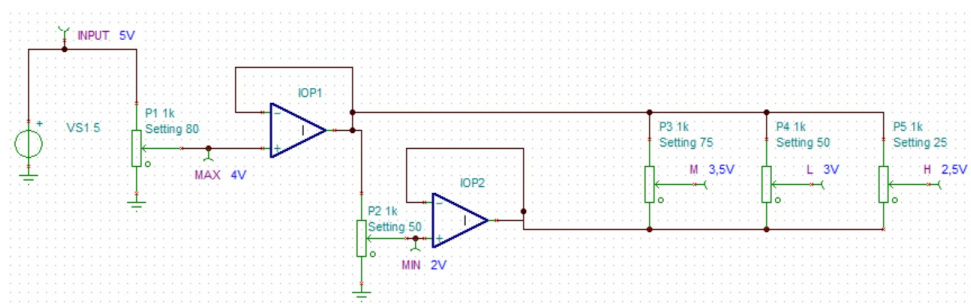


Figura 4.8: TINA: Gráfico temporal do 555

Com base a valores experimentais, definimos que, como regra geral, os limites de 1,2V e 1,6V satisfazem as necessidades para todos os motores.

4.3.2 Multiplexer

Recorreu-se à utilização do CI 4052, um *multiplexer* analógico, para definir que entrada está a ser considerada para controlar o motor. Sendo este um *multiplexer* de 2 bits, decidiu-se unir as entradas Y_0 e Y_1 , sendo estas controladas pelo potenciômetro "manual". Y_2 e Y_3 definem as entradas "LOW" e "HIGH", respetivamente.

Table 8-1. Truth Table⁽¹⁾

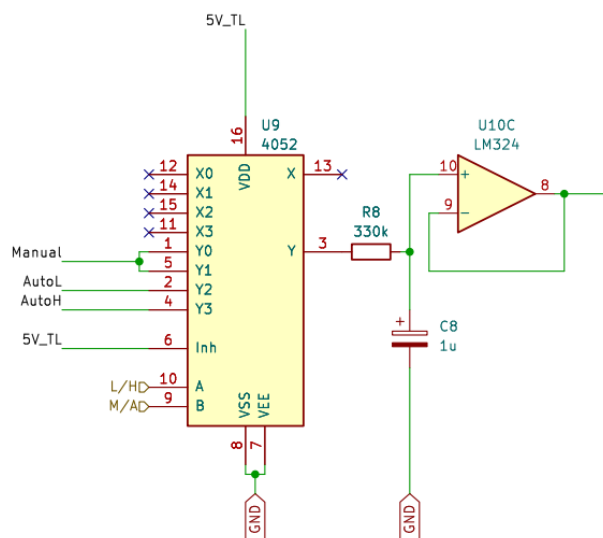
INPUT STATES				ON CHANNEL(S)
INHIBIT	C	B	A	
CD4051B				
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	X	X	X	None
CD4052B				
0		0	0	0x, 0y
0		0	1	1x, 1y
0		1	0	2x, 2y
0		1	1	3x, 3y
1		X	X	None
CD4053B				
0	X	X	0	ax
0	X	X	1	ay
0	X	0	X	bx
0	X	1	X	by
0	0	X	X	cx
0	1	X	X	cy
1	X	X	X	None

(1) X = Do not care

Figura 4.9: Tabela de verdade do CD4052

Desta forma, escolheu-se a entrada B como a variável que permite definir se o circuito está na modalidade manual ou automática (0 e 1, respetivamente), e a entrada A determina a posição LOW ou HIGH (0 e 1, respetivamente), obtidos das saídas da máquina de estados da secção 4.2.1.

Finalmente, utiliza-se uma malha RC para atrasar a alteração dos valores de tensão à entrada do TL494, criando uma sensação de movimento progressivo e um buffer para garantir que o TL494 tenha a corrente suficiente para funcionar. (figura 4.10).

Figura 4.10: Circuito *multiplexer*

4.3.3 Transição tensão/PWM

O TL494 permite transformar a tensão obtida num PWM com "duty cycle" variável, conforme a tensão fornecida ao pino de "feedback" altera.

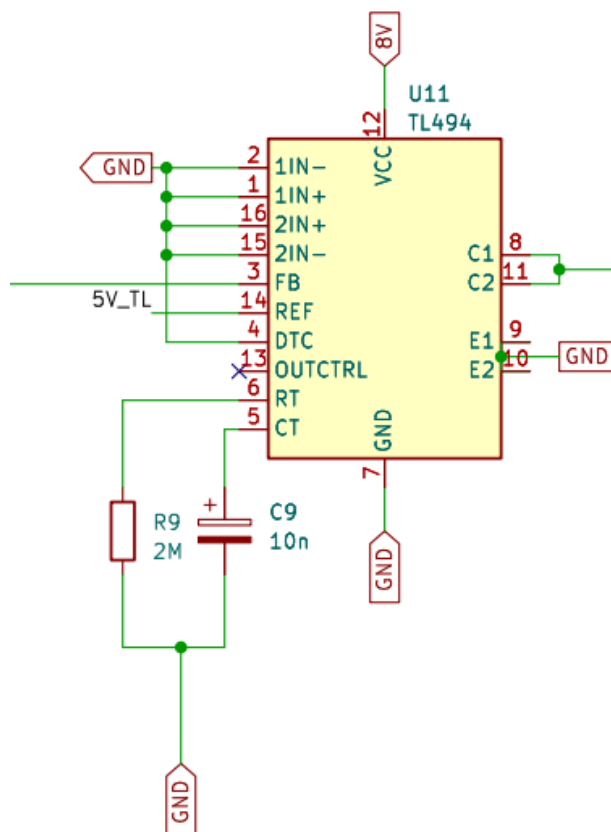


Figura 4.11: Circuito do TL494

Com base na informação obtida no *datasheet* do componente, podemos definir os tempos de transição da onda triangular formada pelos mesmos, que permitem regular a frequência do PWM. Para um servo-motor, é regra geral utilizar sinais com período de 20ms.

$$f = \frac{1}{R_T * C_T}$$

$$T = R_T * C_T = 0.02$$

$$R_T = \frac{0.02}{10n} = 2M\Omega$$

4.3.4 Driver

O circuito de driver permite a interface do PWM à saída do TL494. Este consiste num optocoupler, 4N25, por conta de fornecer a corrente necessária e uma tensão entre os limites que o circuito integrado do AND consegue suportar. Para além disso, este consegue ainda fornecer uma onda quadrada mais



estável e comprimida entre 5V e 0V para o servo motor, liberando ao TL494 de influências externas.

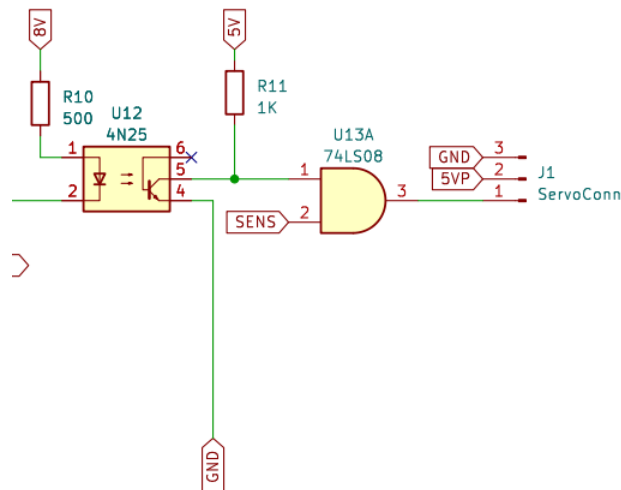


Figura 4.12: Circuito do driver

Para definir a resistência a ser utilizada para o diodo, considera-se a queda de tensão do mesmo em condução direta mais a queda de tensão coletor-emissor do TL494. Considerando 10mA como a corrente nominal, temos que

$$8V - V_{outputTL} - V_{diodo} = V_R$$

$$8V - 1.1V - 1.25V = 5.65V$$

$$R = \frac{5.65V}{10mA} = 565\Omega$$

Finalmente, à saída do optocoupler, utiliza-se uma resistência com valor de 1kΩ, para manter uma referência de tensão de 5V.

Influência do sensor

Com motivos de proteção, utilizou-se uma porta "AND" que inabilita a geração de PWM quando o sensor for ativado. Desta forma, os motores mantêm a última posição registada. O único problema deste sistema é que o binário utilizado para manter esta posição diminui (mas continua a existir).

5 | Desenvolvimento PCB's

5.1 Desenho de PCB's

Seguimos com o desenho das *PCB's*, para isso usamos o *software KICAD 7.0*

O processo de desenho de uma *PCB* pode ser dividido em 3 fases:

1. **Definir especificações:** É nesta fase que se define as necessidades da *PCB* em termos de componentes, requisitos de potencia e eficiência.
2. **Esquematisação:** São desenhadas as ligações entre componentes a serem realizadas no fase de *layout*
3. **Desenho do layout:** Aplicam-se os requisitos descritos anteriormente, enquanto se estrutura o produto final.

5.1.1 Desenho do Layout

Esta é a fase mais importante no desenho a *PCB*, é responsável por garantir que o circuito funcione corretamente e que seja produzido com a maior eficiência possível o *layout* da *PCB* deve considerar os seguintes aspetos:

1. **Posição de componentes:** É importante definir um bom posicionamento dos componentes de modo a reduzir a complexidade das suas ligações e respeitar as suas necessidades como a de dissipação, componentes com esta necessidade devem ser colocados nas extremidades da *PCB* de modo a garantir que as suas trocas de calor com o ambiente sejam realizadas o mais eficientemente possível e que outros componentes não sejam afetados pelo seu calor dissipado. As saídas e entradas de alimentação e sinais devem ser calculadas de modo a garantir a facilidade de acesso.
2. **Dimensionamento e disposição de track's:** Deve se ter em conta algumas regras na disposição das *PAD's* de modo a minimizar interferências. As *track's* que se cruzam em camadas opostas devem-no fazer em ângulos de 90° de modo a minimizar as interações entre as duas pelos seus campos magnéticos gerados, deve também ser evitado ângulos de 90° nas mudanças de sentido das *track's*, curvas de 90° originam utilização de metal em excesso, o que introduz uma capacitância indesejada no circuito.

O dimensionamento da *track* está diretamente relacionado com o seu uso, se nesta for necessário conduzir um elevado valor de Corrente, deve ser dimensionada de modo a garantir que o consegue suportar, Para isso é preciso calcular a dimensão da *track*

3. **Dimensão da placa:** As dimensões da placa devem ser adequadas ao tamanho do circuito de modo a garantir o devido funcionamento, reduzir custos de produção.

5.2 PCB Alimentação

Nesta *PCB* a necessidade dissipação de calor e o devido dimensionamento das *track's* de potência era o mais essencial para o seu devido funcionamento, devido a este poder operar com correntes na ordem dos amperes.

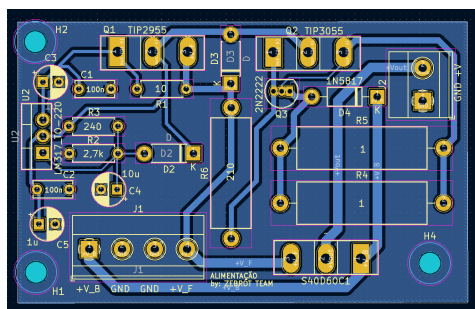


Figura 5.1: Esquemático PCB Alimentação.

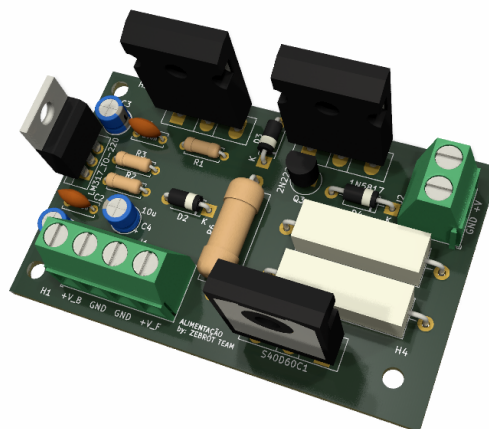
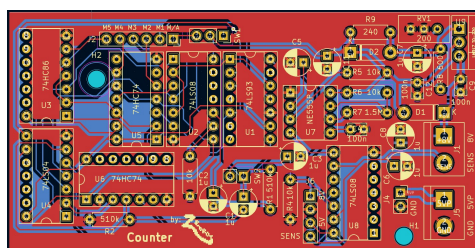


Figura 5.2: 3D PCB Alimentação.

5.3 PCB Counter

Nesta *PCB* contam toda a maquina de estados, que habilita o controlo automático do braço, uma das suas características no design é a possibilidade de juntar a ela em modo *stack* todas as *PCB's* dos motores.



5.4 PCB Motores

Nesta *PCB* é feita a interface entre o controlo e motores, por ela passa o sinal de *PWM* e a alimentação necessária para funcionar.

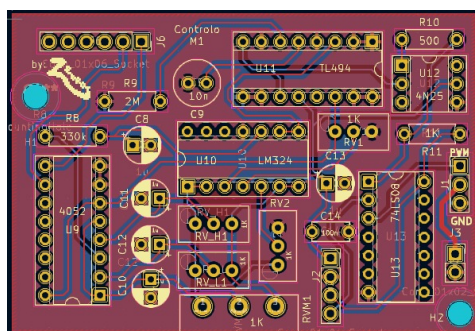


Figura 5.5: Esquemático PCB Motores.

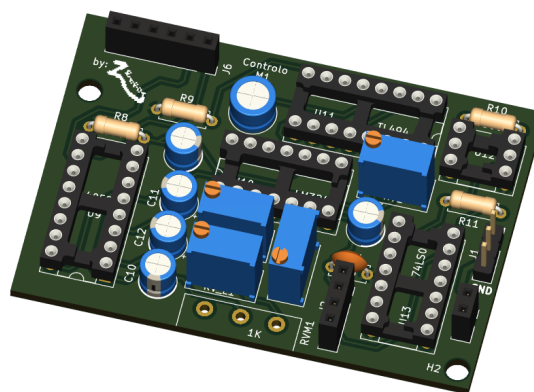


Figura 5.6: 3D PCB Motor.

5.5 PCB Sensores

Nesta *PCB* é feita toda a interface e tratamento de sinais relativos aos sensores de proximidade.

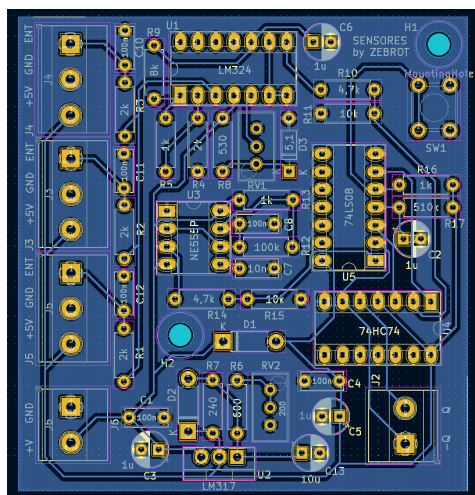


Figura 5.7: Esquemático PCB sensores.

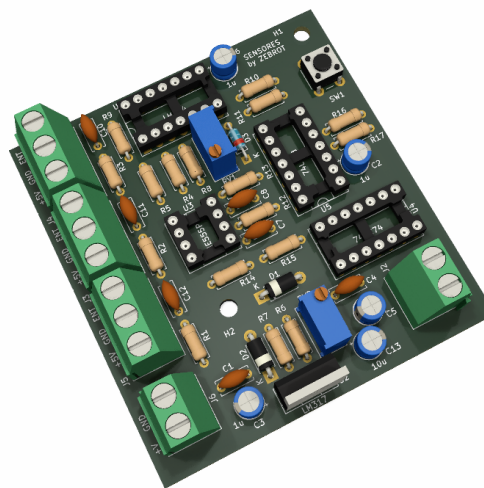


Figura 5.8: 3D PCB sensores.

6 | Conclusão e trabalho futuro

A inclusão desta vertente de projeto na licenciatura releva-se uma mais valia na articulação da aprendizagem prática e teórica. Permitiu a consolidação da matéria lecionada nos últimos anos, bem como permitiu desenvolver competências de trabalho de grupo, resolução de problemas, ao mesmo tempo que estimulou a criatividade.

Em geral, criou-se a necessidade de muito empenho e resiliência para atingir objetivos, a aprendizagem aprofundada de circuitos de potência para alimentação de motores, circuitos para controlo de movimento e posição destes. Aprofundamento de máquinas de estados e aprendizagens fundamentais sobre regras para a projeção de placas mais otimizadas e mais corretas.

De não menor importância, a intensificação de conhecimentos sobre a utilização de plataformas/programas como o *TINA-TI*, *PSIM*, *KiCad*, *MatLab*, *Fusion 360*, *Illustrator*.

Finalizando, este projeto catapultou para um nível acima de capacitações cruciais para o mundo profissional.

6.1 Horas Investidas

Notoriamente é difícil estimar com certeza um número específico de horas investidas em trabalho árduo, desde o delinear da ideia até à sua concretização. De referir que foi sempre um grupo muito unido e solidário. Fazendo uma estimativa, ao total foram aproximadamente 300 horas investidas.

6.2 Custos

Inicialmente o grupo tinha noção que a peça fundamental de um braço robótico são os vários motores constituintes, e estes são claramente a maior fatia do investimento total. É necessário um motor para cada articulação, e, neste projeto, 5 motores estão implementados no total, mas de forma infeliz, inicialmente, proveniente de algum erro de alimentação um motor queimou.

Em termos de construção, toda a estrutura do braço foi feita com recurso a uma impressora 3D.

As despesas efetuadas rondam 400€ em todo o material necessário para este projeto, especificados com link em anexo.

6.3 Discussão

Atendendo à complexidade do projeto, procurou-se delinear um quadro de trabalho em equipa profícuo. Ao percorrer as etapas emergiram problemas que mereceram uma maior atenção, algumas delas fora do que foi perspectivado inicialmente, contudo com perseverança foram solucionados da melhor forma possível.

6.4 Trabalhos Futuros

Na passagem para o segundo semestre e com a introdução das placas de processamento como a *STM 32* no projeto, praticamente todo o trabalho de controlo de motores passará a ficar ao encargo da mesma, o que dará assas a novas funcionalidades, deteção de objetos por câmara, controlo à distância, novos sensores de intrusão na área colaborativa.

O objetivo é também ver implementado o braço na base móvel desenvolvida pelo *Grupo 6 "Carro seguidor de linha"*, assim criando uma interface de periféricos onde se pretende partilhar dados entre outro dispositivo, de modo a trabalharem em conjunto.

6.5 Agradecimentos

Em jeito de agradecimento, em principal à disponibilidade proferida pela equipa docente do *GEPE*, para além da ajuda vinda do professor orientador. Tornaram um trabalho mais profissional e enriquecido.



Agradecimento profundo ao suporte e apoio excelente oferecido pelo *NEEEICUM*, sobretudo com as impressões em 3D e com parcerias importantes, como por exemplo a *Guimocircuito*.

Finalmente, referir que locais de apoio aos alunos, tais como o gabinete do Sr. Joel e a oficina do Sr. Carlos facilitam de uma maneira brutal a aquisição de componentes e ferramentas de trabalho.

7 | Webgrafia

- **Datasheet Sensor Sharp 2Y0A21F77:** https://global.sharp/products/device/lineup/data/pdf/datasheet/gp2y0a21yk_e.pdf
- **Datasheet LM317:** <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/22754/STMICROELECTRONICS/LM317T.html>
- **Datasheet S60D40C:** <https://datasheetspdf.com/pdf/1171664/WON-TOP/S60D40C/1>
- **Datasheet Timer 555:** <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/355583/TI/NE555.html>
- **Datasheet Transistor TIP2955:** <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/2776/MOSPEC/TIP2955.html>
- **Datasheet TL3055:** <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/2775/MOSPEC/TIP3055.html>
- **Datasheet 2N2222:** <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/15067/PHILIPS/2N2222.html>
- **Datasheet TL494:** https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf?ts=1706465985340&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTL494
- **Datasheet 4N25:** <https://rocelec.widen.net/view/pdf/wdpcmmmpsaa/TXIIS27044-1.pdf?t.download=true&u=5oefqw>
- **Site TINA-TI sobre o LM317:** <https://www.ti.com/product/LM317?keyMatch=LM317&tisearch=search-everything&usecase=GPN-ALT#tech-docs>

FIM