

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA



FELIPE DE FREITAS PASTORA  
NORTON GUILHERME DE CARVALHO PEREIRA DOS SANTOS  
SOLANO SANTOS DE LIMA  
VICTOR HUGO MARASCHIN PEDOTT

**RELATÓRIO DO PROJETO DE SISTEMAS  
DE CONTROLE 2**


Pato Branco  
2022

## 1.INTRODUÇÃO

Este trabalho tem o objetivo de projetar um sistema para aquecimento de água, onde será **setado** uma determinada temperatura e o sistema agirá para o líquido atingir e permanecer naquela temperatura, sendo uma solução para um problema real, como por exemplo, deixar a água na temperatura ideal para tomar um chimarrão (entre 60 °C e 70 °C). Para atingir esse objetivo será utilizado o conhecimento adquirido na disciplina de Sistemas de Controle 2, **colocado** em prática o conteúdo ministrado em sala de aula.

Este sistema para o controle de temperatura deverá ter um ajuste para a temperatura de referência, ou seja, a temperatura desejada, e precisa ter um erro nulo em regime permanente, para a temperatura da água ficar constante e no valor desejado.

## 2.MODELAGEM

 Para realizar o processo de modelagem do sistema foi aquecido 300 ml de água em um recipiente com um aquecedor para água e realizado medições. Para esta etapa foram utilizados os seguintes equipamentos:

- Multímetro Icel-6510
- Multímetro Victor VC9808+
- Fervedor Tramontina (recipiente)
- Variac (transformador variável)
- Notebook;
- Software multímetro
- Aquecedor para água 127 V, 770 W
- Sensor de temperatura
- Ponteiras para multímetro
- Cabo USB

Inicialmente o variac foi energizado pela fonte de alimentação (127 V) e em sua saída foi conectado o multímetro Victor para regular a tensão de saída em 30 V. Colocado o aquecedor elétrico dentro do recipiente com 300 ml de água com a temperatura de 25,4 °C, mostrado na Figura 1, foi conectado o mesmo em paralelo nos terminais de saída do variac. Com isso a tensão de saída reduziu para 28,2 V, como pode ser visto na Figura 2.

Figura 1: Temperatura inicial da água



Fonte: autoria própria (2022)

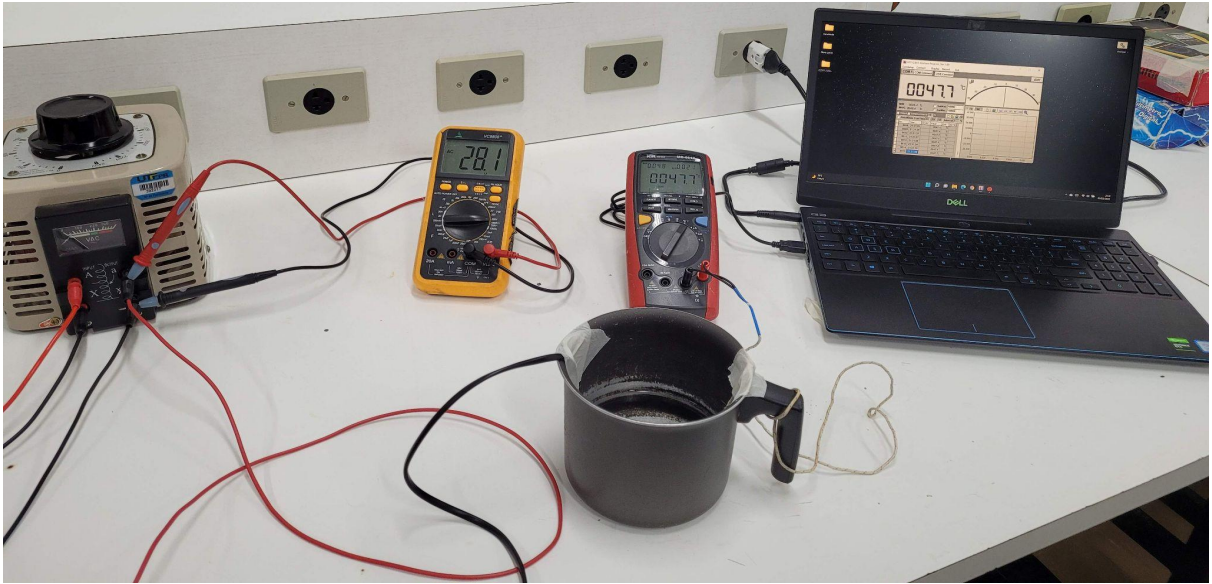
Figura 2: Tensão aplicada



Fonte: autoria própria (2022)

A temperatura da água foi monitorada pelo sensor de temperatura colocado no recipiente com água juntamente com o aquecedor elétrico, este sensor foi conectado no multímetro, que por sua vez foi conectado ao notebook através do cabo USB. No notebook foi utilizado o software do multímetro para coletar os dados lidos. O esquema completo pode ser visto na Figura 3.

Figura 3: Modelagem do sistema



Fonte: autoria própria (2022)

Pela equação da potência dissipada foi calculado o valor da resistência do aquecedor ( $R_{aq}$ ), utilizando a potência informada pelo fabricante de 770 W ( $P_{aq}$ ), quando aplicado na tensão de 127 V ( $V_{aq}$ ). Assim,

$$R_{aq} = \frac{V_{aq}^2}{P_{aq}} = \frac{127^2}{770} = 20,95 \, \Omega. \quad (1)$$



Para calcular a taxa de entrada de calor em Kcal/s é multiplicada a constante  $K_{ph}$  pela potência do aquecedor com base na tensão aplicada ( $V_{in}$ ). Assim,

$$h_i(0^+) = \frac{V_{in}^2}{R_{aq}} * K_{ph} = \frac{28,2^2}{20,95} * 2,39 * 10^{-4} = 9,07 * 10^{-3} \text{ Kcal/s}. \quad (2)$$

Com a variação da energia e a variação de temperatura do experimento é possível calcular a resistência térmica de todo o sistema ( $R_t$ ), sendo esta a razão entre a variação da temperatura e a variação da energia. Assim,

$$R_t = \Delta T / \Delta h = (47,7 - 25,4) / (9,07 * 10^{-3} - 0) = 2459 \, \Omega. \quad (3)$$

Logo a constante de tempo se dá pela multiplicação entre a resistência térmica do sistema ( $R_t$ ) e a capacidade térmica ( $C$ ), porém, como a capacidade térmica é a multiplicação entre a massa e o calor específico, sendo esse último igual a 1 para a água, pode-se multiplicar diretamente pela massa da água ( $m$ ), que em nosso experimento utilizamos 300 ml, ou 0,3 litro. Assim,

$$\tau = R_t * m = 2459 * 0,3 = 737,7 \text{ s}. \quad (4)$$

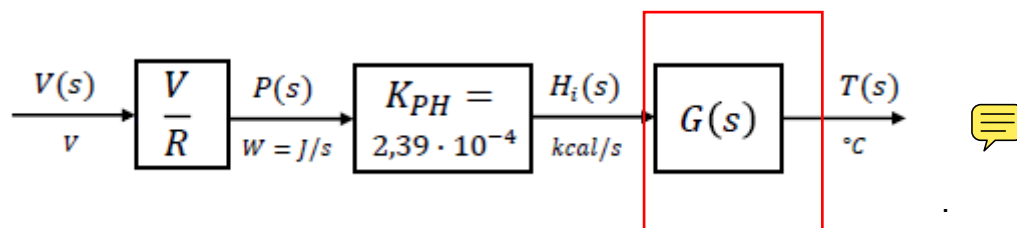
Com todos esses dados é possível montar a função de transferência teórica do sistema (Gt) dada por:

$$Gt(s) = \frac{V_{in}^2}{R_{aq}} * K_{ph} * \frac{R_t}{\tau * s + 1},$$



$$Gt(s) = \frac{22,3}{737,7 * s + 1}. \quad (5)$$

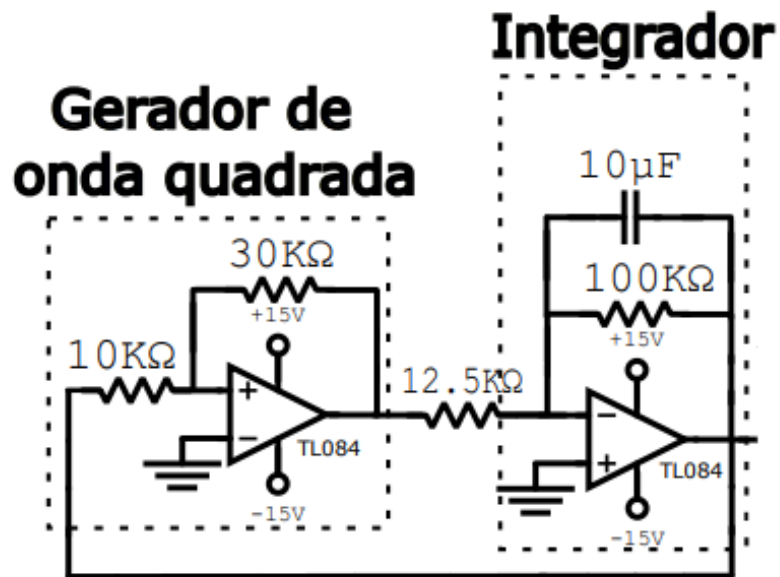
O diagrama de blocos da modelagem da planta do sistema é dado por:



### 3. ANÁLISE DO CIRCUITO DE ACIONAMENTO VIA PWM

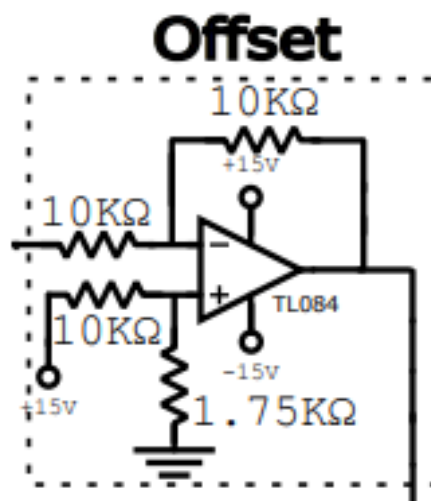
O circuito de acionamento via PWM pode ser dividido em 3 etapas de funcionamento. Primeiro, há a geração de uma onda triangular através da ligação em cascata de dois amplificadores operacionais, respectivamente, um Schmitt Trigger não inversor e um circuito integrador prático (possui um resistor adicional em paralelo com um capacitor), como mostrado na Figura 4. Este é conectado a um circuito subtrator, como o ilustrado na Figura 5, e, finalmente, a última etapa do circuito consiste na conexão da saída do circuito subtrator a entrada inversora de um comparador com referência diferente de zero com alimentação assimétrica, apresentado na Figura 6. Como pode ser visto posteriormente no relatório, o comparador O LTspice foi utilizado para as simulações no circuito PWM.

Figura 4: Geração de onda triangular no circuito PWM



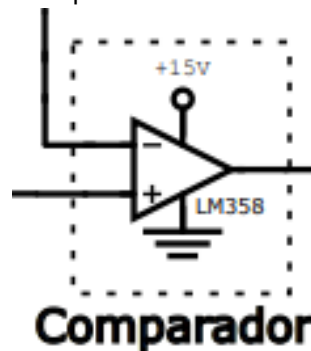
Fonte: autoria própria (2022)

Figura 5: Circuito Subtrator do circuito PWM



Fonte: autoria própria (2022)

Figura 6: Comparador de referência não nula



Fonte: autoria própria (2022)

Os amplificadores operacionais TL084 utilizados são alimentados simetricamente com uma tensão de  $\pm 15$  V. Na Figura 4, temos um Schmitt Trigger não inversor, que converte qualquer forma de onda em um onda de forma degrau. Sabemos que, no Schmitt Trigger, a tensão de disparo será definida pela fração de realimentação, dada pelos resistores R1 e R2. Assim, definindo B como a fração de realimentação:

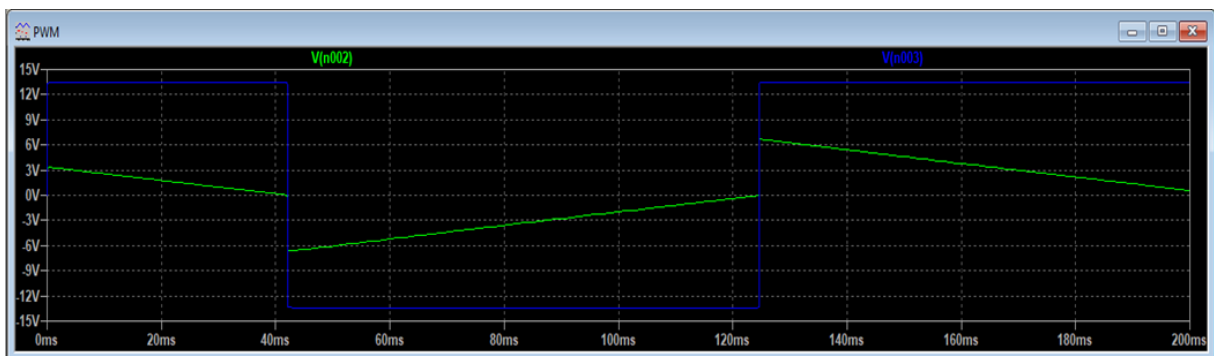
$$B = \frac{R1}{R2} = \frac{10k}{30k} = \frac{1}{3} \cdot (6) \longrightarrow$$

Na simulação, vemos que a tensão de saturação do TL084 é  $\pm 13,481$  V:

$$\pm V_d = \pm B * V_{sat} = \pm \frac{1}{3} * 13,481 = \pm 4,4937 \text{ V} . (7)$$

Vd sendo a tensão de disparo do Schmitt Trigger.

Figura 7: Obtenção no LTspice das onda de tensão na entrada não-inversora do Schmitt Trigger e (Vn002) e Onda de tensão na saída do Amplificador operacional U2(Vn003);



Fonte: autoria própria (2022)

O Schmitt Trigger irá produzir uma onda quadrada com valores máximo e mínimo de  $\pm 13,481$  V, como pode ser visto na Figura 7. A saída do Schmitt Trigger, após passar pelo resistor R3, irá entrar no integrador prático, onde a onda quadrada será convertida em uma onda triangular quando passar pelo capacitor. Analisando o circuito no domínio da frequência, a partir da saída do Schmitt Trigger, pela lei de correntes de Kirchhoff e desprezando a corrente de entrada do amplificador operacional:

$$\frac{V_o(u2)(s) - 0}{R3} = \frac{0 - V_{out}(s)}{\frac{1}{C1}} + \frac{0 - V_{out}(s)}{R4}$$



A corrente que passa em R4 é bastante pequena, assim pode ser desprezada. Dessa forma:

$$\frac{Vo(u2)(s) - 0}{R3} = \frac{0 - Vout(s)}{\frac{1}{sC1}}$$



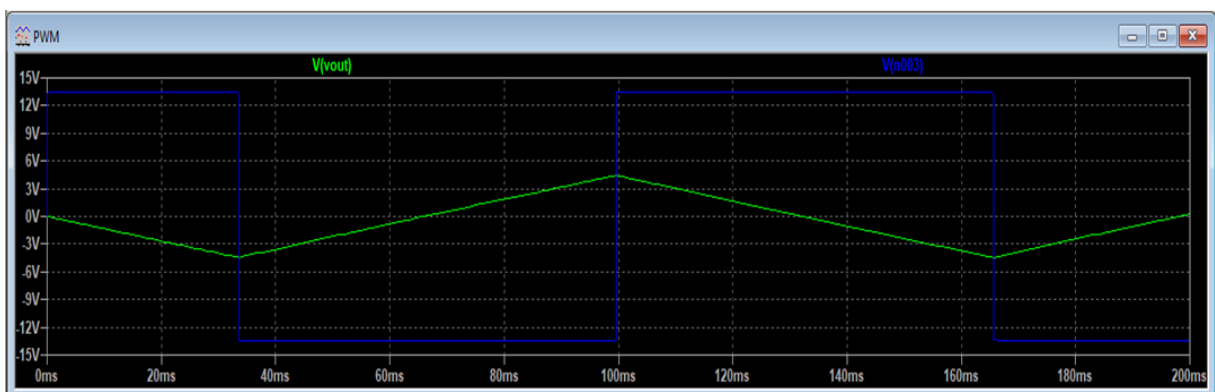
$$Vout(s) = \frac{-Vo(u2)(s)}{s * R3 * C1}$$

Convertendo para o domínio do tempo, temos:

$$Vout(t) = - \int \frac{Vo(u2)(t)}{R3 * C1}$$

A Figura 8 mostra a onda de tensão de entrada do integrador junto com a onda de tensão que foi obtida na saída do amplificador operacional U1 enquanto a Figura 9 mostra a onda de corrente que passa pelo resistor R4, em paralelo com o capacitor. Como o valor máximo da corrente em R4 não ultrapassa 100 microamperes, podemos desconsiderá-la para a análise do circuito.

Figura 8: Obtenção no LTspice da Onda de tensão na saída do amplificador op. U1, com valor de pico a pico Vpp de aproximadamente 8,8V(Vout) e da onda de tensão de entrada no integrador(Vn003)



Fonte: autoria própria (2022)

V(out) = Onda de tensão na saída do amplificador op. U1, com valor de pico a pico Vpp de aproximadamente 8,8V;

V(n003) = Onda de tensão de entrada no integrador;



A onda  $V_o(u2)$  é uma onda quadrada com valores  $\pm 13,475$  V. Tanto o valor em nível alto quanto em nível baixo ocorrem num semiperíodo de 83,33 ms, o que resulta em um período de 166,66 ms, obtendo, assim, uma frequência da onda triangular de aproximadamente 6 Hz. Tal frequência foi escolhida pois, como a frequência da rede é 60Hz, a modulação do PWM será feita em 10 ciclos na frequência da rede. Utilizando a equação anterior, sabemos que o valor de pico a pico da saída, quando temos uma onda quadrada de razão cíclica de 50%, pode ser descrito por:

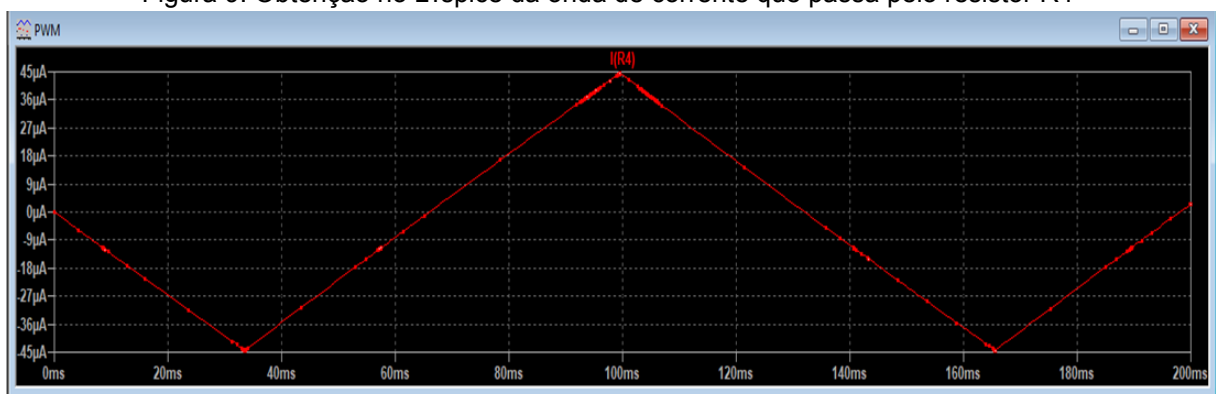
$$V_{out,pp} = \frac{V_o(u2),pico * T}{2 * R3 * C1}$$

Sendo T o semiperíodo. Sabendo que  $V_o(u2)$ , pico é 13,475V e  $V_{out,pp}$  é 4,472V, obtemos:

$$T = (12,5k * 10\mu) * \frac{4,472}{13,475} * 2 = 82,9ms$$

Como o valor obtido é bastante próximo do semi período da onda triangular, os cálculos do circuito são coerentes.

Figura 9: Obtenção no LTspice da onda de corrente que passa pelo resistor R4



Fonte: autoria própria (2022)

Após passar pelo gerador de onda triangular, a saída de U1 é conectada a um circuito subtrator. O circuito simulado e utilizado pode ser visto na figura 5, e, pela análise do circuito, sabemos que a tensão de referência, localizada na entrada inversora do amplificador U3, é :

$$V_{ref} = V_{cc} * \frac{R8}{R7 + R8} = 15 * \frac{1,75k}{11,75k} = 2,234 V$$

Por conta da realimentação negativa, a tensão na entrada não inversora é a mesma. Assim, podemos calcular  $V_{out2}(t)$  por:

$$\frac{V_{out2}(t) - V_{ref}}{10k} = \frac{V_{ref} - V_{out}(t)}{10k} \rightarrow V_{out2}(t) = 2 * V_{ref} + V_{out}(t)$$

Nos instantes de tempo em que a saída de U3 atinge os valores de pico:

$$V_{out}(t) \cong \pm 4,43 \rightarrow V_{out2}(t) \cong 2 * 2,234 \pm 4,43$$

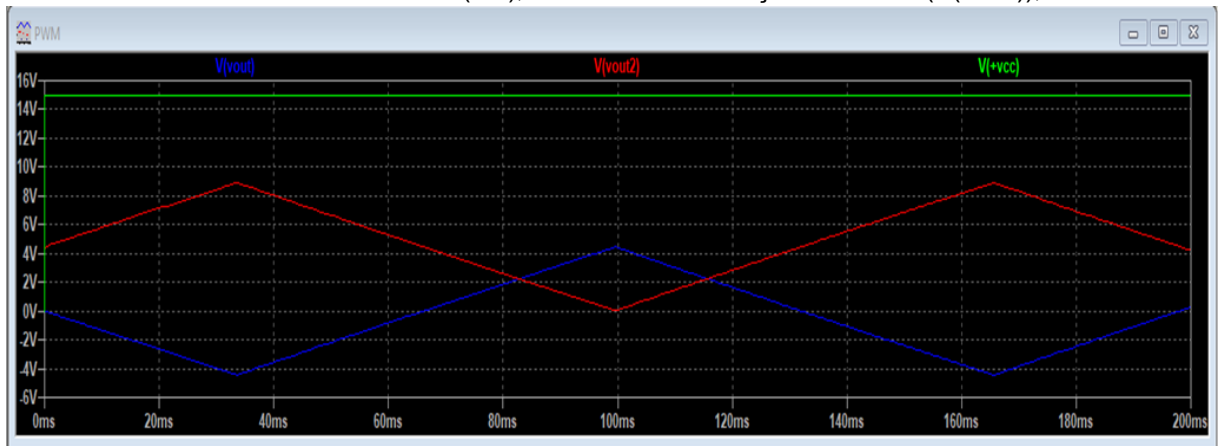
O que nos dá:

$$\begin{aligned} V_{out2}(t1) &= 8,898 V \\ V_{out2}(t2) &= 0,038 V \end{aligned}$$

Tais valores são suficientemente próximos aos valores de pico da saída de U4 obtidos na simulação, como pode ser visto na figura 10 a seguir.

O resistor R6 é colocado para atenuar a tensão de saída e, conseqüentemente, para o controle do ganho de U3. Considerando que este é um circuito de realimentação negativa, podemos considerar a tensão na entrada não inversora igual a da inversora. Assim, com a tensão  $V_{out}$  do gerador aplicada no outro terminal do resistor R5, temos a seguinte saída em U4, representada na figura a seguir:

Figura 10: Obtenção no LTspice da onda de tensão de saída no amplificador U4 (Vout2); da onda de tensão de saída de U3 V(out); tensão de alimentação do LT084 (V(+vcc));



Fonte: autoria própria (2022)

A saída de U3, então, é ligada a um comparador com referência não nula, e esta última parte servirá para variar a razão cíclica do sinal enviado à planta do experimento. Simultaneamente, a saída de U3 é conectada a um relé de estado sólido. O relé tem o objetivo de chavear o circuito, fazendo com que ele seja acionado pela vontade do usuário.

O relé de estado é um componente **semicondutor** que possui as mesmas funções de um relé convencional, que é acionar uma carga de alta potência utilizando uma baixa potência de entrada. Diferentemente dos relés eletromecânicos, eles não geram arco elétrico quando em operação, possuem tempo de comutação muito menor, apresentam faixas mais amplas de operação de tensão e corrente e apresentam maior vida útil. O modelo utilizado para o projeto foi o ZG3NC-340B, da marca BHS, mostrado na Figura 11.

Figura 11: SSR ZG3NC-340B utilizado no projeto



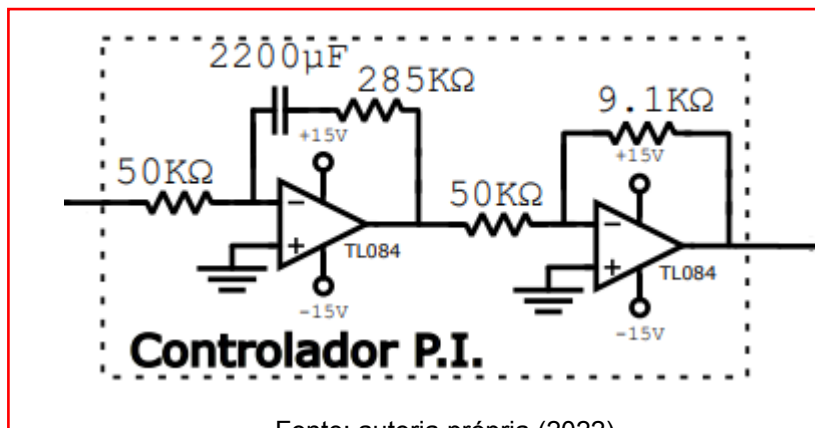
Fonte: autoria própria (2022)

Comparando os valores obtidos experimentalmente com os da simulação, concluímos que ficaram suficientemente próximos, o que é satisfatório para o projeto.

#### 4.CONTROLADOR

O controlador PI foi escolhido para atender o projeto tendo em vista sua capacidade de zerar o erro em regime permanente. A forma com a qual o PI foi utilizado também permitiu que este alterasse a resposta em regime transitório da planta. Para tal definimos o **ganho em malha fechada** do projeto e então definimos o zero do compensador de forma que o sistema compensado **fica-se criticamente amortecido** a fim de reduzir o sobressinal. O controlador e os componentes utilizados para seu funcionamento se encontram na figura 12, abaixo:

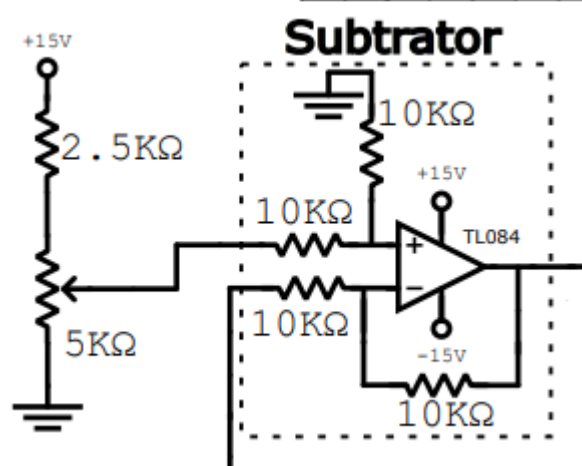
Figura 12: Controlador PI utilizado para controle da planta



Fonte: autoria própria (2022)

Primeiramente, foi projetado outro circuito subtrator que é colocado em cascata com o controlador PI. Ele foi posto para comparar a tensão resultante da saída do potenciômetro com a tensão da saída do sensor de temperatura, que será mais detalhado posteriormente. Este subtrator é conectado a um potenciômetro de 5kΩ, que é utilizado para controlar a temperatura requerida no sistema, ilustrado na figura abaixo.

Figura 13: Circuito subtrator com potenciômetro utilizado no controlador P



Fonte: autoria própria (2022)

Após isso, foi calculado o ganho  $K_c$  de ciclos relacionado ao PWM. Como o experimento foi realizado numa tensão eficaz de 127 volts e a tensão de pico da onda triangular proveniente do PWM era de 9,1V, temos:

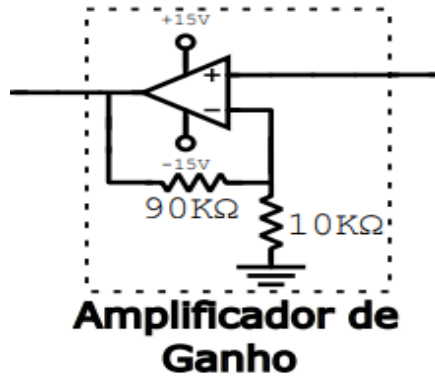
Figura 14: Valor do ganho de ciclos do PWM

$$K_{cciclos} = \frac{127^2}{9,1} = 1772,418[V]$$

Fonte: autoria própria (2022)

Além do controlador, também foi necessário utilizar um sensor de temperatura na planta. O sensor utilizado foi o LM35 e possui uma resolução de 10mV/°C. Utilizando o TL084, também foi feito um amplificador de ganho não inversor com ganho de 10 dB conectado em cascata com o LM35. Este amplificador de ganho será a realimentação do circuito. Assim, o sensor utilizado apresenta um ganho de 0,1V/°C. O amplificador utilizado juntamente ao sensor é representado na figura a seguir.

Figura 15: Circuito do amplificador de ganho não inversor conectado ao sensor LM35



Fonte: autoria própria (2022)

Os valores escolhidos para os pólos foram definidos por meio de  $\zeta = 1$  e  $\omega_n = 2,666 \cdot 10^{-3}$ , o que produz um tempo de assentamento de 25 minutos. Sendo assim, temos a função de transferência teórica do compensador dada por:

Figura 16: Função de transferência calculada para o compensador

$$\frac{1.04551s + 1.6716e - 3}{s}$$

Fonte: autoria própria (2022)

Por esta função de transferência, temos então a constante de erro estático de posição dada por:

Figura 17: Cálculo da constante de erro estático associado ao compensador

$$Kp = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1.04551s + 0.0016716}{s} \rightarrow Kp \rightarrow \infty$$

Fonte: autoria própria (2022)

A partir disto, temos que o erro em regime permanente, para uma entrada do tipo degrau, é:

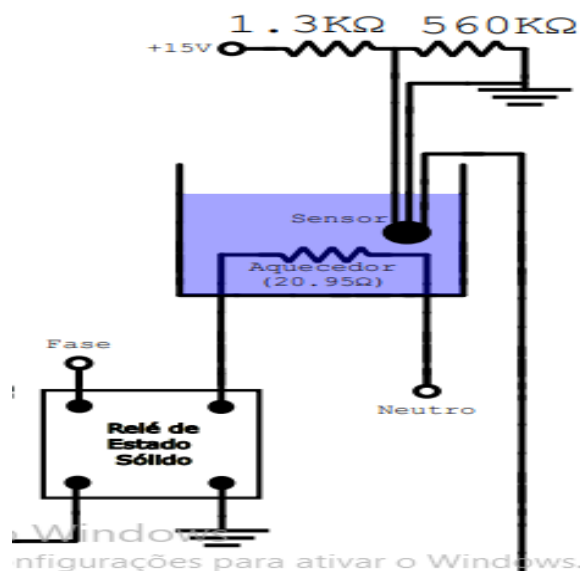
Figura 18: Cálculo do erro em regime permanente para uma entrada  $H(s) = 1/s$  (Entrada degrau)

$$Ep(\infty) = \frac{1}{1 + Kp} = 0$$

Fonte: autoria própria (2022)

Após **projetado o controlador**, a saída deste irá entrar em um Totem Pole, que foi feito utilizando dois transistores, um BC548 e um BC558. Posteriormente, a saída do Totem Pole é conectada ao comparador de referência não nula ilustrado na figura, ainda na seção de acionamento do PWM. A saída deste comparador é conectada a uma das entradas do relé de estado sólido mostrado na figura 11. A partir disto o relé então é acionado e o aquecedor descrito na modelagem começa a dissipar **potência**, esquentando a água. Os resistores de  $1.3k\Omega$  e  $560k\Omega$  são utilizados com o propósito de fazer um divisor de tensão, assim o sensor é alimentado com 5V, assegurando seu funcionamento. Esta etapa está representada na figura 19 a seguir. Finalmente, os dados de temperatura começam a ser obtidos.

Figura 19: Conexão do SSR com o sensor e com o recipiente para obtenção dos dados

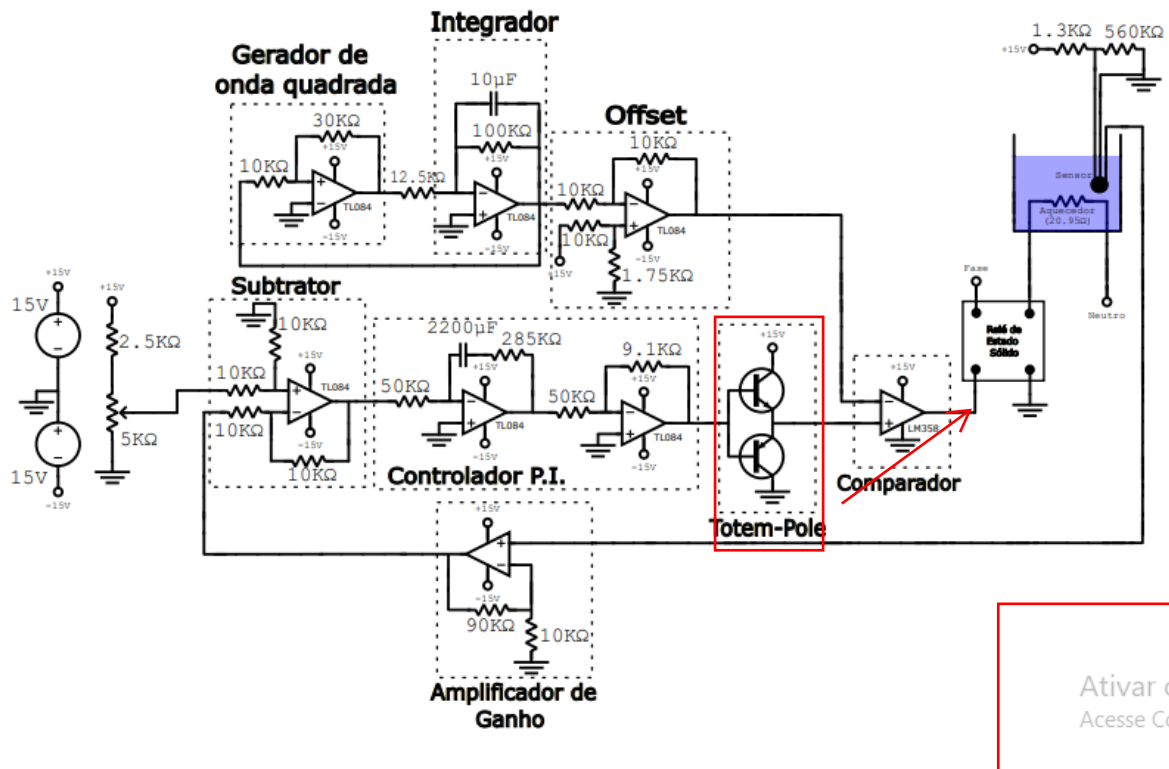


Fonte: autoria própria (2022)

Então, temos a representação do esquemático final do circuito, mostrado a seguir:



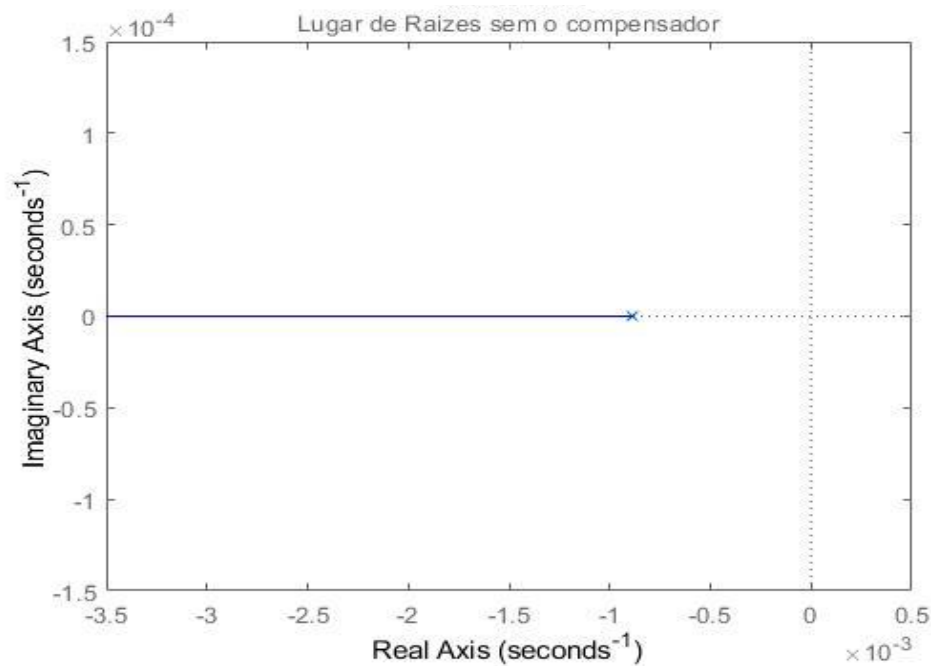
Figura 20 : **Esquemático** completo do circuito do compensador



Fonte: autoria própria (2022)

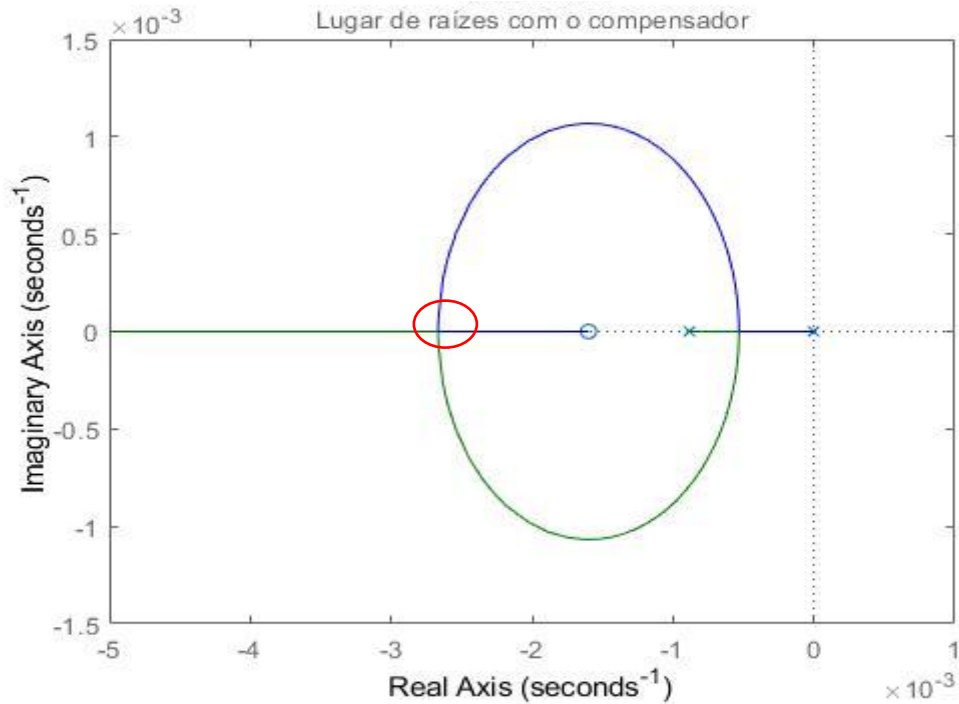
Pelo Matlab, utilizando a função rlocus, podemos obter o lugar das raízes de nossa planta com e sem o compensador, que seguem abaixo:

Figura 21



Fonte: autoria própria (2022)

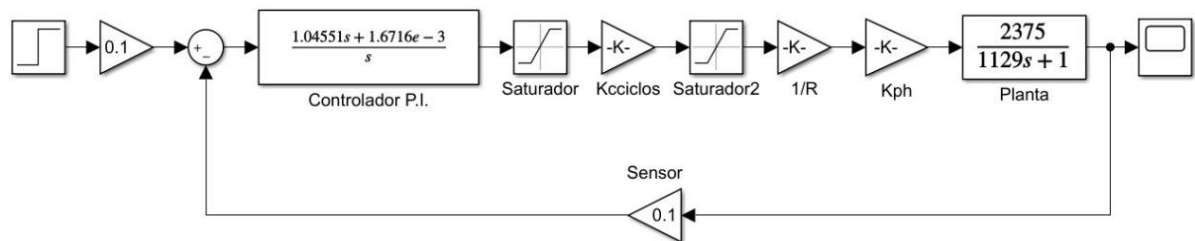
Figura 22



Fonte: autoria própria (2022)

O diagrama de blocos do projeto foi feito na ferramenta Simulink do MATLAB. Os ganhos de 0,1, na realimentação do sistema e na entrada, se referem ao posicionamento do sensor utilizado para a obtenção dos dados de temperatura:

Figura 23: Diagrama de blocos do sistema do projeto obtido no simulink



Fonte: autoria própria (2022)

## 5.OBTENÇÃO E ANÁLISE DOS DADOS EXPERIMENTAIS COM O COMPARADOR

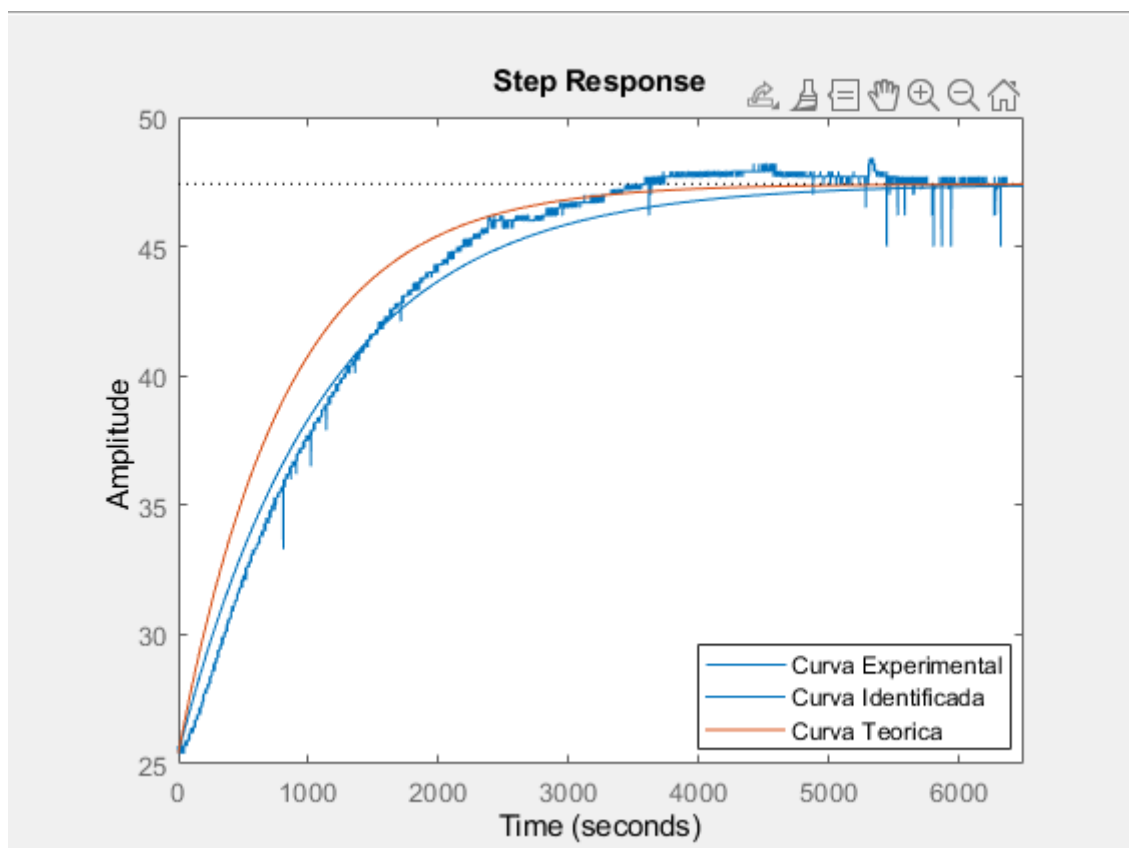
Após a **projeção** do sistema teórico, foi realizada a montagem do sistema na prática. Recapitulando a parte onde foi feita a modelagem, de onde foi obtida a função de transferência mostrada na figura a seguir e a curva teórica obtida na modelagem da planta, temos as curvas de resposta do sistema a uma entrada degrau sem o compensador, que foram obtidas no MATLAB, exceto pela curva experimental que foi obtida no programa de interface UT71C/D/E do multímetro MD-6510.

Figura 24: função de transferência experimental da planta

$$\frac{2375}{1129s + 1}$$

Fonte: autoria própria (2022)

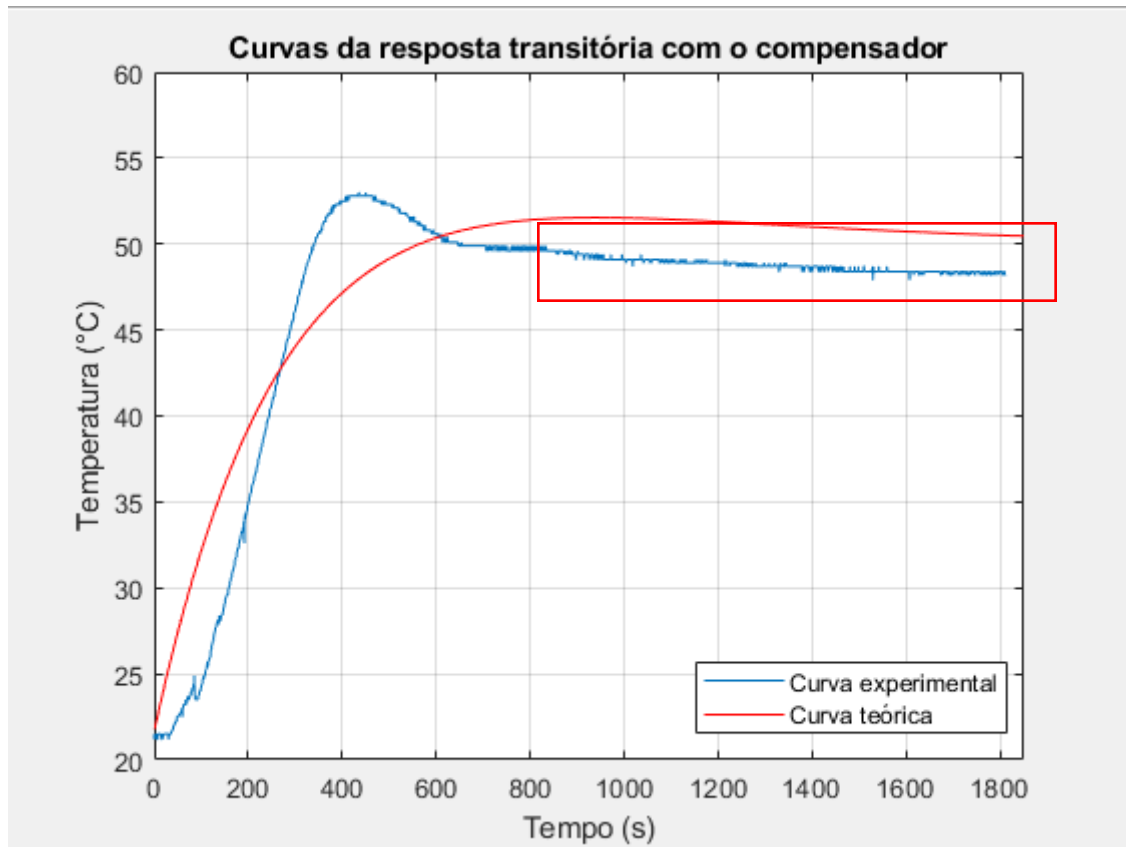
Figura 25: Curvas obtidas da modelagem do sistema em malha aberta sem compensador



Fonte: autoria própria (2022)

Tendo as curvas da resposta transitória do sistema sem compensador como base, podemos compará-las com as curvas de resposta que foram obtidas com o compensador. Assim como na figura anterior, a curva experimental foi obtida pela interface do MD-6510.

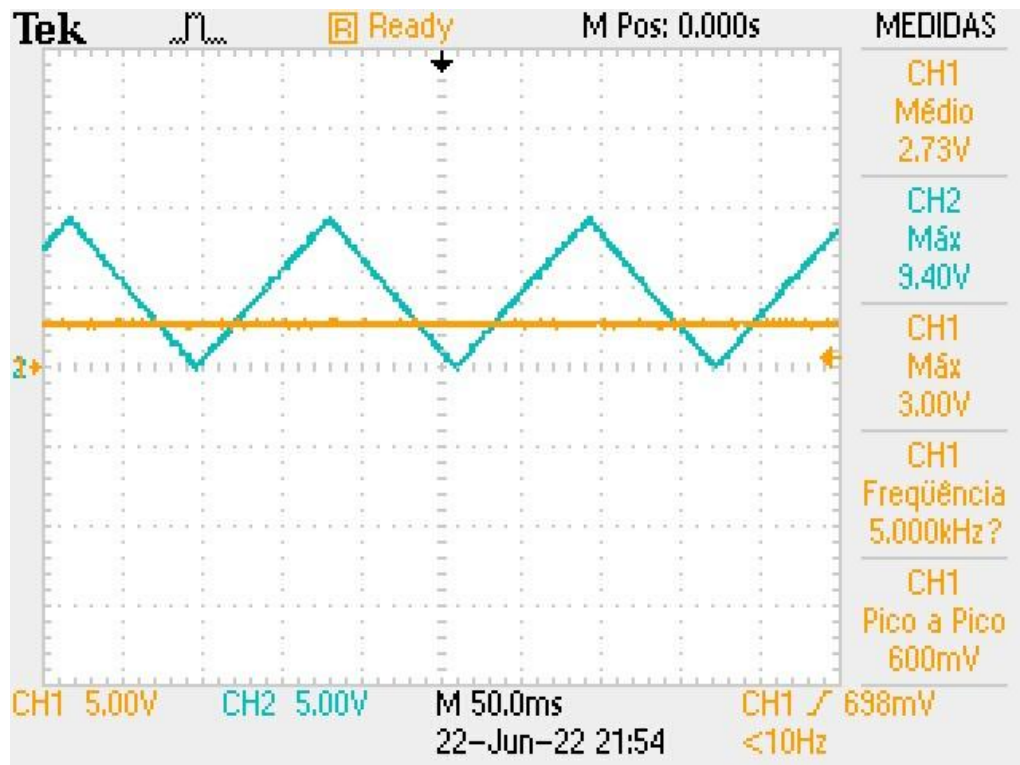
Figura 26: curvas da resposta do sistema em malha fechada com o compensador



Fonte: autoria própria (2022)

Nestas curvas obtidas acima, o potenciômetro foi ajustado para obter-se uma temperatura de 50° na leitura do sensor. Nota-se que há uma grande diferença entre a resposta teórica e a experimental que foi obtida. Em apresentação com o professor, foi aferido que isto pode ter ocorrido devido a sequência com a qual foi montado o controlador PI. Notamos que, no ponto de saída do controlador, a tensão teórica esperada não foi obtida na prática. Isso pode ser observado na obtenção das ondas que foram tiradas do osciloscópio utilizado na medição, visto a seguir.

Figura 27: ondas obtidas no osciloscópio. No canal 1(laranja), é a onda de tensão na saída do PI enquanto no canal 2(azul) é a onda de saída do subtrator do PWM



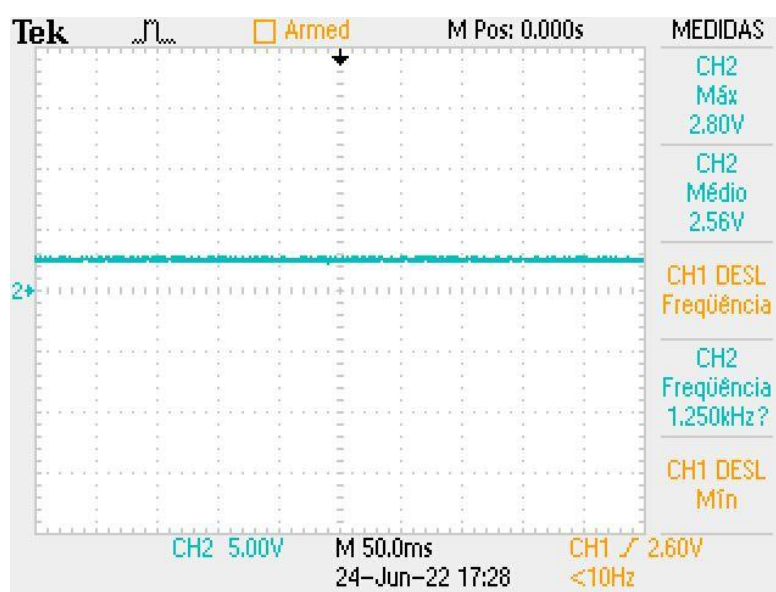
Fonte: autoria própria (2022)

Pode ser visto que o valor médio da tensão no canal 1 é de 2.73V. Segundo os cálculos, o valor desta onda deveria estar em torno de 10-13V. Como ocorreu esta diferença, o experimento foi refeito mudando a sequência dos subcircuitos do controlador (no caso, o integrador dentro do PI será posto como a segunda parte do circuito).

Refazendo o experimento novamente, as seguintes ondas de tensão para o circuito foram obtidas no osciloscópio. A temperatura foi ajustada para se estabilizar em torno dos 50 graus:

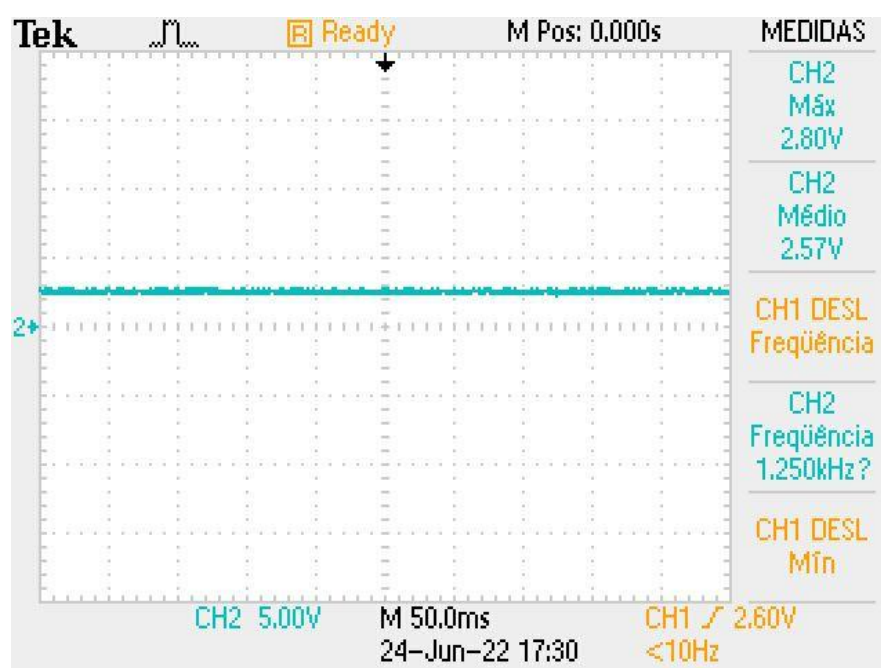


Figura 28: Entrada não inversora do subtrator ligado ao PI



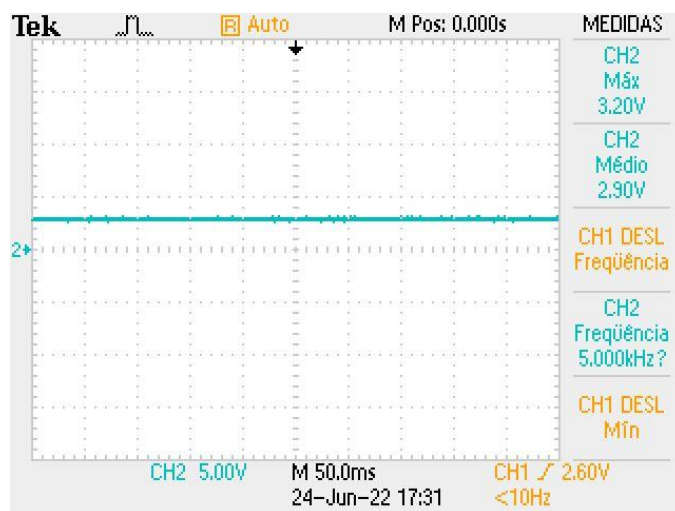
Fonte: Autoria própria (2022)

Figura 29: Entrada inversora do subtrator ligado ao PI



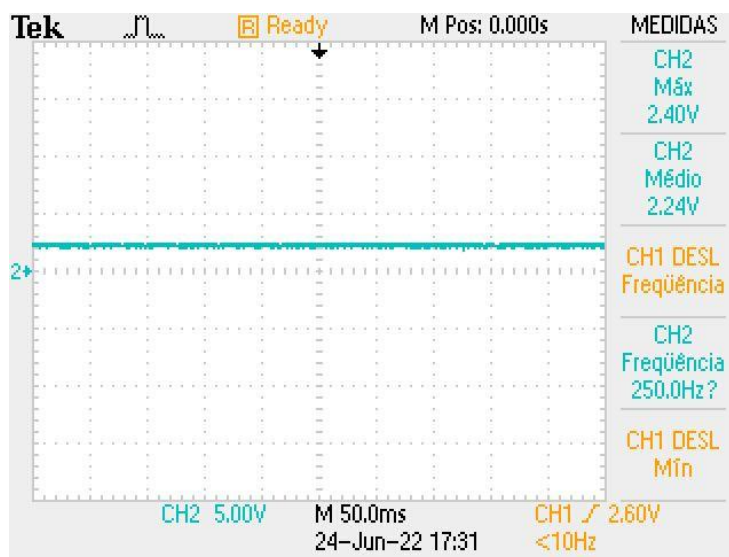
Fonte: Autoria própria (2022)

Figura 30: Saída do subtrator ligado ao PI



Fonte: autoria própria (2022)

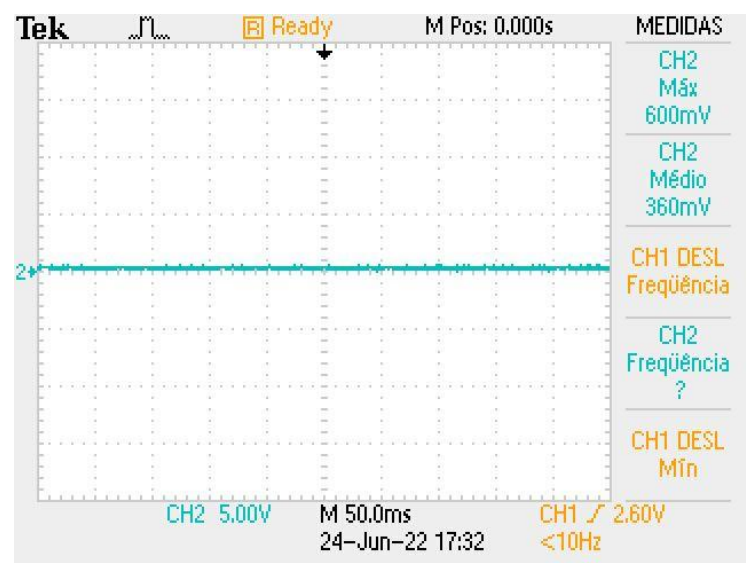
Figura 31: Saída do amplificador de ganho do sensor



Fonte: Autoria própria (2022)

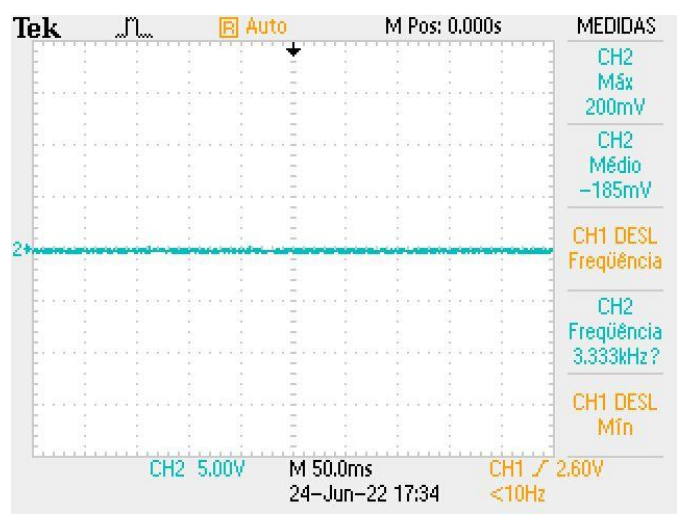


Figura 32: Entrada não inversora do amplificador de ganho do sensor



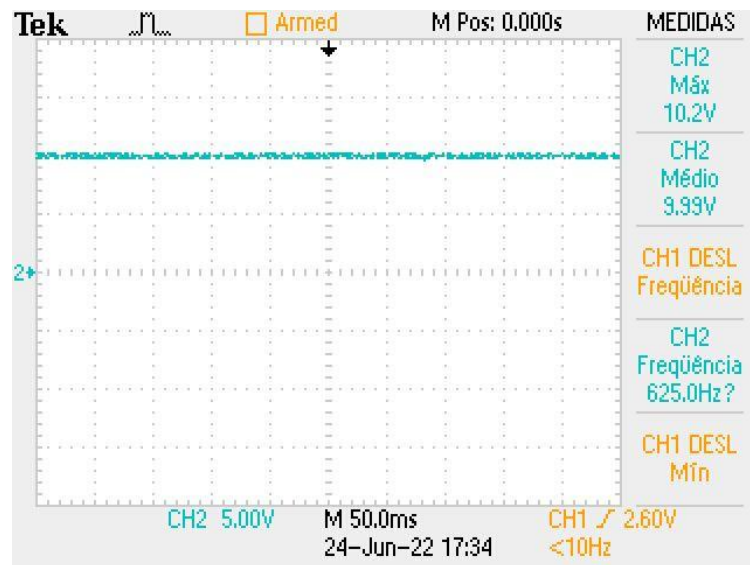
Fonte: autoria própria (2022)

Figura 33: Entrada inversora do integrador PI



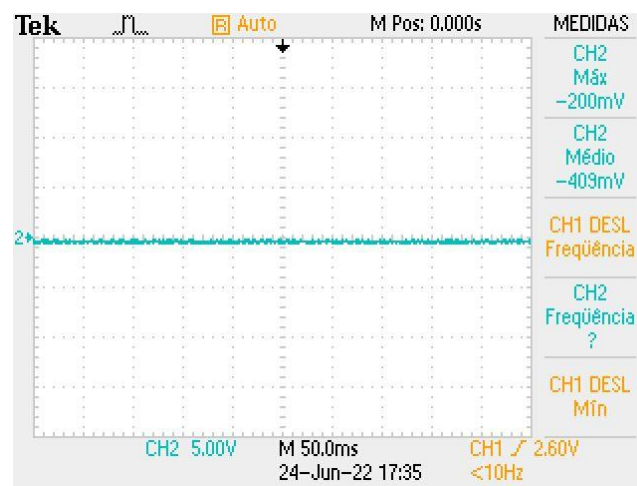
Fonte : Autoria própria (2022)

Figura 34: Saída do controlador PI



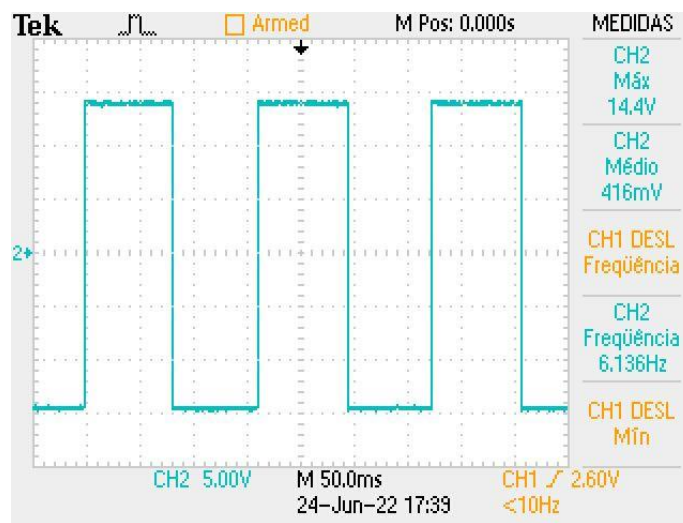
Fonte: autoria própria (2022)

Figura 35: Saída de ganho do inversor dentro do controlador PI



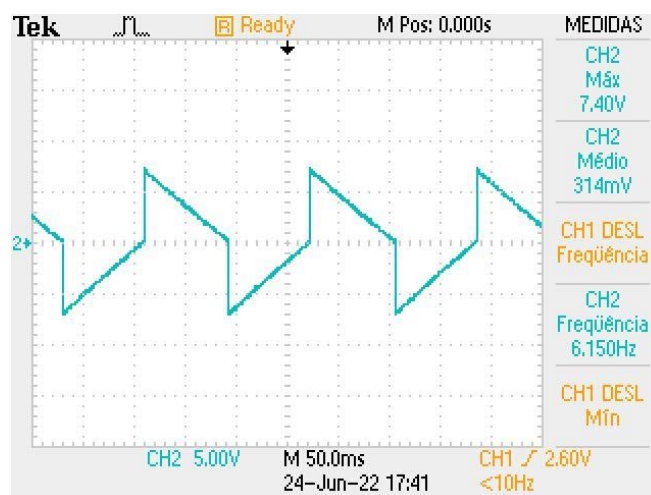
Fonte: autoria própria (2022)

Figura 36: Saída do Schmitt Trigger do circuito PWM



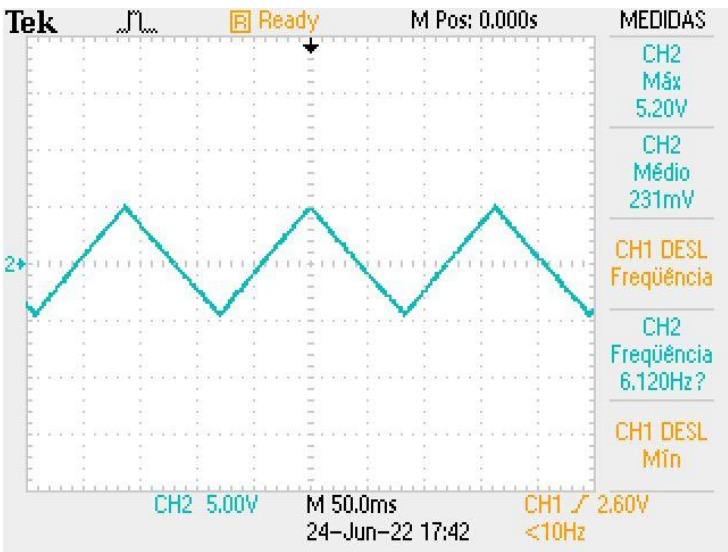
Fonte: autoria própria (2022)

Figura 37: Entrada não inversora do Schmitt Trigger do PWM



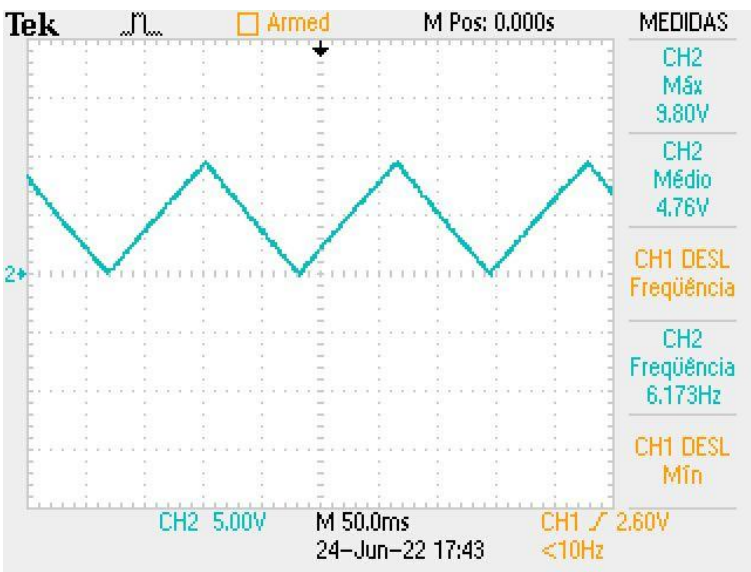
Fonte: autoria própria (2022)

Figura 38: Saída do integrador do PWM



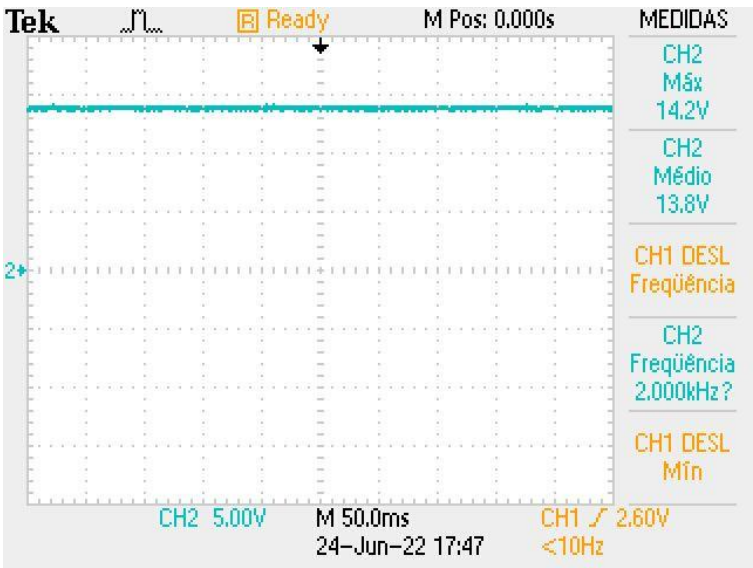
Fonte: autoria própria (2022)

Figura 39: Saída do subtrator do PWM



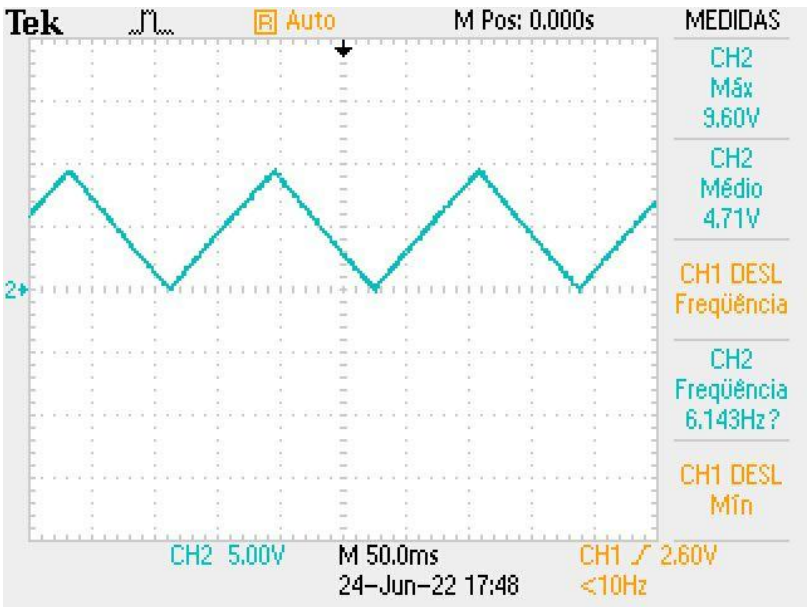
Fonte: autoria própria

Figura 40: Saída do LM358, utilizado como comparador. Nota-se que o valor encontrado é o de saturação do amplificador



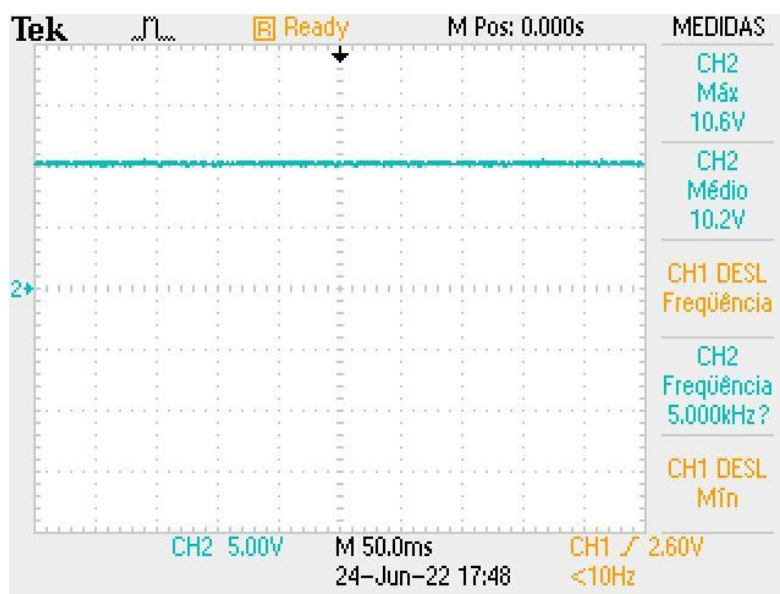
Fonte: autoria própria (2022)

Figura 41: Entrada do PWM no comparador do LM358



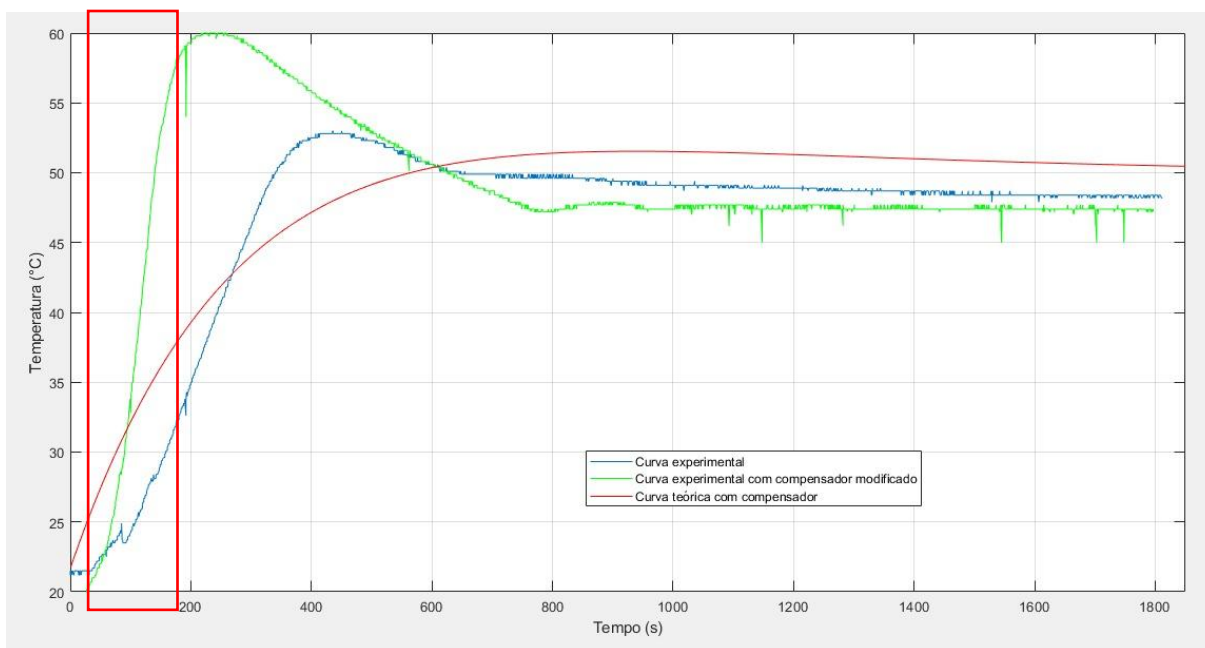
Fonte: autoria própria (2022)

Figura 42: Entrada não inversora do PWM



Fonte: autoria própria (2022)

Figura 43: Curvas experimentais da resposta transitória do sistema, em malha fechada modificado e da montagem anterior, obtidas no MATLAB



Fonte: Autoria própria (2022)

Observa-se que, mesmo com a alteração da ordem dos subcircuitos no controlador, o sobressinal permaneceu no experimento e desta vez mostrou-se ainda maior. No entanto o tempo de subida da resposta transitória mostrou-se muito menor do que no primeiro experimento. Tais características são importantes para considerar em projetos futuros.

A respeito do sobressinal no último experimento chegamos a conclusão que o principal motivo deste valor foi devido ao zero existente na função de transferência do sistema. Uma possível solução para esse problema de sobressinal é de **alterar a função** de transferência para anular o zero existente. E isso pode ser feito da seguinte forma:

Como obtivemos a função de transferência da planta na figura 24, multiplicando a mesma com o ganho do PI temos:

$$(K_p + K_i/s) \cdot (K_a/(s+a))$$

Onde  $a$  é  $1/1129$ .

Para cancelarmos o zero é feito uma manipulação matemática resultando na seguinte equação:

$$K_p \cdot (s + K_i/K_p)/s \cdot (K_a/(s+a))$$

Assim para ser cancelado o zero, a parte  $(s + K_i/K_p)$  deve ser igual à  $(s+a)$ , resultando em:

$$K_p \cdot K_a/s$$

E em malha fechada:

$$K_p \cdot K_a / (s + K_p \cdot K_a)$$

Com as equações acima, conseguimos encontrar os valores das variáveis  $K_p$  e  $K_i$ , utilizando o tempo de acomodação desejado. E com esses novos valores a última etapa é alterar os componentes do circuito com base nas variáveis encontradas.

## 6.CONCLUSÃO

O resultado final do experimento **foi bastante satisfatório.** Conseguimos realizar as simulações com bastante precisão e os resultados experimentais, apesar de haver algumas ~~divergências~~, ficaram suficientemente coerentes com as primeiras. O projeto também foi uma boa experiência no sentido de aplicar os conhecimentos e informações não só da matéria de Controle I e II, mas também da área da Eletrônica, Física, etc.. Um projeto prático como este acaba sendo muito valioso na área da Engenharia Elétrica, já que é uma aplicação que, apesar de se apresentar simples, demanda bastante estudo e requer uma quantidade de tempo significativa para ser realizada.

