

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENG. DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

LUCAS DE ASSIS LAURI - 290411

**CONTROLE DO ACIONAMENTO
POR MOTOR DC DE UMA MESA
VIBRATÓRIA DE UM GRAU DE
LIBERDADE**

Porto Alegre
2023

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENG. DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

LUCAS DE ASSIS LAURI - 290411

**CONTROLE DO ACIONAMENTO
POR MOTOR DC DE UMA MESA
VIBRATÓRIA DE UM GRAU DE
LIBERDADE**

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC-CCA)
apresentado à COMGRAD-CCA da Universi-
dade Federal do Rio Grande do Sul como parte
dos requisitos para a obtenção do título de *Ba-
charel em Eng. de Controle e Automação* .

ORIENTADOR:

Prof. Dr. Mário Roland Sobczyk Sobrinho

Porto Alegre
2023

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENG. DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

LUCAS DE ASSIS LAURI - 290411

**CONTROLE DO ACIONAMENTO
POR MOTOR DC DE UMA MESA
VIBRATÓRIA DE UM GRAU DE
LIBERDADE**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para a obtenção dos créditos da Disciplina de TCC do curso *Eng. de Controle e Automação* e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Mário Roland Sobczyk Sobrinho, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Mário Roland Sobczyk Sobrinho, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Prof. Dr. Marcelo Götz, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Prof. Dr. Rafael Antônio Comparsi Laranja, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Alceu Heinke Frigeri
Coordenador de Curso
Eng. de Controle e Automação

Porto Alegre, Agosto 2023

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, Paulo e Izabel, irmãs, Aline e Emília, e a minha tia Liura. Em especial, dedico este trabalho a minha esposa, Ingrid, que me acompanhou nesses anos de faculdade e esteve sempre disposta a me acudir e orientar.

AGRADECIMENTOS

Aos professores, servidores, e técnicos da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, UFRGS, pela oportunidade de realização dos meus estudos.

Ao meu orientador, Mário Sobczyk, pelo apoio neste e em diversas outras atividades ao longo da minha graduação.

À empresa Tecnodrill — onde atuei durante grande parte da minha graduação — e, em especial, ao Jefferson Costa pelos ensinamentos práticos e compreensão com os horários de aula.

Por fim, mas não menos importante, a todos os membros da minha família que de forma direta ou indireta participaram da construção da minha vida acadêmica.

RESUMO

Este trabalho consiste no estudo, projeto e implementação de uma mesa vibratória de um grau de liberdade com acionamento por meio de um motor de corrente contínua instrumentado por um *encoder* incremental rotativo. Testou-se um controle PD (proporcional derivativo) obtido pelo método do lugar das raízes e um controle PID (proporcional integral derivativo) realizado pelo método do ponto crítico, ambos utilizando como realimentação o sinal de posição obtido pelo *encoder* e atuando sobre o motor por meio da técnica de modulação de largura de pulso (*PWM — pulse width modulation*). O trabalho também incluiu o desenvolvimento de todos os circuitos eletrônicos e códigos de programação necessários tanto para o tratamento dos sinais dos sensores, como para o acionamento dos atuadores. A mesa vibratória resultante é capaz de seguir sinais periódicos com frequência de até 10 Hz e amplitude de 5 mm ou sinais com amplitude de até 100 mm com frequências menores.

Palavras-chave: *shaking table*, controle, motor DC, programação, eletrônica e instrumentação.

ABSTRACT

This study involves developing a single-degree-of-freedom vibratory table driven by a direct current motor with a rotary incremental encoder. Two control strategies are evaluated: proportional-derivative (PD) and proportional-integral-derivative (PID) using positional feedback from the encoder and pulse width modulation (PWM). The resulting table accurately tracks periodic signals, supporting frequencies up to 10 Hz and amplitudes of 5 mm, or amplitudes up to 100 mm at lower frequencies. The project encompasses the creation of necessary electronic circuits and programming codes for sensor signal processing and actuator activation.

Keywords: shaking table, control, DC motor, programming, electronics and instrumentation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Esquemático de um aparato de teste típico para ensaios de vibração...	11
2	Ilustração dos componentes básicos da estrutura de um <i>shaker</i>	12
3	<i>Shaker</i> DSX-2250 da <i>Thermotron</i>	12
4	Ilustração das mesas vibratórias de grande e pequeno porte.	13
5	Exemplos de mesas vibratórias.	13
6	Esquema do sistema mecânico da mesa vibratória.	15
7	Circuito equivalente do motor DC.	15
8	Circuito para o regulador de tensão.	17
9	Circuitos de interface de tensão.	18
10	Circuito para a ponte H.	18
11	Circuito para o <i>encoder</i> rotativo do motor.	19
12	Circuito para os sensores de fim de curso.	20
13	Circuito de conexão do CLP.	20
14	Diagrama de controle de um sistema realimentado.	21
15	Lugar das raízes da equação característica da função $T(s)$	24
16	Ensaio para aplicar o método do ponto crítico com $K_p = 8900 \text{ V m}^{-1}$	24
17	Diagrama da máquina de estados para referenciar o eixo da máquina.	26
18	Pseudocódigo do controle PID realizado.	26
19	Exemplo da tela de operação da IHM.	27
20	Exemplo da tela de configuração da IHM.	27
21	Diagrama da comunicação da IHM com o CLP.	28
22	Implementação da mesa vibratória.	29
23	Testes de seguimento de referência senoidal com amplitude de 5 mm e frequência de 1 Hz.	30
24	Testes de seguimento de referência senoidal com amplitude de 5 mm e frequência de 5 Hz.	30
25	Testes de seguimento de referência senoidal com amplitude de 5 mm e frequência de 10 Hz.	31
26	Erros de seguimento de referência senoidal com amplitude de 5 mm e frequência de 10 Hz com os controles estudados.	31
27	Sinais de controle para o seguimento de referência senoidal com amplitude de 5 mm e frequência de 5 Hz.	32
28	Teste de seguimento de referência do tipo salto com amplitude de 30 mm e frequência de 0,5 Hz.	32

LISTA DE TABELAS

1	Funções do <i>L298N</i> conforme o estado dos sinais de controle.....	19
2	Componentes utilizados na <i>shaking table</i>	21
3	Parâmetros da mesa vibratória.	22
4	Fórmulas de Ziegler e Nichols para ajuste pelo método do ponto crítico.	25
5	Mensagens de alarme e suas descrições.....	28
6	Estrutura dos pacotes de comunicação do CLP com a IHM via Ethernet TCP/IP.....	51

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	9
1.1	Objetivos	10
2	REVISÃO DA LITERATURA.....	11
3	MODELAGEM E CONSTRUÇÃO DA MESA VIBRATÓRIA.....	15
3.1	Mecânica.....	15
3.2	Eletrônica.....	17
3.3	Controle	21
3.4	Programação	25
3.4.1	CLP.....	25
3.4.2	IHM.....	27
4	RESULTADOS.....	29
5	CONCLUSÕES	33
	REFERÊNCIAS	34
	APÊNDICES	37
	APÊNDICE A - CÓDIGOS	38
	APÊNDICE B - PACOTE DE DADOS ETHERNET TCP/IP.....	50

1 INTRODUÇÃO

O estudo das vibrações mecânicas é de grande importância para o desenvolvimento humano, gerando avanços significativos na mitigação de efeitos práticos indesejados deste fenômeno. Os estudos nesta área se fazem presentes em diversos domínios da atuação humana, tais como a construção de edifícios no Nepal (CHAULAGAIN et al., 2015), a análise da influência de reparos em uma ponte no Reino Unido (SALAWU; WILLIAMS, 1995) e a análise de fadiga na estrutura de helicópteros (AYKAN; ÇELİK, 2009). Uma forma de fomentar estes avanços tecnológicos é submeter estruturas a testes de vibração onde seja possível obter determinadas características da estrutura, como a sua frequência natural e os seus modos de vibração, por meio de máquinas dedicadas, estando os vibradores e as mesas vibratórias dentre os exemplos mais comuns de sistemas do gênero.

Vibradores são equipamentos eletrodinâmicos utilizados quando se deseja submeter a estrutura a deslocamentos na ordem de centímetros com frequências próximas à dezena de quilohertz. Dessa forma, vibradores podem ser utilizados para caracterizar estruturas cuja rigidez é elevada e/ou possuam pequena massa, resultando em uma alta frequência natural, ou realizar testes de fadiga (YUN; ABDULLAH; BINIENDA, 2012). Já mesas vibratórias possuem acionamento elétrico e/ou hidráulico e propiciam maiores deslocamentos, podendo chegar à ordem de metros (NAKASHIMA et al., 2018) e com frequências de até centenas de hertz (SEVERN, 2011). Por essas características, as mesas vibratórias são comumente utilizadas em ensaios sísmicos em escala de estruturas com mais de um grau de liberdade e com elevada massa e/ou rigidez equivalente, como prédios ou túneis (GUOXING et al., 2015).

Seja qual for a máquina de vibração empregada no ensaio, será necessário controlar o seu acionamento para que se obtenha determinada amplitude e frequência de movimento na estrutura em teste. A forma de controle empregado nestes acionamentos depende fortemente do tipo de atuador utilizado, bem como do porte e valor de mercado da máquina. Na literatura é possível encontrar máquinas de vibração baseadas em diversas abordagens de controle, como PID (proporcional integral derivativo), adaptativo, *fuzzy* (difuso) e baseado em redes neurais artificiais (GAO et al., 2022).

Dada a importância do assunto e a escassez de estudos sobre o acionamento e controle de motores de corrente contínua aplicados a mesas vibratórias, este trabalho se propõe a desenvolver e implementar uma mesa vibratória com um grau de liberdade, acionada por um motor de corrente contínua. O trabalho incluirá todas as etapas relevantes ao desenvolvimento do “produto final”, desde a concepção da estrutura até a interface de solicitação do movimento desejado. Em particular, serão desenvolvidos todos os elementos intermediários necessários à operação do sistema, tais como os circuitos eletrônicos de acionamento do motor, o aparato de medição da posição da mesa e o algoritmo de controle de sua movimentação. Para este último, duas abordagens serão utilizadas, um controlador PD determinado pelo método do lugar das raízes e um controlador PID obtido pelo

método do ponto crítico, de modo a selecionar aquela que resulta no melhor seguimento da referência pretendida.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é construir uma mesa vibratória para movimentos horizontais, ou seja, de um grau de liberdade, cujo controle seja capaz de seguir referências senoidais com amplitude de 5 mm e frequência de 10 Hz e, também, não apresente sobrepasso para referências do tipo salto e tenha um tempo de acomodação menor que 500 ms. Para tanto, os demais objetivos específicos serão discutidos:

- Montar a estrutura mecânica da mesa, acompanhada do motor elétrico utilizado em seu acionamento;
- Projetar o circuito de condicionamento dos sinais dos sensores e de atuação;
- Implementar o circuito de condicionamento dos sinais dos sensores e de atuação;
- Implementar uma interface homem-máquina (IHM) em computador pessoal onde seja possível visualizar os dados do ensaio de vibração e configurar os seus parâmetros pertinentes, como frequência e amplitude do movimento.

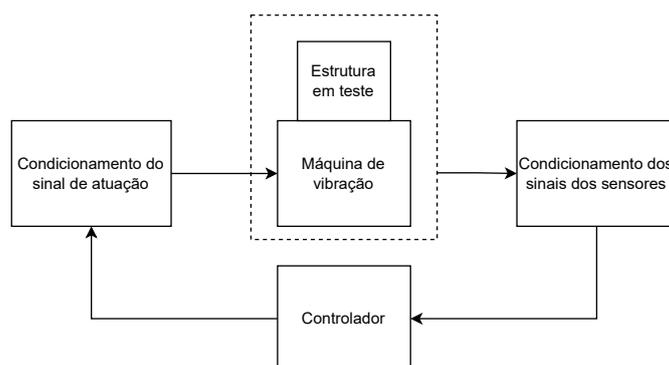
2 REVISÃO DA LITERATURA

Segundo Rao (2018), qualquer movimento que se repita ao longo de um dado período é chamado de vibração ou oscilação. Estes movimentos se fazem presentes no nosso cotidiano, desde como a nossa audição funciona — captando vibrações mecânicas do ar a nossa volta (RAO, 2018) — até a engenharia aplicada no estudo e concepção de prédios resistentes a terremotos (CHAULAGAIN et al., 2015).

Os testes de vibração podem ser aplicados em diversos estágios de desenvolvimento de um produto. Por exemplo, protótipos podem ser testados para auxiliar na caracterização do produto ou identificação de falhas no projeto (SILVA, 2007). Produtos em fase de manufatura podem ser submetidos a testes de vibração para auxiliar no controle de qualidade da produção, bem como para homologar um produto para aplicação em diversos mercados (SILVA, 2007). Testes de vibração podem ainda ser aplicados para simular cargas dinâmicas em uma estrutura, caracterizar materiais ou calibrar sensores como acelerômetros (PEREIRA, 2022), dentre muitas outras aplicações.

O aparato típico de um teste de vibração está esquematizado na Figura 1 (BARROS, 2010; GAO et al., 2022), onde uma máquina age sobre uma estrutura sendo testada de acordo com um sinal de atuação, sendo que o estado da máquina e, possivelmente, da estrutura são instrumentados (DELLA FLORA, 2009). Os sinais obtidos são então condicionados e alimentados a um controlador que, por sua vez, compara o sinal atual com a referência desejada e calcula um sinal de atuação que, fechando o ciclo, será utilizado pela máquina de vibração para gerar uma movimentação na estrutura em teste (DELLA FLORA, 2009). É comum que as máquinas de vibração sejam capazes de gerar vibrações senoidais, aleatórias e de impacto (DELLA FLORA, 2009; SEVERN, 2011). As máquinas do gênero são normalmente de dois tipos básicos, cujas estruturas são discutidas a seguir: os vibradores (*shakers*) e as mesas vibratórias (*shaking tables*).

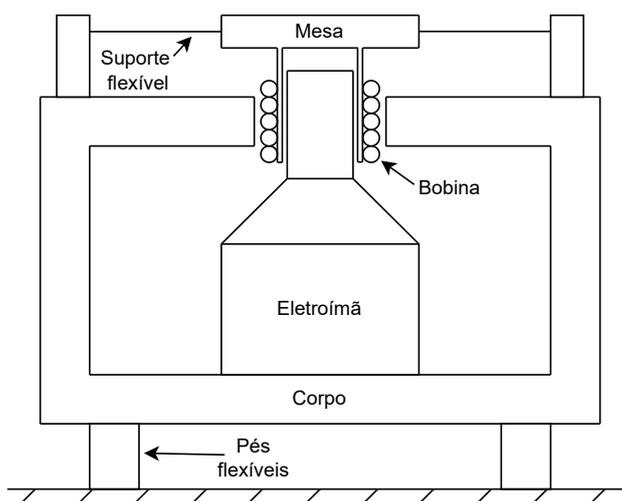
Figura 1: Esquemático de um aparato de teste típico para ensaios de vibração.



Fonte: Adaptada de Della Flora (2009)

Os *shakers* são equipamentos capazes de gerar vibrações em um único grau de liberdade com frequências de até 7 kHz em estruturas com massa na casa das dezenas de quilogramas (LANG; SNYDER et al., 2001; DELLA FLORA, 2005). A frequência de vibração atingida pelos vibradores é justificada pela simplicidade de sua estrutura interna (Figura 2), composta por um eletroímã — ou um ímã permanente para *shakers* de pequeno porte (DELLA FLORA, 2005) — para gerar um campo magnético sobre a bobina, um corpo de ferro macio para diminuir as perdas magnéticas, uma mesa onde a estrutura em teste é rigidamente fixada, um suporte flexível para suportar a mesa e manter a concentricidade entre a mesa e o corpo do vibrador e, por fim, pés flexíveis para que a máquina e o ambiente não interfiram um no outro durante o teste (LANG; SNYDER et al., 2001). O funcionamento do *shaker* se baseia na lei de Lorentz (GRIFFITHS, 2017) onde, ao se passar uma corrente alternada por um condutor imerso em um campo magnético, uma força proporcional será gerada induzindo o movimento da mesa.

Figura 2: Ilustração dos componentes básicos da estrutura de um *shaker*.



Fonte: Adaptada de Lang, Snyder et al. (2001)

Um exemplo de *shaker* comercial pode ser visto na Figura 3, onde é possível visualizar tanto a mesa para fixação da estrutura em teste, como os coxins (pés flexíveis) para inibir a transmissão de vibrações.

Figura 3: *Shaker DSX-2250 da Thermotron.*



Fonte: ELECTRODYNAMIC... (2023)

Por sua vez, as mesas vibratórias são equipamentos compostos de uma mesa para fixação rígida da estrutura em teste, sendo o movimento aplicado à própria mesa. Para mesas de grande porte, o acionamento é feito por atuadores hidráulicos (Figura 4a), enquanto as de pequeno porte são atuadas por motores DC (*direct current*, corrente contínua), complementados por alguma forma de transmissão como fuso e porca (Figura 4b). Independente do porte da mesa, esses equipamentos são capazes de gerar vibrações em um ou mais graus de liberdade, com frequências de até poucas centenas de hertz, e podendo suportar estruturas com massas de até dezenas de toneladas (SEVERN, 2011; NAKASHIMA et al., 2018). Como exemplo de mesa vibratória de grande porte, pode-se citar o modelo *E-Defense* (Figura 5a) e, para mesas vibratórias de pequeno porte, tem-se a *Shake Table II XY* da *Quanser* (Figura 5b). Por sua construção, esses equipamentos são amplamente utilizados em testes de vibração aplicados à base de estruturas, sendo comum seu uso para a reprodução de deslocamentos causados por terremotos (SEVERN, 2011).

Figura 4: Ilustração das mesas vibratórias de grande e pequeno porte.

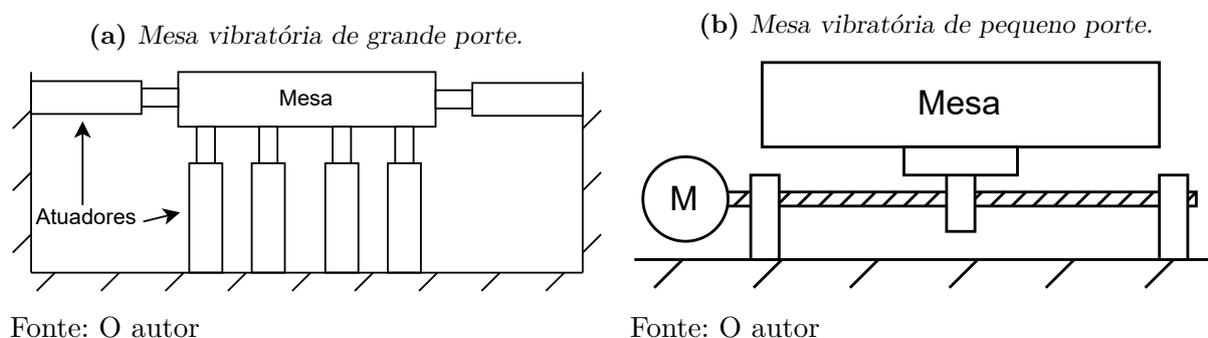
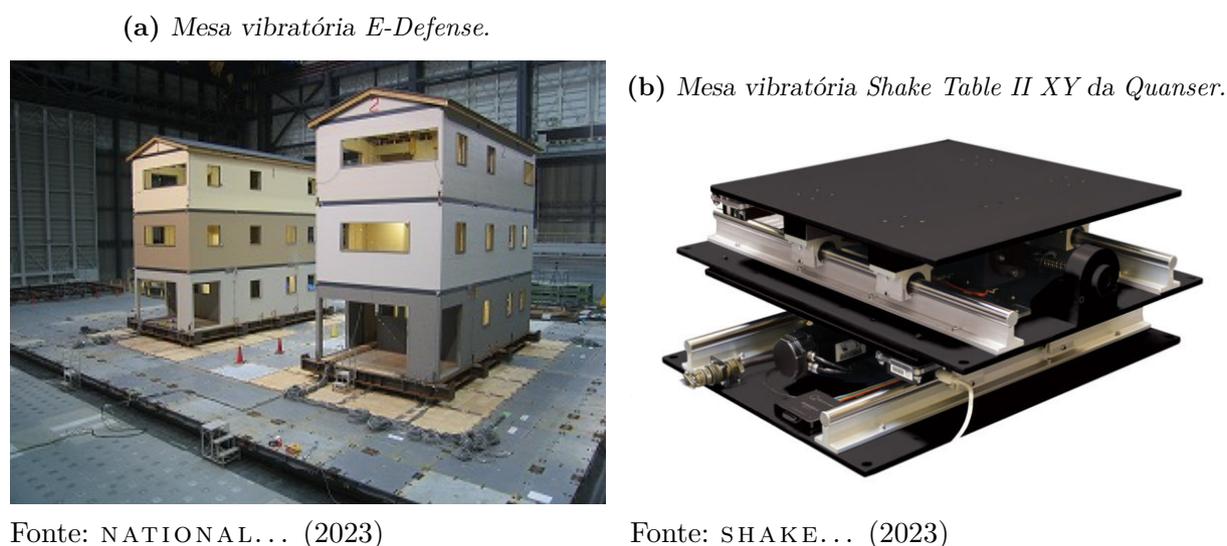


Figura 5: Exemplos de mesas vibratórias.



O controle em máquinas de vibração varia conforme o seu fabricante e complexidade de atuação (DELLA FLORA, 2005). É possível encontrar desde o controle em malha aberta em pequenos *shakers*, onde o operador é responsável por analisar os dados dos sensores e alterar os parâmetros de atuação para obter a movimentação desejada, até estratégias sofisticadas em malha fechada como controle adaptativo ou difuso, para mesas vibratórias de médio e grande porte (DELLA FLORA, 2005; RANA, 2011; GAO et al.,

2022). Outra abordagem relativamente comum é o uso do controle PID, realimentando somente o sinal de posição atual da mesa. Em casos mais sofisticados, a realimentação da velocidade e aceleração da mesa diminuem os efeitos das não-linearidades e das mudanças de parâmetros do sistema ao longo do tempo (GAO et al., 2022). A sintonia destes controladores pode ser feita de diversas formas, sendo a alocação direta de polos uma das mais comuns. Outra alternativa amplamente difundida é a parametrização pelo método de *Ziegler Nichols* (THOMAS; POONGODI, 2009; MESHRAM; KANOJIYA, 2012), que consiste em aplicar um salto de referência ao sistema em malha aberta e, a partir da análise dos dados obtidos, utilizar um conjunto de fórmulas prontas para sintonizar os ganhos do controlador (BAZANELLA; SILVA JUNIOR, 2005).

3 MODELAGEM E CONSTRUÇÃO DA MESA VIBRATÓRIA

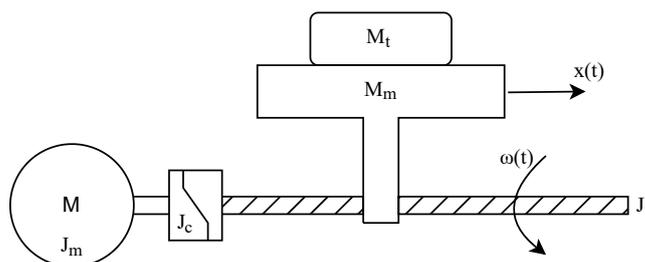
Como critérios para a escolha dos componentes utilizados neste estudo foram priorizados componentes que atendessem os requisitos de projeto, que estivessem disponíveis a pronta entrega no mercado local e que gerassem o menor custo possível.

3.1 MECÂNICA

O sistema mecânico de uma mesa vibratória pode ser visto na Figura 6. Nela, aparecem o motor DC, o acoplamento flexível e o fuso roscado com, respectivamente, os momentos de inércia J_m , J_c e J_f . Na figura também são representadas as massas da estrutura em teste M_t e da mesa onde a estrutura é rigidamente fixada M_m . Por fim, tem-se a velocidade angular empregada ao sistema pelo motor — $\omega(t)$ — e a posição horizontal da mesa $x(t)$.

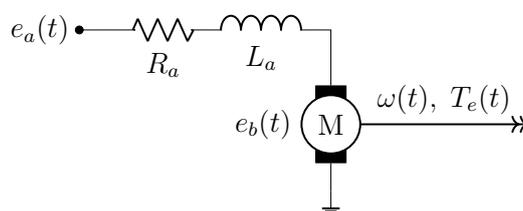
Já na Figura 7, tem-se o circuito equivalente de um motor DC com ímã permanente, onde R_a é a resistência de armadura, L_a é a sua indutância e e_b é a tensão contraeletromotriz. Também são representados a velocidade angular ω e o torque elétrico T_e produzidos pelo motor.

Figura 6: Esquema do sistema mecânico da mesa vibratória.



Fonte: O autor

Figura 7: Circuito equivalente do motor DC.



Fonte: Adaptada de Bazanella e Silva Junior (2005) e Meshram e Kanojiya (2012)

Para modelar o sistema rotativo da Figura 6, utiliza-se a segunda lei de Newton:

$$J \cdot \dot{\omega}(t) = T_e(t) - T_m - B \cdot \omega(t) \quad [\text{Nm}] \quad (1)$$

onde J é o momento de inércia do sistema, que equivale à soma dos momentos de inércia do motor, do acoplamento flexível e do fuso, enquanto T_m é o torque produzido pela carga sendo acionada e B é o coeficiente de atrito viscoso do sistema rotacional. O torque de carga T_m pode ser modelado como a força para mover a massa combinada da mesa M_m e da estrutura em teste M_t com dada aceleração linear, utilizando o braço de alavanca l e o passo w do fuso roscado. Quanto ao torque produzido pelo motor T_e , este é dado pelo produto da corrente de armadura i_a com a constante de torque do motor K_I . Com estas definições a Equação 1 arrume a forma de:

$$(J_m + J_c + J_f) \cdot \dot{\omega}(t) = i_a(t) \cdot K_I - l \cdot (M_m + M_t) \cdot \dot{\omega}(t) \cdot w - B \cdot \omega(t) \quad [\text{Nm}] \quad (2)$$

Quanto ao circuito do motor, aplicando a lei das malhas de Kirchoff na Figura 7 tem-se:

$$e_a(t) = e_b(t) + L_a \cdot \dot{i}_a(t) + R_a \cdot i_a(t) \quad [\text{V}] \quad (3)$$

É importante notar que a força contraeletromotriz e_b produzida pelo motor é dada pelo produto da constante de força contraeletromotriz — K_E — do motor com a sua velocidade angular ω . Fazendo com que a Equação 3 se torne:

$$e_a(t) = K_E \cdot \omega(t) + L_a \cdot \dot{i}_a(t) + R_a \cdot i_a(t) \quad [\text{V}] \quad (4)$$

Partindo de condições iniciais nulas, aplicando a transformada de Laplace na Equação 4 e isolando i_a tem-se:

$$i_a(s) = \frac{e_a(s) - K_E \cdot \omega(s)}{s \cdot L_a + R_a} \quad [\text{A}] \quad (5)$$

Finalmente, ao se aplicar a transformada de Laplace na Equação 2 (também assumindo condições iniciais nulas) e substituir a corrente de armadura dada pela Equação 5, obtém-se a seguinte equação para a velocidade angular do motor:

$$\omega(s) = \frac{e_a(s) \cdot K_I}{s^2 \cdot a_2 + s \cdot a_1 + a_0} \quad [\text{rad/s}] \quad (6)$$

onde:

$$a_2 = L_a \cdot (J_m + J_c + J_f) + l \cdot (M_m + M_t) \cdot w \cdot L_a \quad (7)$$

$$a_1 = R_a \cdot (J_m + J_c + J_f) + l \cdot (M_m + M_t) \cdot w \cdot R_a + B \cdot L_a \quad (8)$$

$$a_0 = K_E \cdot K_I + B \cdot R_a \quad (9)$$

Conforme constatado na pesquisa de mercado, mesas vibratórias de pequeno porte possuem um conjunto de um fuso de esferas recirculantes acionado por um motor DC. O fuso *SKR2006AQZ-0190-00-1-0-A0* da marca *THK* foi escolhido por possuir curso total de 195 mm, um passo por rotação de 6 mm e diâmetro de fuso de 6 mm (THK, 2001). Para acoplar o eixo do motor DC ao fuso utilizou-se o acoplamento flexível *Oldham* modelo *516.19.1818* da *Huco*, visto que este acoplamento permite pequenos desalinhamentos entre o fuso e o eixo do motor.

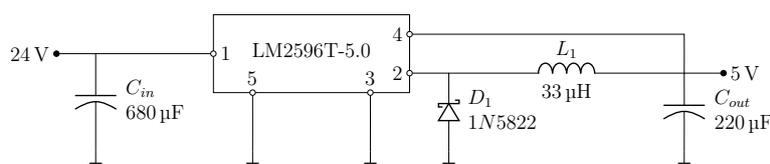
3.2 ELETRÔNICA

O motor DC disponível para a realização do trabalho foi o *2642W024CR* do fabricante *Faulhaber*, este motor possui tensão de alimentação nominal de 24 V, eficiência de 80%, velocidade sem carga de 6400 min^{-1} e torque máximo de 139 mN m (FAULHABER, 2023). Como forma de monitorar a posição do motor, utilizou-se o *encoder* radial incremental de dois canais *HEDM-5500 B14* de 5 V da marca *Avago*. Este *encoder* foi escolhido por ter fácil montagem com o motor DC da *Faulhaber*, aceitar rotações de até $30\,000 \text{ min}^{-1}$ e por apresentar resolução de 1000 pulsos por volta por canal em quadratura que, em conjunto com o fuso de esferas, e a leitura da borda de subida e descida dos canais possibilita uma precisão teórica de posicionamento de $1,5 \mu\text{m}$ (AVAGO, 2014).

Foi selecionado o controlador lógico programável (CLP) *AS320T-B* da *Delta*, que teve como critério de escolha suas quatro entradas e saídas rápidas de até 200 kHz, já que, com a velocidade máxima do motor, o *encoder* deve gerar um trem de pulsos de aproximadamente 107 kHz. O CLP também possui seis saídas digitais de até 200 kHz cada, que serão utilizadas para o controle de velocidade do motor utilizando PWM (*pulse width modulation* – modulação por largura de pulso). Além das entradas e saídas rápidas, este CLP possui quatro entradas e seis saídas digitais, totalizando oito entradas e 12 saídas digitais. A fonte chaveada de 24 V e 2,5 A modelo *85302* da *Murr* foi escolhida em função da alimentação do CLP, que é de 24 V.

Sabendo que a tensão nominal do *encoder HEDM-5500 B14* é de 5 V, fez-se necessário utilizar um conversor abaixador de tensão de 24 V para 5 V. O conversor escolhido foi o regulador de tensão *LM2596T-5.0* da *NSC*, por aceitar uma tensão de entrada de 4,5 V até 40 V, suportar correntes de até 3 A e apresentar uma eficiência mínima de 80% (INSTRUMENTS, 2013). Na Figura 8, é apresentado o circuito implementado para o regulador de tensão, onde se ilustram os capacitores C_{in} e C_{out} atuando como filtros passa-baixas, o diodo *Schottky* (D_1) atuando como um diodo *snubber* (diodo de roda-livre) e, por fim, o indutor L_1 , cuja função é atuar como um filtro passa-baixas para a tensão e corrente de saída do conversor (INSTRUMENTS, 2013).

Figura 8: Circuito para o regulador de tensão.

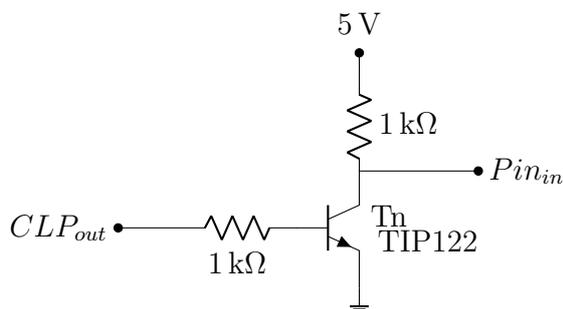


Fonte: Adaptada de Instruments (2013)

Alguns circuitos integrados utilizados neste trabalho usam o padrão TTL (*Transistor-Transistor Logic* — Lógica transistor-transistor) em suas entradas e saídas, onde tensões maiores que 2,4 V são entendidas como nível lógico alto, e menores que 0,4 V, nível lógico baixo. A seu turno, o CLP trata como nível lógico alto ou baixo aqueles sinais superiores a 15 V ou inferiores a 5 V, respectivamente. Por essa razão, foi necessário compatibilizar os níveis de tensão de entrada e saída destas duas partes do sistema, utilizando-se os circuitos de interface apresentados nas figuras 9a e 9b. No circuito de interface da Figura 9a, o CLP utiliza um transistor de *Darlington* para alterar o nível lógico de um pino TTL qualquer entre 0 V e 5 V. Já na Figura 9b, um pino com níveis de tensão TTL, como, por exemplo, o sinal Ch_a do *encoder*, controla a tensão em um pino de entrada do CLP que recebe tensão entre 0 V e 24 V. Os transistores de *Darlington TIP122* da *Fairchild* foram selecionados pela frequência nominal de comutação de até 25 kHz (SEMICONDUCTOR, 2013).

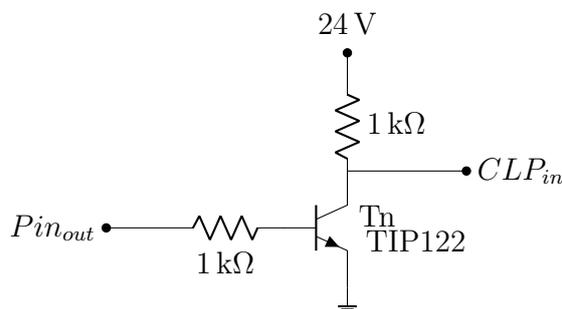
Figura 9: Circuitos de interface de tensão.

(a) Interface do CLP com os circuitos TTL.



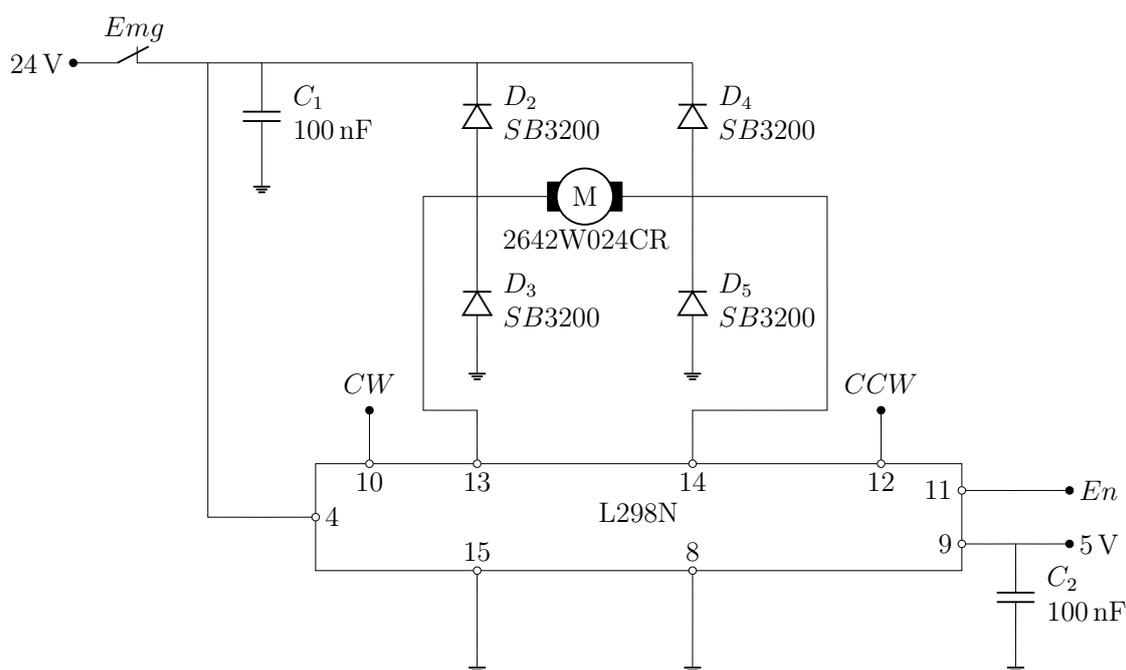
Fonte: O autor

(b) Interface dos circuitos TTL com o CLP.



Fonte: O autor

Tendo definido as tensões 5 V e 24 V e suas interfaces é possível projetar o circuito de acionamento do motor DC. Uma vez que será necessário acionar o motor em ambos os sentidos de rotação, pode-se utilizar uma ponte H. A ponte H é um circuito composto de quatro chaves eletrônicas que, conforme o estado destas quatro chaves, permitem que corrente flua sobre a carga — no centro do H — em um sentido ou em outro (SEBRA et al., 2019). Neste projeto foi utilizado o CI TTL *L298N* da *NSC* que suporta até 46 V de tensão de alimentação, bem como corrente de carga de até 4 A, respondendo a frequências de comutação de até 45 kHz (STMICROELECTRONICS, 2000), sendo todos estes valores compatíveis com o controle de velocidade do motor por PWM. O circuito para acionamento do motor DC utilizando o *L298N* pode ser visto na Figura 10, onde se tem a alimentação do motor que pode ser interrompida por um contato normalmente fechado de uma botoeira de emergência; dois capacitores, C_1 e C_2 , atuando como filtros passa-baixas; quatro diodos de resposta rápida, D_2 , D_3 , D_4 e D_5 , para compor a ponte H e, por fim, o motor DC *2642W024CR*.

Figura 10: Circuito para a ponte H.

Fonte: Adaptada de STMicroelectronics (2000)

Utilizando o CI *L298N*, o acionamento do motor pode ser realizado através do estado dos sinais *En*, *CW* e *CCW*. Caso o sinal “habilitado” (*enabled* - *En*) esteja no nível baixo, os pinos 13 e 14 do CI serão forçados à terra, fazendo com que os diodos D_3 e D_5 entrem em corte e, conseqüentemente, qualquer energia armazenada na indutância de campo do motor flua para o terra. Já se o sinal *En* estiver no nível lógico alto, o nível de tensão dos pinos 13 e 14 dependerá dos sinais “sentido horário” (*clock wise* - *CW*) e “sentido anti-horário” (*counter clock wise* - *CCW*). Com *CW* no nível lógico alto e *CCW* no nível lógico baixo, o pino 13 será forçado a 24 V e o pino 14 estará ligado à terra. Dessa forma, os diodos D_3 e D_4 conduzirão corrente, enquanto os diodos D_2 e D_5 estarão em corte, fazendo com que o motor seja acionado para o sentido horário. Com *CW* no nível lógico baixo e *CCW* no nível lógico alto, tem-se o inverso da situação anterior: D_2 e D_5 conduzem enquanto D_3 e D_4 são cortados, de forma que o motor é acionado para o sentido anti-horário. Por fim, caso ambos os sinais de sentido, *CW* e *CCW*, estejam no nível lógico alto, ambos os pinos 13 e 14 serão forçados a 24 V fazendo com que o motor seja compelido a uma parada rápida. A Tabela 1 sumariza as funções do *L298N* conforme o estado dos sinais *En*, *CW* e *CCW*.

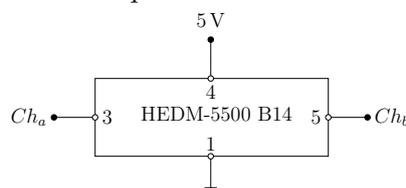
Tabela 1: Funções do *L298N* conforme o estado dos sinais de controle.

EN	Estado do sinal		Função
	CW	CCW	
Baixo	Alto ou baixo	Alto ou baixo	Motor roda livremente
Alto	Alto	Baixo	Motor acionado no sentido horário
Alto	Baixo	Alto	Motor acionado no sentido anti-horário
Alto	Alto	Alto	Parada rápida

Fonte: Adaptada de STMicroelectronics (2000)

O circuito para o *encoder HEDM-5500 B14* da *Avago* pode ser visto na Figura 11, onde se tem apenas a alimentação com 5 V do *encoder* pelos pinos quatro e um e as saídas Ch_a (canal A - *channel A*) e Ch_b (canal B - *channel B*) pelos pinos três e cinco. O funcionamento geral de um *encoder* rotativo pode ser entendido da seguinte forma: um diodo emissor de luz (LED) que incide sobre os dentes de uma roda dentada de forma que, com a rotação da roda, o lado oposto ao LED seja ora escuro, ora claro. Assim, ao utilizar um sensor de luminosidade — como um fotodiodo — é possível contar o número de ciclos claro/escuro e, sabendo o número de dentes da roda dentada, calcular o deslocamento angular da roda. Já *encoders* rotativos de duas fases, como o utilizado neste estudo, são construídos com dois sensores de luminosidade de forma que quando um sensor está acionado, o outro está no nível lógico baixo. Assim, é possível verificar qual sensor foi acionado primeiro e determinar o sentido de giro e a posição angular atual do *encoder*, e não apenas o seu deslocamento como no exemplo anterior.

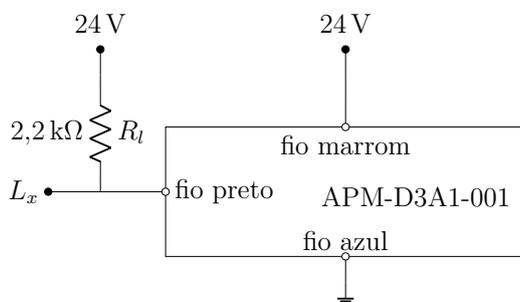
Figura 11: Circuito para o *encoder* rotativo do motor.



Fonte: Adaptada de Avago (2014)

Como este estudo contará com a movimentação de um eixo, se faz pertinente a utilização de sensores de fim de curso para que o carro da mesa vibratória não se choque contra os batentes mecânicos do fuso roscado e para o carro poder ser referenciado em uma posição conhecida visto que o *encoder* rotativo utilizado é incremental. Para monitorar tais posições de limite, foram usados dois sensores indutivos *APM-D3A1-001* da *Azbil*, selecionados pela sua fácil montagem no conjunto do fuso de esferas recirculantes, pela sua tensão de alimentação nominal de 24 V e pelo tempo de resposta de 8 ms (AZBIL, 1996). O circuito utilizado para ler o sinal do sensor indutivo é apresentado na Figura 12, sendo que, segundo o fabricante, o fio preto é ligado ao referencial de tensão quando um objeto é detectado pelo sensor. O resistor R_l foi calculado para que a corrente que passa pelo fio preto do sensor indutivo não exceda o máximo indicado de 30 mA (AZBIL, 1996) mas seja maior que o mínimo de 5 mA detectável pelo CLP (DELTA, 2022). Com o resistor de $2,2\text{k}\Omega$ esta corrente será de aproximadamente 10 mA.

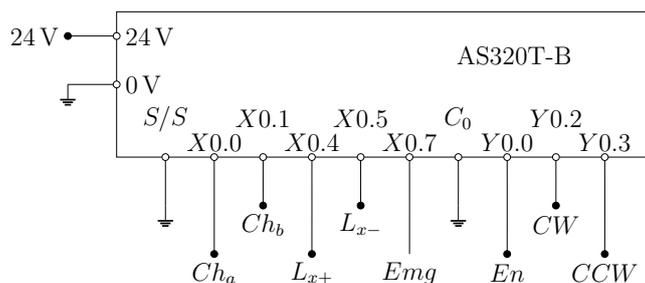
Figura 12: Circuito para os sensores de fim de curso.



Fonte: Adaptada de Azbil (1996)

Tendo definido os componentes da mesa vibratória, é possível nomear as entradas e saídas do CLP como apresentado na Figura 13. Nela as entradas rápidas $X0.0$ e $X0.1$ são utilizadas para a leitura dos sinais do canal A e canal B do *encoder* e as entradas $X0.4$ e $X0.5$ para a leitura dos sensores de limite de curso positivo e negativo. Já a saída rápida $Y0.0$ é utilizada para o controle por PWM do sinal de *enable* do motor DC e as saídas $Y0.2$ e $Y0.3$ controlam o sentido horário e anti-horário de giro do motor. Os pinos S/S e C_0 do CLP são os pinos comuns para os sinais de entrada e saída. Como ambos estão conectados ao referencial de tensão, as entradas e saídas atuam como um sumidouro de corrente, ou seja, podem ser interpretadas como um transistor NPN com o emissor ligado ao referencial de tensão (DELTA, 2022).

Figura 13: Circuito de conexão do CLP.



Fonte: O autor

Por fim, todos os componentes utilizados neste estudo são listados na Tabela 2.

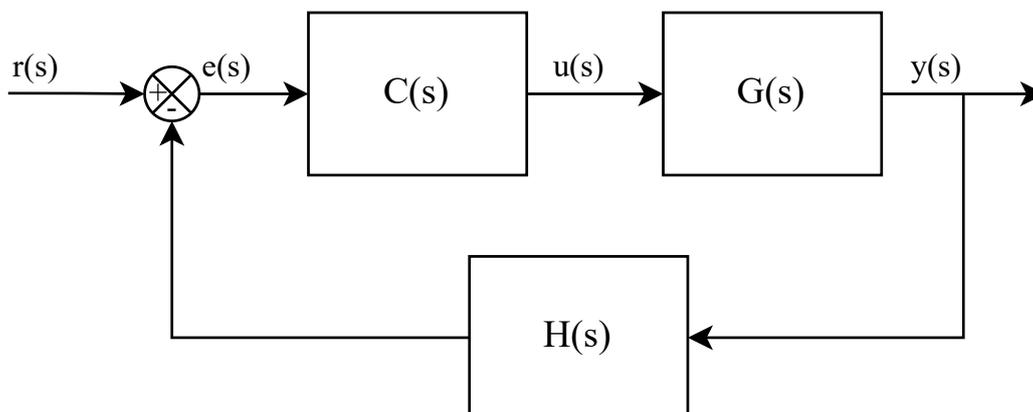
Tabela 2: Componentes utilizados na *shaking table*.

Item	Quant.	Fabricante	Código
Mecânica			
Conjunto do fuso de esferas recirculantes	1	THK	SKR2006AQZ-0190-00-1-0-A0
Acoplador flexível Oldham	1	Huco	516.19.1818
Eletrônica			
Motor DC 24 V	1	Faulhaber	2642W024CR
Encoder incremental	1	Avago	HEDM-5500 B14
Fonte chaveada 24 V 2,5 A	1	Murr	85302
Botão de emergência com 2 contatos NF	2	Schneider Electric	XB4BS8444
Controlador lógico programável	1	Delta	AS320T-B
Regulador de tensão 5 V	1	NSC	LM2596T-5.0
Ponte H	1	STMicroelectronics	L298N
Diodo de resposta rápida	4	WTE	1N4148
Diodo <i>Schottky</i>	1	WTE	1N5822
Transistor NPN de <i>Darlington</i>	2	Fairchild	TIP122
Sensor indutivo	2	Azbil	APM-D3A1-001

Fonte: O autor

3.3 CONTROLE

O controle de um sistema realimentado usual pode ser entendido como o diagrama da Figura 14, onde são representadas as funções de transferência do controle $C(s)$, da planta sendo controlada $G(s)$ e do sensor $H(s)$. A atribuição do sensor é transformar o sinal da saída $y(s)$ em um sinal que possa ser subtraído da referência para gerar o sinal de erro $e(s)$, o controlador determina o sinal de controle $u(s)$ a ser aplicado à planta e esta, por sua vez, gera o sinal de saída $y(s)$. Aqui, o sinal de saída é a posição linear da mesa da mesa vibratória sendo denominado $\delta(s)$ e a função de transferência do sensor $H(s)$ foi considerada unitária visto que a posição angular do motor é diretamente discretizada pelo *encoder* rotativo.

Figura 14: Diagrama de controle de um sistema realimentado.

Fonte: O autor

Sabendo que a velocidade angular do motor ω é proporcional à tensão de armadura e_a (Equação 6), pode-se integrar o sinal dessa velocidade e multiplicar o resultado pelo passo do fuso roscado. Deste processo, já representado no domínio frequência, obtem-se a posição linear do carro da mesa:

$$\delta(s) = \omega(s) \cdot \frac{1}{s} \cdot w \quad [\text{m}] \quad (10)$$

Portanto, a função de transferência da posição do carro da mesa pela tensão aplicada a armadura do motor — $G(s)$ — será:

$$G(s) = \frac{\delta(s)}{e_a(s)} = \frac{K_I \cdot w}{s \cdot (s^2 \cdot a_2 + s \cdot a_1 + a_0)} \quad \left[\frac{\text{m}}{\text{V}} \right] \quad (11)$$

Lembrando das equações 7 à 9:

$$\begin{aligned} a_2 &= L_a \cdot (J_m + J_c + J_f) + l \cdot (M_m + M_t) \cdot w \cdot L_a \\ a_1 &= R_a \cdot (J_m + J_c + J_f) + l \cdot (M_m + M_t) \cdot w \cdot R_a + B \cdot L_a \\ a_0 &= K_E \cdot K_I + B \cdot R_a \end{aligned}$$

Supondo que a estrutura em teste possa ter massa de até 5 kg e tomando como referência as folhas de dados dos componentes já citados neste estudo, é possível determinar os parâmetros da Equação 11 com os valores apresentados Tabela 3 tem-se:

$$G(s) = \frac{2,08 \cdot 10^{-4}}{s \cdot (s^2 \cdot 1,18 \cdot 10^{-7} + s \cdot 1,24 \cdot 10^{-3} + 1,19 \cdot 10^{-3})} \quad \left[\frac{\text{m}}{\text{V}} \right] \quad (12)$$

Cujos polos são:

$$p_{g1} = 0 \quad [\text{s}^{-1}] \quad ; \quad p_{g2} = -0,96 \quad [\text{s}^{-1}] \quad ; \quad p_{g3} = -1,05 \cdot 10^4 \quad [\text{s}^{-1}] \quad (13)$$

Tabela 3: Parâmetros da mesa vibratória.

Simbolo	Descrição	Valor
K_E	Constante de força contraeletromotriz	34,6 mV rad s ⁻¹
K_I	Constante de torque	34,6 mN m A ⁻¹
L_a	Indutância de armadura	550 μ H
R_a	Resistência de armadura	5,78 Ω
J_m	Momento de inércia do motor	11 gcm ²
J_c	Momento de inércia do acoplamento	0,6 gcm ²
J_f	Momento de inércia do fuso roscado	10,8 gcm ²
w	Passo do fuso roscado	6 mm
l	Braço de alavanca do fuso roscado	6,3 mm
B	Coefficiente de atrito viscoso	0,362 μ Nms
M_m	Massa da mesa	0,639 kg
M_t	Massa da estrutura em teste	5 kg

Tendo definido a função de transferência da planta $G(s)$, é possível verificar que esta apresenta um polo nulo — p_{g1} —, ou seja, um integrador, acompanhado de um polo em baixa frequência — p_{g2} — e outro de alta — p_{g3} . O integrador da planta faz com que não seja necessário o uso de um polo em zero no controle $C(s)$ para que referências do tipo salto sejam seguidas e perturbações de carga do tipo salto sejam rejeitadas. Já entre os dois polos, p_{g2} e p_{g3} , visto que p_{g3} é ordens de grandeza maior que p_{g2} , a dinâmica do sistema será dominada pelo polo de menor frequência, fazendo com que a constante de tempo dominante da planta seja de aproximadamente 1 s. Com essas considerações sobre a planta, é possível definir a estrutura do controle como um controlador proporcional derivativo (PD) que pode ser dado pela seguinte equação (BAZANELLA; SILVA JUNIOR, 2005; OGATA, 2011):

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{u(s)}{e(s)} = K_p \cdot \left(1 + T_d \cdot \frac{p \cdot s}{s + p} \right) = \\ &= \frac{K_p \cdot (1 + p \cdot T_d) \cdot \left(s + \frac{p}{1 + p \cdot T_d} \right)}{s + p} \\ &= \frac{K \cdot (s + z)}{s + p} \quad \left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

onde K_p é o ganho proporcional, T_d é tempo derivativo e p é o polo em alta frequência aplicado ao controle derivativo para tornar a sua implementação possível, diminuindo a influência de ruídos de alta frequência no sinal sendo controlado.

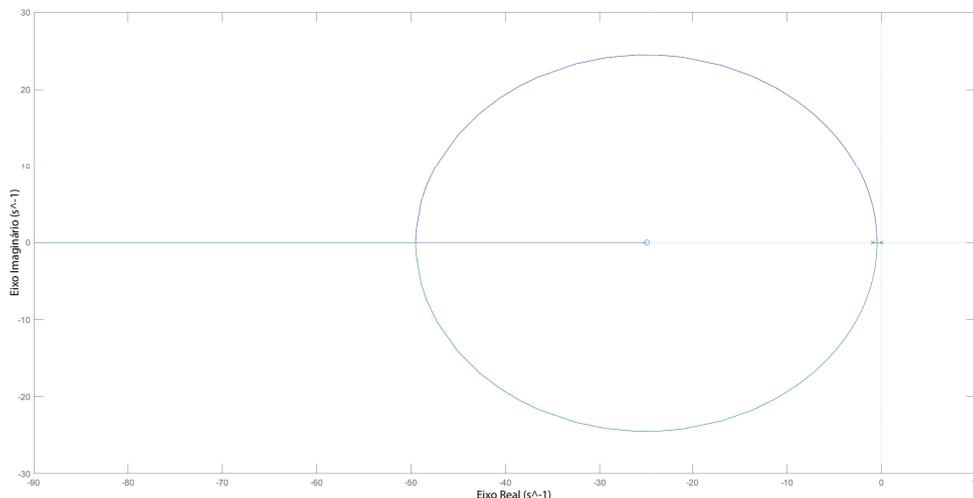
Tendo definido a função do controle $C(s)$ e da planta $G(s)$ é possível determinar a função de transferência de malha fechada do sistema $T(s)$ por (BAZANELLA; SILVA JUNIOR, 2005):

$$T(s) = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s)} \quad (15)$$

Com a função de transferência $T(s)$ determinada, resta realizar o controle $C(s)$ dado pela Equação 14. A realização deste controle pode ser efetuada através do método do lugar das raízes do denominador da função de transferência $T(s)$. O método do lugar das raízes é uma ferramenta matemática para visualização dos possíveis valores das raízes de uma função racional devido à variação de um parâmetro desta função. Na área de controle, o método do lugar das raízes pode ser utilizado para determinar um parâmetro da função de transferência de um controlador ou até mesmo verificar o comportamento de um controle já parametrizado conforme certos parâmetros do sistema mudam como, por exemplo, coeficientes de atrito devido ao tempo de uso do processo sendo controlado (BAZANELLA; SILVA JUNIOR, 2005). Visto que o método do lugar das raízes pode ser utilizado apenas para a variação de um parâmetro, é comum que esse parâmetro seja o ganho proporcional do controlador. Portanto, faz-se necessário, primeiramente, escolher o zero do controlador, ou seja, definir o parâmetro z da Equação 14. Este zero pode ser escolhido para facilitar a satisfação dos requisitos de controle, por exemplo, neste trabalho escolheu-se o zero em -25 s^{-1} (Figura 15) visto que, no infinito, os polos da equação característica tenderão aos zeros. Dessa forma, faz-se com que o esforço de controle necessário para os polos tenderem para a esquerda do eixo real seja menor. Baseado nestes pontos, pode-se verificar que, com o ganho proporcional de 6000 V m^{-1} e tempo derivativo de 39 ms, espera-se um tempo de

acomodação para o sistema de aproximadamente 2,5 ms sem sobressalto para referências do tipo salto.

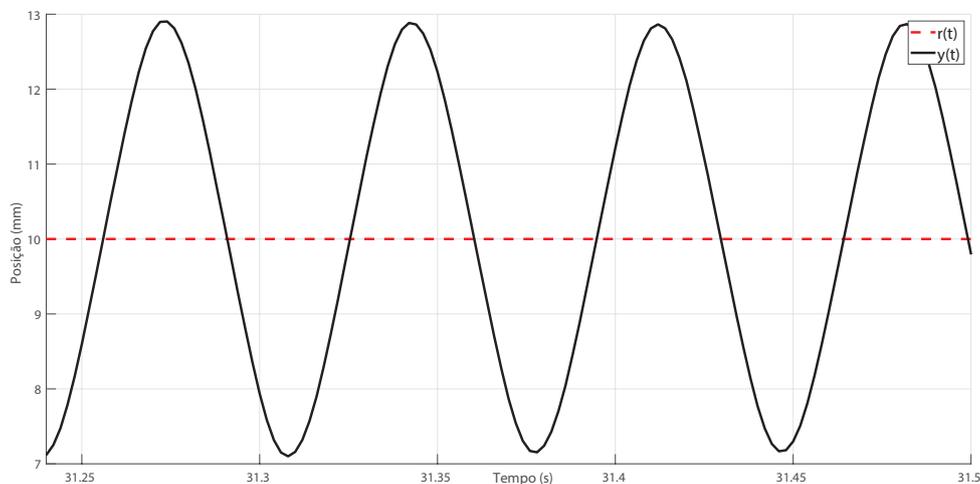
Figura 15: Lugar das raízes da equação característica da função $T(s)$.



Fonte: O autor

Outra forma de ajustar o controle é aplicar o método do ponto crítico. Este método consiste em utilizar o controle da planta como um controle puramente proporcional e aplicar um salto de referência ao sistema enquanto se aumenta o ganho proporcional gradualmente. Com o aumento do ganho, ao se atingir eventualmente o ganho crítico K_c , a resposta do sistema será uma oscilação sustentada de período T_c , como apresentado na Figura 16, o que permite estimar os parâmetros de um controlador PID conforme especificado na Tabela 4. Para o sistema em questão, este procedimento resulta em um ganho crítico de 8900 V m^{-1} , com período de oscilação sustentada de 69 ms. Assim, alimentando estes valores na tabela referida, o controlador PID é parametrizado com ganho proporcional de 5340 V m^{-1} , tempo integral de 55,2 ms e tempo derivativo de 8,6 ms.

Figura 16: Ensaio para aplicar o método do ponto crítico com $K_p = 8900 \text{ V m}^{-1}$.



Fonte: O autor

Tabela 4: Fórmulas de Ziegler e Nichols para ajuste pelo método do ponto crítico.

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,5 \cdot K_c$	-	-
PI	$0,4 \cdot K_c$	$0,8 \cdot T_c$	-
PID	$0,6 \cdot K_c$	$0,8 \cdot T_c$	$0,125 \cdot T_c$

Fonte: Adaptada de Bazanella e Silva Junior (2005)

3.4 PROGRAMAÇÃO

A programação foi dividida em duas seções: a do CLP que executa o controle da mesa, e a da IHM que permite sua interação com o usuário. As subseções a seguir discutem os aspectos gerais das abordagens utilizadas na programação, enquanto os códigos correspondentes estão disponíveis no Apêndice A.

3.4.1 CLP

A programação do CLP *AS320T-B* da *Delta* foi realizada através das linguagens de programação *ladder diagram* e *structured text* (IEC, 2013), através do programa *ISPSoft* disponibilizado gratuitamente pela *Delta*. O programa do CLP foi dividido em quatro rotinas: principal, comunicação com a IHM, execução da máquina de estados para referenciar o eixo da mesa vibratória e controle do motor.

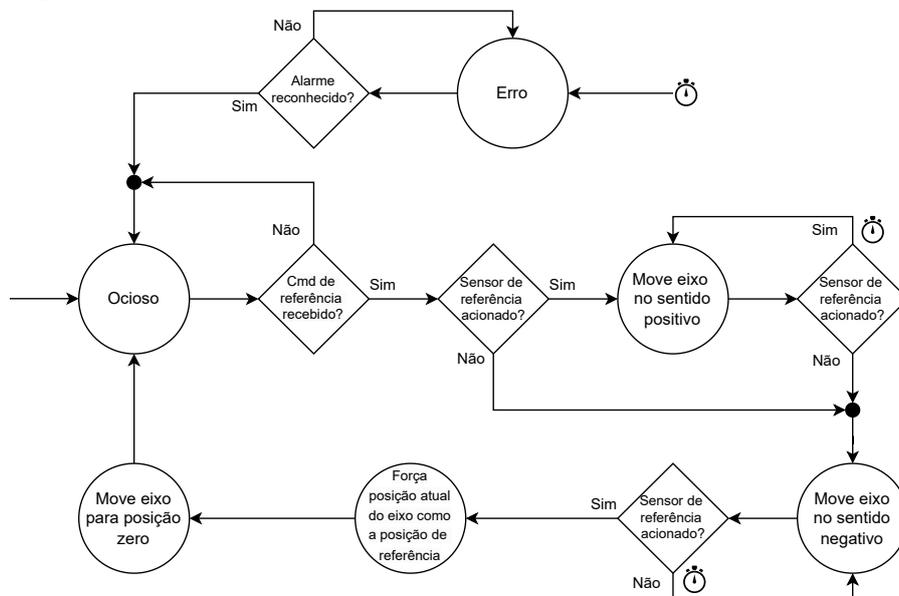
A rotina principal configura o contador de alta velocidade para a leitura dos dois canais do *encoder*, habilita as interrupções para que a rotina de controle possa ser executada e gerência os alarmes em mensagens da mesa. A troca de dados entre o CLP e a IHM é feita na rotina de comunicação, através de um soquete Ethernet TCP/IP aberto no CLP. Enquanto a IHM estiver conectada ao soquete, o CLP enviará dados de forma periódica e, caso haja para receber, realizará sua recepção. A estrutura dos pacotes de comunicação do CLP com a IHM via Ethernet TCP/IP pode ser vista na Tabela 6 no Apêndice B.

A execução da máquina de estados para referenciar o eixo da mesa pode ser vista no diagrama da Figura 17. Quando houver o comando (*cmd*) para referenciar a mesa, se o carro já estiver acionando o sensor de limite de curso negativo, é necessário mover o carro no sentido positivo até que o sinal do sensor esteja no nível baixo. Com o sinal do sensor no nível lógico baixo, o eixo pode ser movido no sentido negativo até o acionamento do sensor, onde a posição atual do eixo é forçada para um determinado valor negativo configurado na IHM, e então, o motor é acionado em sentido positivo até que a posição de zero seja atingida. É pertinente notar que algumas transições de estado estão identificadas com um símbolo de cronômetro. Este símbolo indica que, se a transição não ocorrer em um tempo máximo, a máquina de estados transicionará para o estado de erro, caso em que será necessário reconhecer o alarme na IHM para voltar ao estado ocioso.

Por fim, a rotina de controle implementa o controlador definido na Seção 3.3 com base na aproximação de Tustin (BAZANELLA; SILVA JUNIOR, 2005; MAUNG; LATT; NWE, 2018), como pode ser vista na Figura 18, e calcula a posição atual da mesa a partir do valor do contador do *encoder*, da sua resolução e do passo do fuso. Então, conforme a direção do sinal de controle, os sinais de *CW* e *CCW* são definidos. Tendo calculado o

signal de controle e o sentido de giro do motor, o ciclo de trabalho PWM é calculado e o erro, parcela integral e derivativa são guardados para a próxima iteração. É importante ressaltar que a variável p , como visto anteriormente, é o polo em alta frequência aplicado ao controle derivativo, enquanto T é o período de amostragem aplicado ao algoritmo que, neste estudo, foi fixado em 4 ms.

Figura 17: Diagrama da máquina de estados para referenciar o eixo da máquina.



Fonte: O autor

Figura 18: Pseudocódigo do controle PID realizado.

```

erro = posicaoReferencia - posicaoAtual;
P = Kp * erro;
I = IAnt + Kp * T * (erro + erroAnt)/(2 * Ti);
D = DAnt * (2 - p * T)/(2 + p * T) + 2 * p * Kp * Td * (erro - erroAnt)/(2 + p * T);
u = P + I + D;

if(u >= 0) {
    CW = true;
    CCW = false;
} else {
    CW = false;
    CCW = true;
}

PWM = abs(u) / uMax * 100;

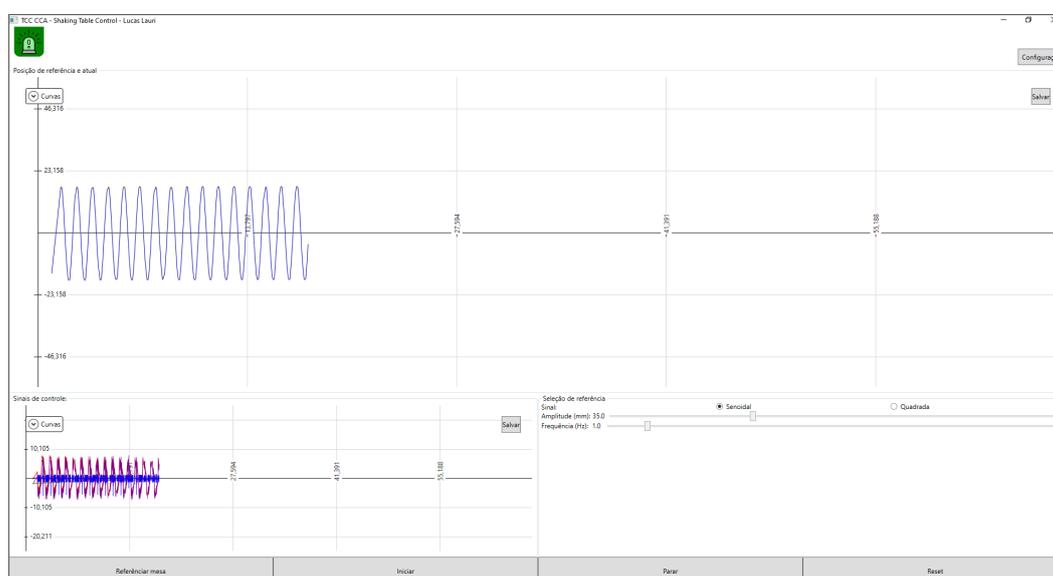
erroAnt = erro;
IAnt = I;
DAnt = D;
  
```

Fonte: Adaptada de Bazanella e Silva Junior (2005) e Maung, Latt e Nwe (2018)

3.4.2 IHM

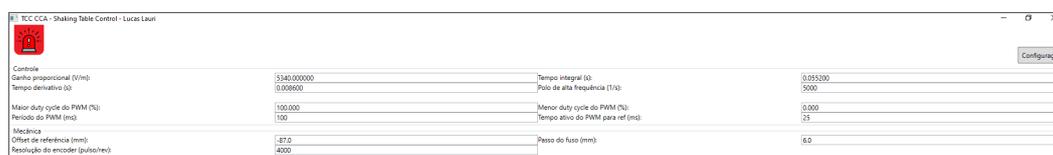
A interface homem-máquina (IHM) foi desenvolvida em *C#* (*C sharp*) no programa *Visual Studio 2022* com a licença *Community* para estudantes. A IHM conta com duas páginas, uma página de operação e uma de configurações. Na página de operação (Figura 19) é possível referenciar a mesa, selecionar o tipo de referência a ser seguida pela mesa vibratória, iniciar e parar um ensaio e visualizar seus dados pertinentes, como posição de referência, posição atual e sinais de controle. Já na página de configurações (Figura 20), é possível parametrizar o controle sendo utilizado na mesa e informar sua configuração mecânica atual.

Figura 19: Exemplo da tela de operação da IHM.



Fonte: O autor

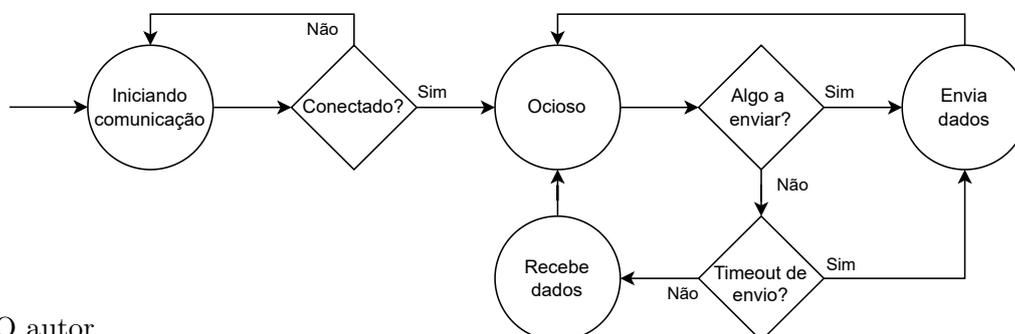
Figura 20: Exemplo da tela de configuração da IHM.



Fonte: O autor

A IHM conta com uma máquina de estados para controlar a comunicação Ethernet TCP/IP. A máquina de estado de comunicação da IHM pode ser vista na Figura 21, onde, uma vez conectado ao CLP, ocorre a transição do estado inicial para o estado ocioso e então, de forma periódica, é verificado se há alguma informação a ser enviada ao CLP ou se o tempo máximo sem envio foi ultrapassado, caso alguma dessas condições for verdadeira, o envio é feito. Do contrário, a IHM recebe os dados enviados pelo CLP.

Por fim, os alarmes ativos no CLP são apresentados na região superior esquerda da IHM. Ao receber um alarme, este será apresentado por um instante ao operador e então, para visualizar todos os alarmes ativos, é necessário clicar sobre o ícone de sinalização de alarme. As possíveis mensagens de alarme e suas descrições podem ser vistas na Tabela 5.

Figura 21: Diagrama da comunicação da IHM com o CLP.

Fonte: O autor

Tabela 5: Mensagens de alarme e suas descrições.

Mensagem	Descrição
Sem comunicação com o CLP! Tentando reconectar...	Não foi possível se conectar ao CLP. Verifique a integridade do cabo de rede conectado do CLP e certifique-se que o IP do computador é '192.168.1.10'.
Botão de emergência acionado!	O botão de emergência foi acionado. Verifique e solucione o motivo pelo acionamento e então desative o botão de emergência e pressione o botão de reset.
Não foi possível referenciar a mesa dentro do tempo máximo estipulado!	Verifique o correto acionamento do motor e dos sensores de fim de curso e repita o processo.
O sensor de limite de curso positivo foi acionado durante um ensaio!	Verifique os parâmetros do ensaio, de controle e o correto acionamento do motor e dos sensores de fim de curso e repita o ensaio.
O sensor de limite de curso negativo foi acionado durante um ensaio!	Verifique os parâmetros do ensaio, de controle e o correto acionamento do motor e dos sensores de fim de curso e repita o ensaio.
O sensor de limite de curso positivo esta acionado.	Verifique o correto acionamento do motor e dos sensores de fim de curso e, se necessário, repita o processo em andamento.
O sensor de limite de curso negativo esta acionado.	Verifique o correto acionamento do motor e dos sensores de fim de curso e, se necessário, repita o processo em andamento.

Fonte: O autor

4 RESULTADOS

A concepção mecânica da mesa e sua implementação eletrônica podem ser vistas na Figura 22. No conjunto mecânico (Figura 22a), tem-se o motor à esquerda, o fuso roscado e sua estrutura no centro e a mesa propriamente dita na parte superior da figura. Também é possível visualizar os sensores de fim de curso, posicionados nos extremos do deslocamento da mesa. Já a eletrônica da mesa pode ser vista nas figuras 22b e 22c. Na placa de prototipagem (Figura 22c), tem-se a implementação dos circuitos discutidos na Seção 3.2 onde, na parte inferior esquerda da figura, tem-se o circuito de regulagem da tensão de 24 V para 5 V. Na parte inferior direita, aparecem as interfaces de tensão entre os sinais dos canais do *encoder* rotativo e o CLP. Já na parte superior esquerda, as interfaces de tensão entre o CLP e o circuito da ponte H foram implementadas. Na região superior direita da placa de prototipagem, encontra-se a implementação do CI *L298N*, ou seja, da ponte H. Por fim, a Figura 22b ilustra a implementação das ligações do CLP, que usam conectores de passagem para a ligação final aos conectores *KRE* da placa de prototipagem.

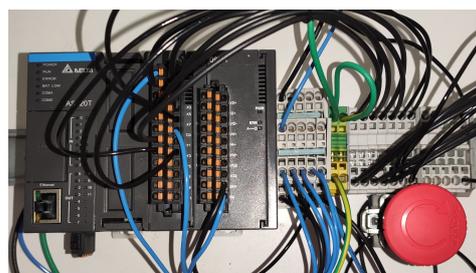
Figura 22: Implementação da mesa vibratória.

(a) Conjunto mecânico para a mesa



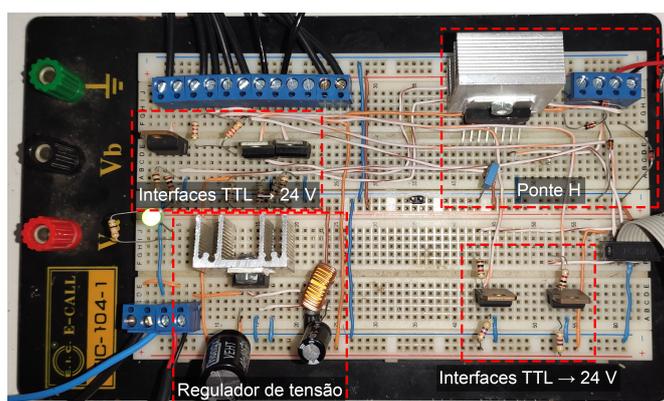
Fonte: O autor

(b) CLP utilizado para controle da mesa



Fonte: O autor

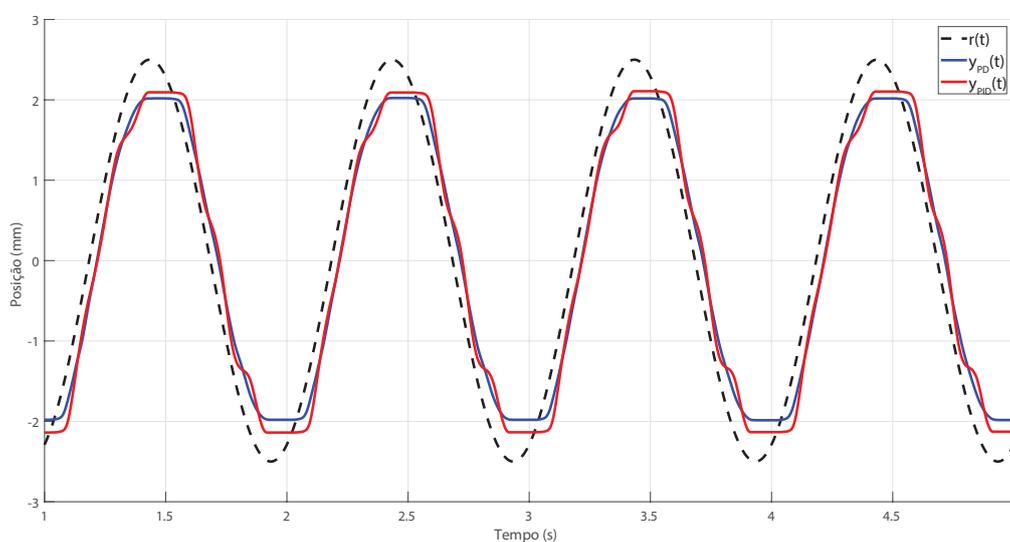
(c) Circuito implementado em placa de prototipagem



Fonte: O autor

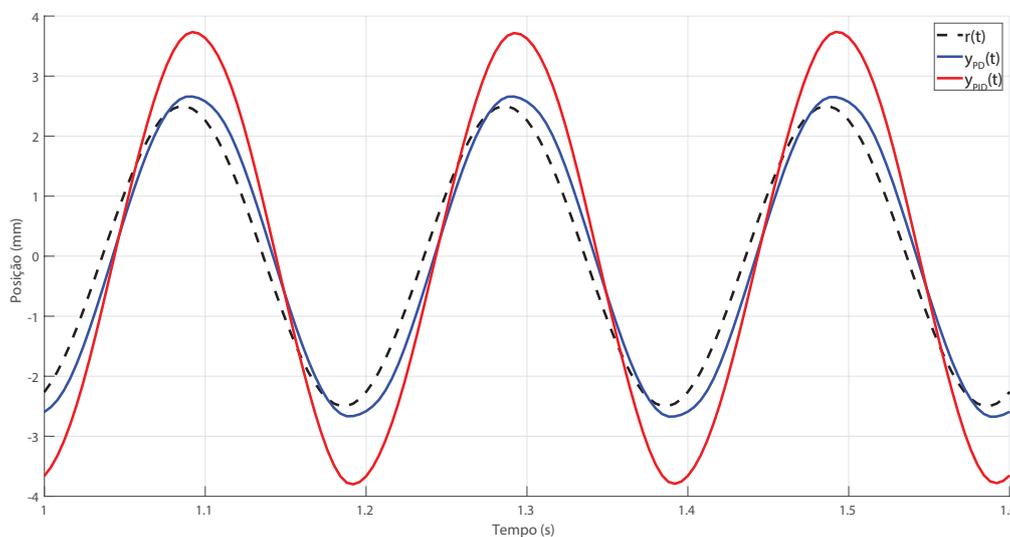
Aplicando as estruturas de controle desenvolvidas na Seção 3.3 e gerando como sinal de referência de posição uma onda senoidal com amplitude de 5 mm e frequências de 1 Hz, 5 Hz e 10 Hz, obtiveram-se as curvas das Figuras 23 a 25 para o controlador pelo lugar das raízes e para o controle realizado método do ponto crítico. As figuras citadas ilustram as curvas de referência $r(t)$ com uma linha tracejada preta, enquanto as trajetórias da mesa são representadas pela linha sólida azul para o controle pelo método do lugar das raízes e em vermelho para o controle pelo método do ponto crítico. Já os erros de seguimento de referência para os dois controles estudados podem ser vistos na Figura 26 onde o erro do controle realizado pelo método do lugar das raízes é representado pela linha azul e o erro do controle pelo método do ponto crítico é apresentado na linha vermelha.

Figura 23: Testes de seguimento de referência senoidal com amplitude de 5 mm e frequência de 1 Hz.



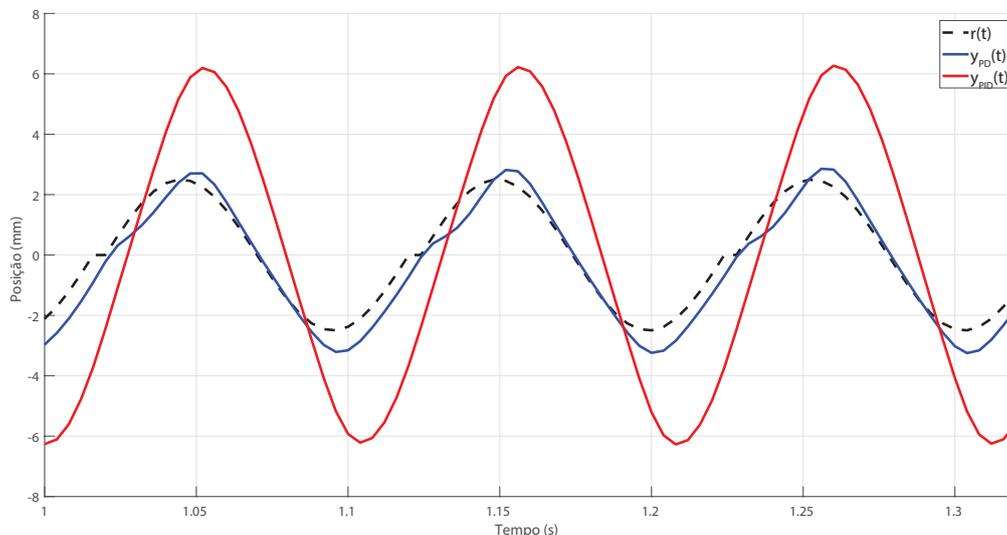
Fonte: O autor

Figura 24: Testes de seguimento de referência senoidal com amplitude de 5 mm e frequência de 5 Hz.



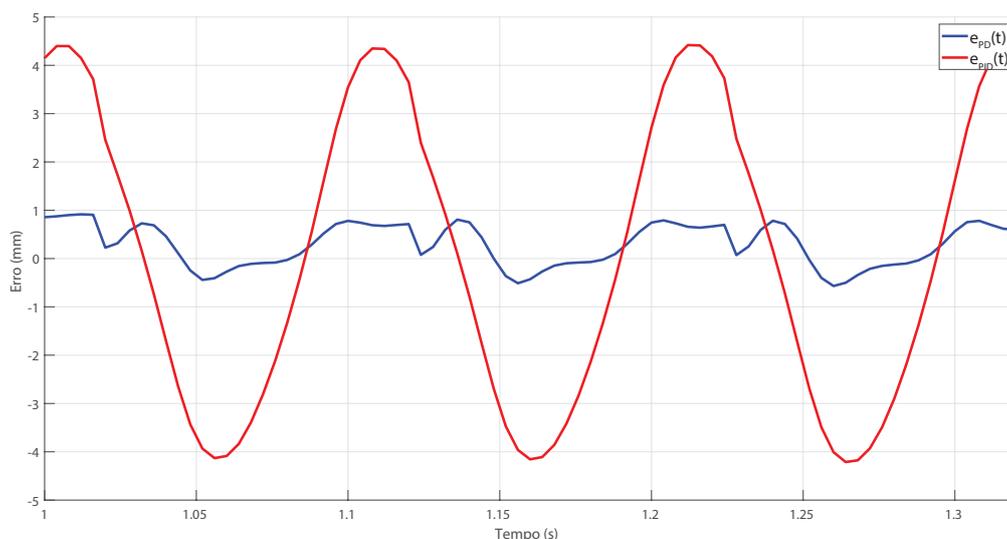
Fonte: O autor

Figura 25: Testes de seguimento de referência senoidal com amplitude de 5 mm e frequência de 10 Hz.



Fonte: O autor

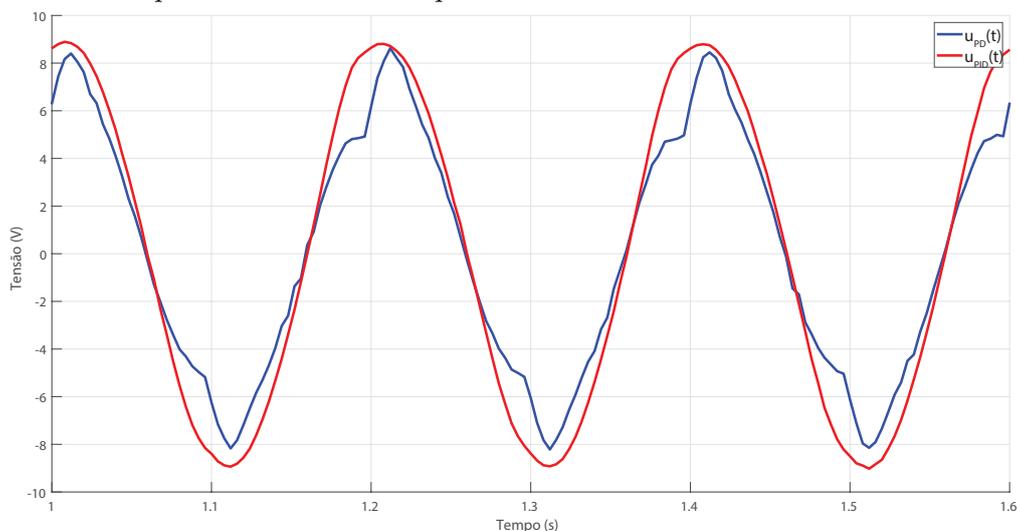
Figura 26: Erros de seguimento de referência senoidal com amplitude de 5 mm e frequência de 10 Hz com os controles estudados.



Fonte: O autor

Ao comparar o seguimento de referência senoidal obtidos pelos dois controladores, verifica-se que o controle via ponto crítico apresenta um erro de fase crescente com o aumento da frequência e, para frequências a partir que 5 Hz, ocorre um erro máximo em regime permanente de aproximadamente 4 mm, principalmente em função do erro de fase. Quanto ao método do lugar das raízes, o erro máximo encontrado é de aproximadamente 0,8 mm. Pela Figura 27 onde os sinais de controle pelo método do lugar das raízes — controle PD — e pelo método do ponto crítico — controle PID — são apresentados, respectivamente, pela linha de cor azul e vermelha, é possível verificar que o sinal do controle PD apresenta uma resposta mais rápida e possibilita um melhor seguimento de trajetória quando comparado ao PID mesmo utilizando um valor de tensão menor para o acionamento do motor. Pode-se notar também que os dois controles não saturam, sendo o maior sinal de atuação de aproximadamente 9 V, menor que o máximo de 24 V.

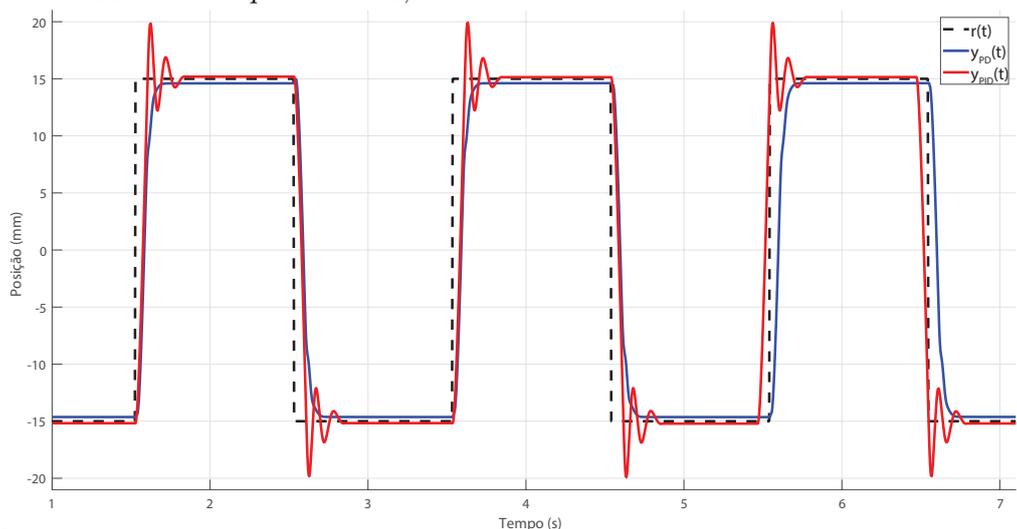
Figura 27: Sinais de controle para o seguimento de referência senoidal com amplitude de 5 mm e frequência de 5 Hz.



Fonte: O autor

Na Figura 28 pode-se observar que o seguimento de referências do tipo salto, representada pela linha tracejada preta, é realizado em ambos os casos como esperado. Contudo, o controle pelo método do ponto crítico, indicado pela linha sólida vermelha, gera sobrepassos, e o controle realizado pelo método do lugar das raízes, demonstrado pela linha sólida azul, não. Além disso, enquanto o tempo de acomodação do controle pelo lugar das raízes é de aproximadamente 200 ms, pelo método do ponto crítico é de aproximadamente 350 ms.

Figura 28: Teste de seguimento de referência do tipo salto com amplitude de 30 mm e frequência de 0,5 Hz.



Fonte: O autor

As distorções para o seguimento de referência senoidal apresentadas nesta seção podem ter como origem a utilização do acoplamento flexível entre o motor DC e o fuso roscado ou a zona morta de aproximadamente 6 V do motor DC utilizado. Além disso, é sabido que o uso de controles da família PID não é indicado para seguimento de referências senoidais, sendo esta afirmação corroborada pela maior eficácia dos controladores testados em seguir referências do tipo salto.

5 CONCLUSÕES

Com o desenvolvimento do trabalho foi possível constatar a importância do estudo da vibração em diversas áreas e aplicações, bem como verificar o quão diversas as técnicas de controle aplicadas as máquinas de vibração podem ser. Neste estudo foi realizado o controle de um motor DC por meio do método do lugar das raízes — dando origem a um controle PD — e pelo método do ponto crítico — cuja realização foi feita para um controle PID —. Dentre os dois controles testados, o controle PD se mostrou mais adequado para o acionamento de uma mesa vibratória capaz de seguir referências senoidais com amplitudes de até 5 mm em frequências de até 10 Hz, sendo possível seguir sinais de amplitudes maiores caso a sua frequência seja menor, e também, seguir sinais com frequências maiores e mesma amplitude a depender do nível de distorção de seguimento aceitável. Contudo, a mesa vibratória concebida neste estudo apresenta distorções consideráveis no seguimento de trajetórias senoidais e as amplitudes e frequências atingidas são modestas para a aplicação pretendida.

Para trabalhos futuros aconselha-se o uso de um motor e conjunto mecânico capaz de iniciar a movimentação com uma tensão de alimentação menor. Neste estudo para iniciar a movimentação do motor foi necessária uma tensão mínima de 6 V fazendo com que pequenas correções de posições não fossem possíveis como foi observado na Figura 23. Por fim, o uso de controladores com outras estruturas como controle ressonante, difuso, ou adaptativo — como encontrado na revisão da literatura — poderiam ser testados.

REFERÊNCIAS

- AVAGO. *HEDM-55xx/560x & HEDS-55xx/56xx Quick Assembly Two and Three Channel Optical Encoders*. [S.l.: s.n.], 2014. Acesso em: 20 jun. 2023.
- AYKAN, M.; ÇELİK, M. Vibration Fatigue Analysis and Multi-Axial Effect in Testing of Aerospace Structures. *Mechanical Systems and Signal Processing*, v. 23, n. 3, p. 897–907, abr. 2009. ISSN 0888-3270. DOI: 10.1016/j.ymsp.2008.08.006. Acesso em: 23 jun. 2023.
- AZBIL. *Amplifier-Contained Compact Proximity Switches*. [S.l.: s.n.], 1996. Acesso em: 19 jun. 2023.
- BARROS, E. DE. Análise da frequência de ressonância de um vibrador eletrodinâmico. *Revista de Ciências Exatas e Tecnologia*, v. 5, n. 5, p. 27–45, 2010. ISSN 2178-6895. DOI: 10.17921/1890-1793.2010v5n5p27-45. Acesso em: 10 jun. 2023.
- BAZANELLA, A. S.; SILVA JUNIOR, J. M. G. DA. *Sistemas de controle: princípios e métodos de projeto*. Porto Alegre (RS): UFRGS, 2005. ISBN 978-85-7025-849-6.
- CHAULAGAIN, H. et al. Seismic Response of Current RC Buildings in Kathmandu Valley, jan. 2015.
- DELLA FLORA, L. *Contribuição ao controle de máquinas de vibração eletrodinâmicas*. Mar. 2009. Tese – Universidade Federal de Santa Maria. Acesso em: 14 jun. 2023.
- DELLA FLORA, L. Controle de aceleração de uma máquina de vibração eletrodinâmica. Universidade Federal de Santa Maria, mar. 2005. Acesso em: 10 jun. 2023.
- DELTA. *AS Series Hardware and Operation Manual*. [S.l.: s.n.], 2022. Acesso em: 20 jun. 2023.
- ELECTRODYNAMIC Shaker. [S.l.: s.n.]. Acesso em: 18 jun. 2023.
- FAULHABER. *DC-Micromotors Series 2642 ... CR*. [S.l.: s.n.], 2023. Acesso em: 20 jun. 2023.
- GAO, C. et al. Development and Application of a Shaking Table System. *Arabian Journal of Geosciences*, v. 15, n. 15, p. 1334, jul. 2022. ISSN 1866-7538. DOI: 10.1007/s12517-022-10604-6. Acesso em: 19 jun. 2023.
- GRIFFITHS, D. J. *Introduction to Electrodynamics*. 4th edition. Cambridge, United Kingdom ; New York, NY: Cambridge University Press, jul. 2017. ISBN 978-1-108-42041-9.
- GUOXING, C. et al. Shaking-Table Tests and Numerical Simulations on a Subway Structure in Soft Soil. *Soil Dynamics and Earthquake Engineering*, v. 76, p. 13–28, set. 2015. ISSN 0267-7261. DOI: 10.1016/j.soildyn.2014.12.012. Acesso em: 23 jun. 2023.

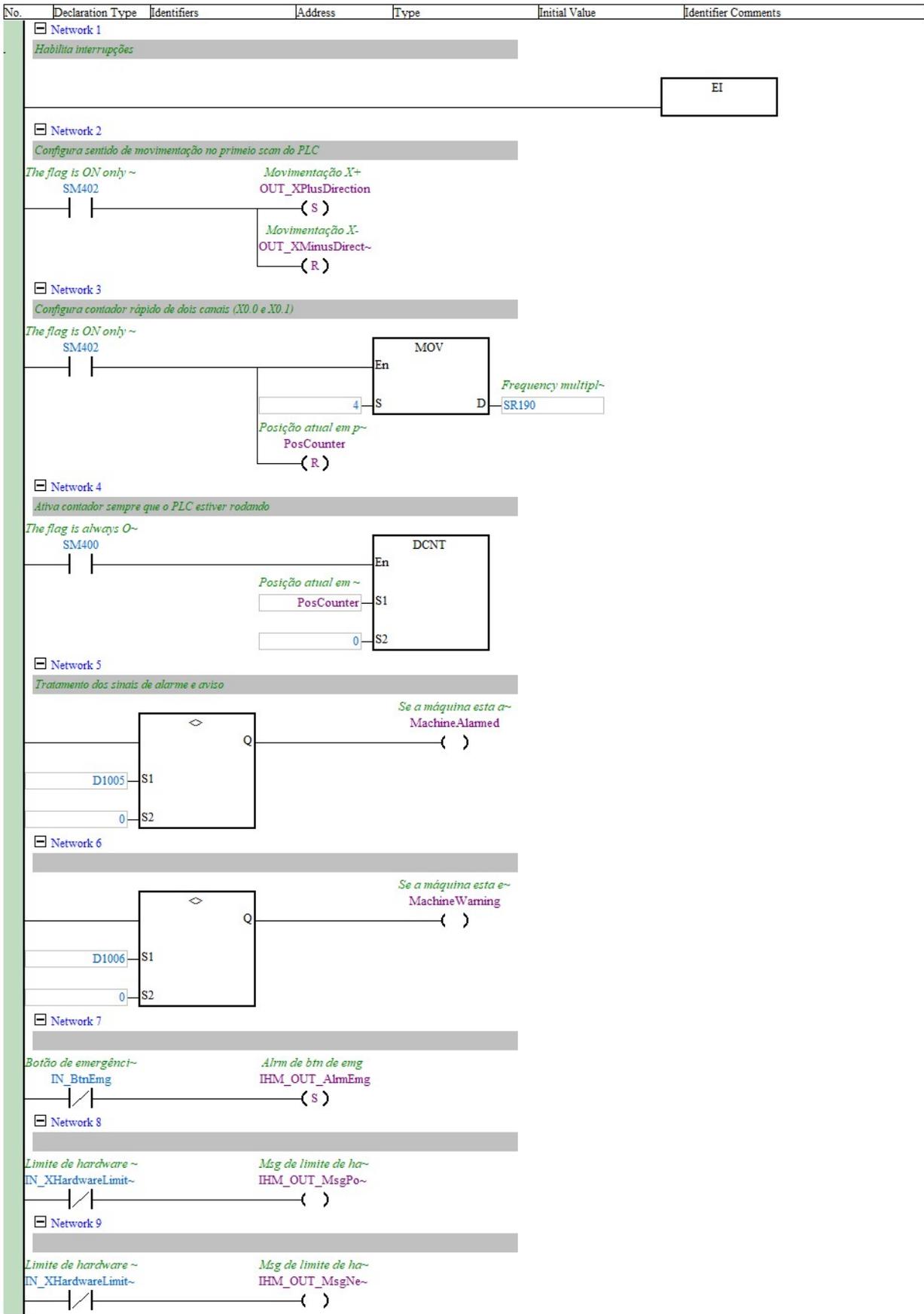
- IEC, I. E. C. .-. *IEC 61131-3: Programmable controllers - Part 3: Programming languages*. [S.l.: s.n.], 2013. 5th edition.
- INSTRUMENTS, T. *LM2596 SIMPLES WITCHER Power Converter 150k Hz 3A Step-Down Voltage Regulator*. [S.l.: s.n.], 2013. Acesso em: 20 jun. 2023.
- LANG, G. F.; SNYDER, D. et al. Understanding the Physics of Electrodynamics Shaker Performance. *Sound and vibration*, v. 35, n. 10, p. 24–33, 2001.
- MAUNG, M. M.; LATT, M. M.; NWE, C. M. DC Motor Angular Position Control Using PID Controller with Friction Compensation. *International journal of scientific and research publications*, v. 8, n. 11, p. 149, 2018.
- MESHARAM, P. M.; KANOJIYA, R. G. Tuning of PID Controller Using Ziegler-Nichols Method for Speed Control of DC Motor. In: *IEEE-INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCES IN ENGINEERING, Science And Management (ICAESM -2012)*. [S.l.: s.n.], mar. 2012. P. 117–122.
- NAKASHIMA, M. et al. Experiences, Accomplishments, Lessons, and Challenges of E-defense—Tests Using World’s Largest Shaking Table. *JAPAN ARCHITECTURAL REVIEW*, v. 1, n. 1, p. 4–17, 2018. ISSN 2475-8876. DOI: 10.1002/2475-8876.10020. Acesso em: 15 jun. 2023.
- NATIONAL Research Institute for Earth Science and Disaster Prevent:Movie. [S.l.: s.n.]. <https://www.bosai.go.jp/hyogo/ehyogo/research/movie/movie-detail.html#27>. Acesso em: 18 jun. 2023.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. São Paulo (SP): Pearson Prentice Hall, 2011. ISBN 978-85-7605-810-6.
- PEREIRA, G. C. *Desenvolvimento e caracterização de um excitador eletrodinâmico com imã permanente*. [S.l.]: Universidade Federal da Paraíba, jul. 2022. <https://repositorio.ufpb.br>. Acesso em: 14 jun. 2023.
- RANA, K. P. S. Fuzzy Control of an Electrodynamics Shaker for Automotive and Aerospace Vibration Testing. *Expert Systems with Applications*, v. 38, n. 9, p. 11335–11346, set. 2011. ISSN 0957-4174. DOI: 10.1016/j.eswa.2011.02.184. Acesso em: 23 jun. 2023.
- RAO, S. S. *Mechanical Vibrations*. Sixth edition in SI Units, global edition. Harlow: Pearson, 2018. ISBN 978-1-292-17860-8.
- SALAWU, O. S.; WILLIAMS, C. Bridge Assessment Using Forced-Vibration Testing. *Journal of Structural Engineering*, American Society of Civil Engineers, v. 121, n. 2, p. 161–173, fev. 1995. ISSN 0733-9445. DOI: 10.1061/(ASCE)0733-9445(1995)121:2(161). Acesso em: 23 jun. 2023.
- SEDRA, A. S. et al. *Microelectronic Circuits*. 8th ed. edição. New York ; Oxford: Oxford University Press, USA, nov. 2019. ISBN 978-0-19-085346-4.
- SEMICONDUCTOR, F. *TIP120, TIP121, TIP122NPN: Epitaxial Darlington Transistor*. [S.l.: s.n.], 2013. Acesso em: 20 jun. 2023.
- SEVERN, R. T. The Development of Shaking Tables—A Historical Note. *Earthquake Engineering & Structural Dynamics*, v. 40, n. 2, p. 195–213, 2011. ISSN 1096-9845. DOI: 10.1002/eqe.1015. Acesso em: 14 jun. 2023.
- SHAKE Table II XY - Quanser. [S.l.: s.n.]. <https://www.quanser.com/products/shake-table-ii-xy/>. Acesso em: 18 jun. 2023.

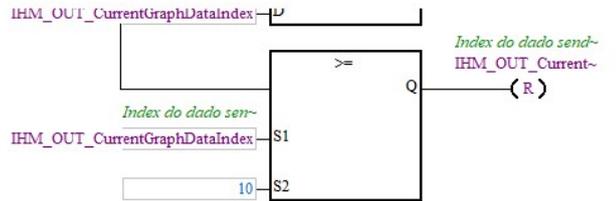
- SILVA, C. W. DE (Ed.). *Vibration Monitoring, Testing, and Instrumentation*. Boca Raton: CRC Press, abr. 2007. ISBN 978-0-429-14633-6. DOI: 10.1201/9781420053203.
- STMICROELECTRONICS. *L298N DUAL FULL-BRIDGE DRIVER*. [S.l.: s.n.], 2000. Acesso em: 20 jun. 2023.
- THK. *SKR - Caged Ball LM Guide Actuator Model SKR*. [S.l.: s.n.], 2001. Acesso em: 20 jun. 2023.
- THOMAS, N.; POONGODI, D. P. Position Control of DC Motor Using Genetic Algorithm Based PID Controller. In: PROCEEDINGS of the World Congress on Engineering. [S.l.]: Citeseer, 2009. v. 2, p. 1–3.
- YUN, G. J.; ABDULLAH, A. B. M.; BINIENDA, W. Development of a Closed-Loop High-Cycle Resonant Fatigue Testing System. *Experimental Mechanics*, v. 52, n. 3, p. 275–288, mar. 2012. ISSN 1741-2765. DOI: 10.1007/s11340-011-9486-z. Acesso em: 23 jun. 2023.

Apêndices

Apêndice A - CÓDIGOS

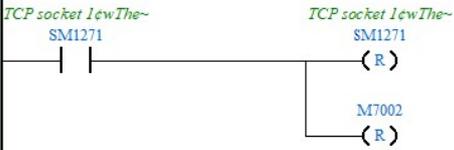
Os códigos desenvolvidos para este projeto podem ser obtidos no site <https://github.com/LucasLauri/TCC-CCA-LucasLauri>. A programação da IHM esta disponível apenas no repositório digital, já a programação do CLP pode ser vista nas figuras a seguir.



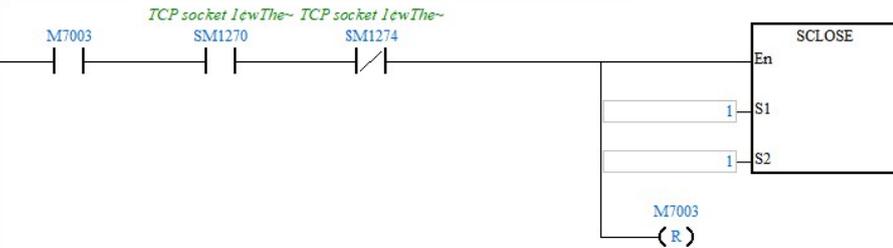


Network 8

Recebimento de dados

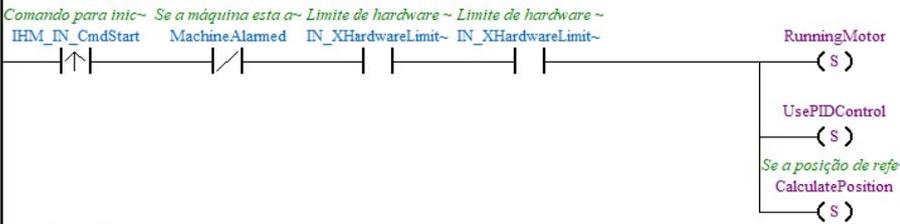


Network 9



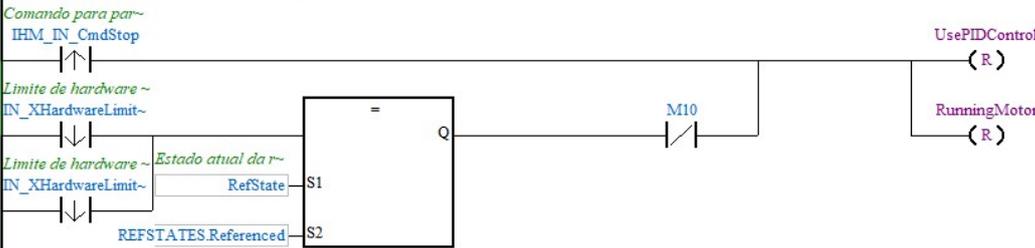
Network 10

Trata comando de inicio de teste



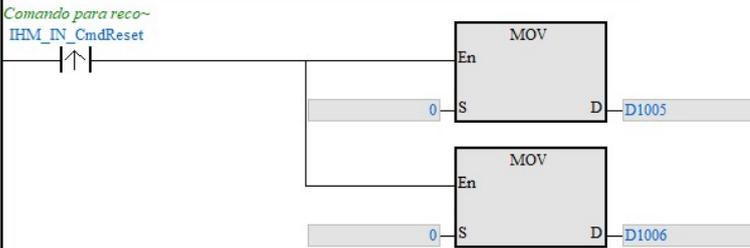
Network 11

Trata comando para parar o teste ou parada por limite de hardware

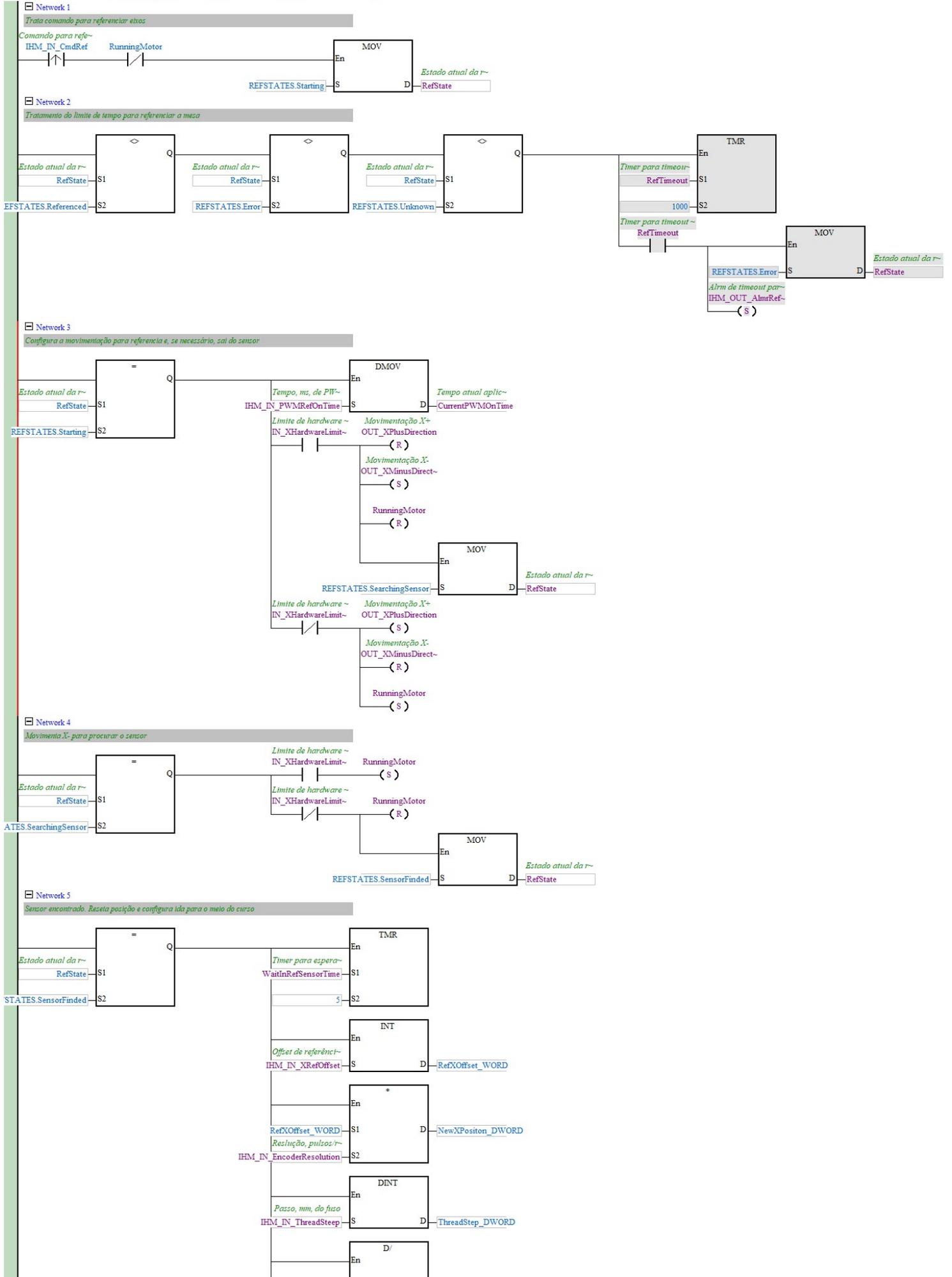


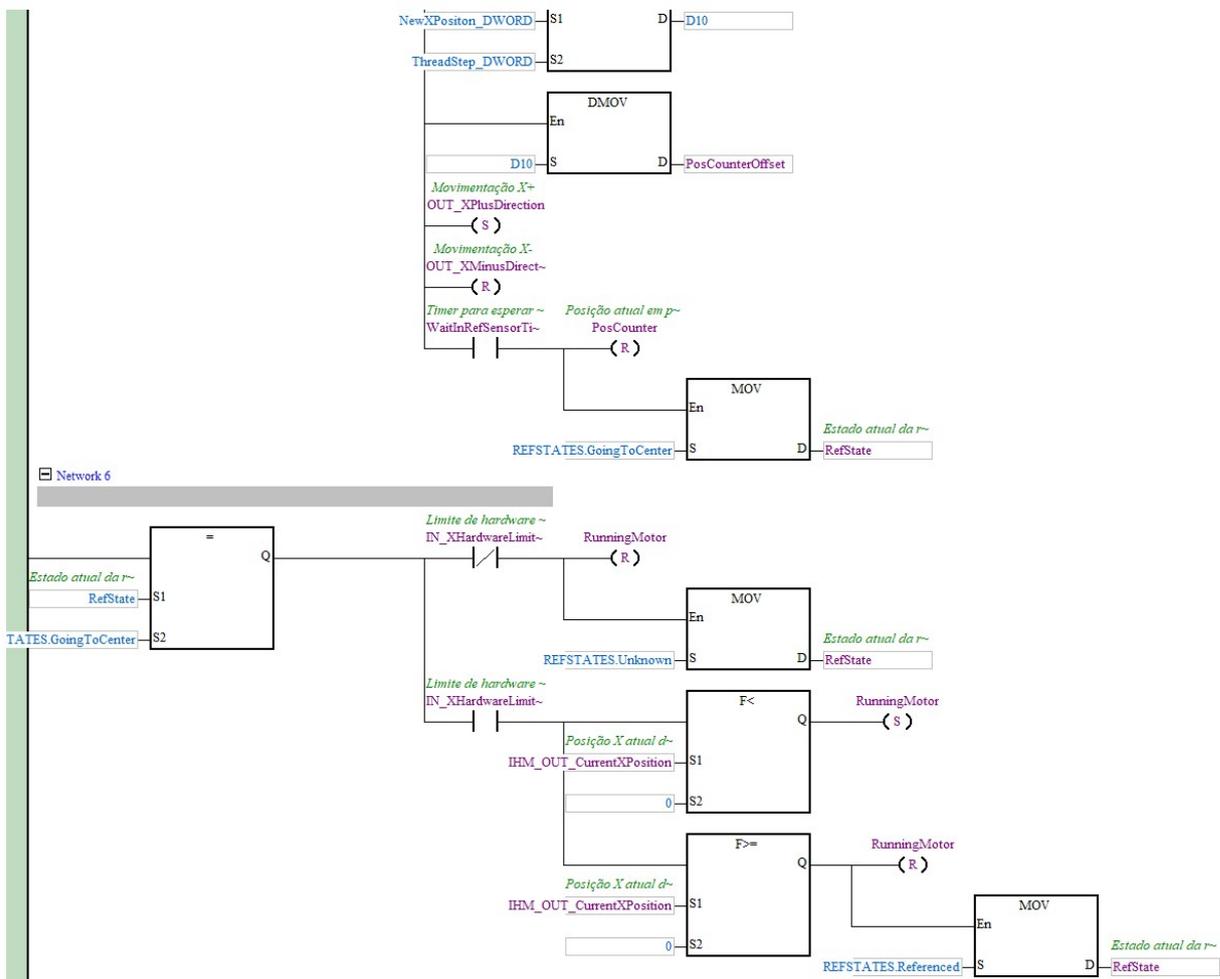
Network 12

Reset dos alarmes e mensagens



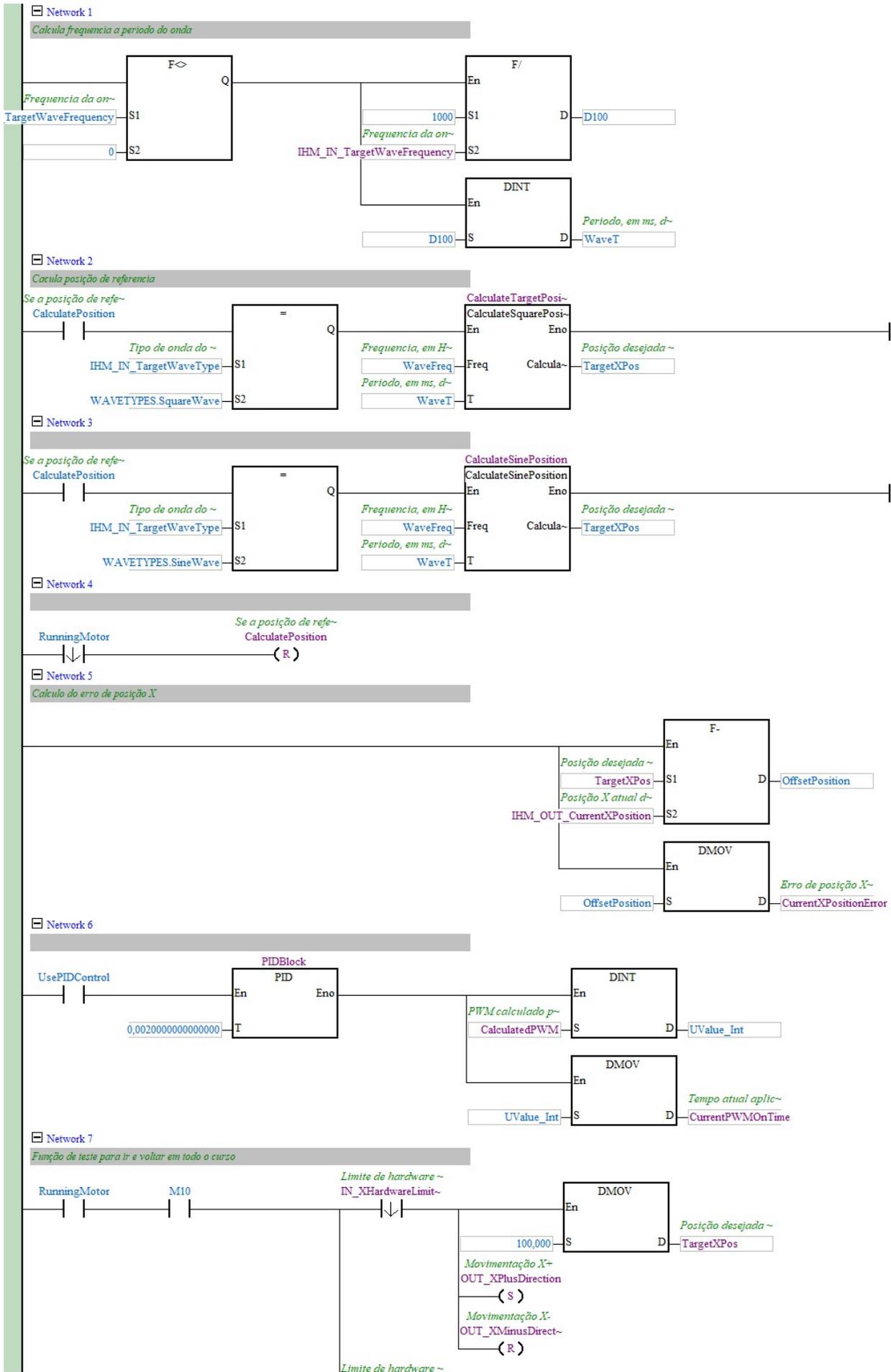
No.	Declaration	Type	Identifiers	Address	Type	Initial Value	Identifier Comments
1	VAR	ThreadStep_DWORD	N/A [Auto]	N/A [Auto]	DWORD	N/A	
2	VAR	RefXOffset_WORD	N/A [Auto]	N/A [Auto]	WORD	N/A	
3	VAR	NewXPositon_WORD	D10	D10	WORD	N/A	
4	VAR	NewXPositon_DWORD	N/A [Auto]	N/A [Auto]	DWORD	N/A	

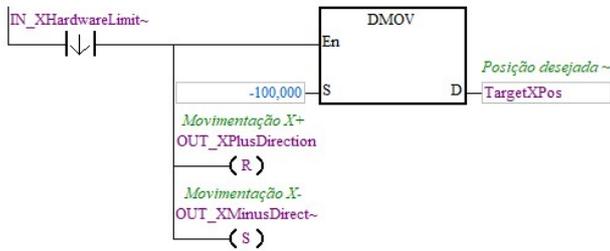




MotorControl

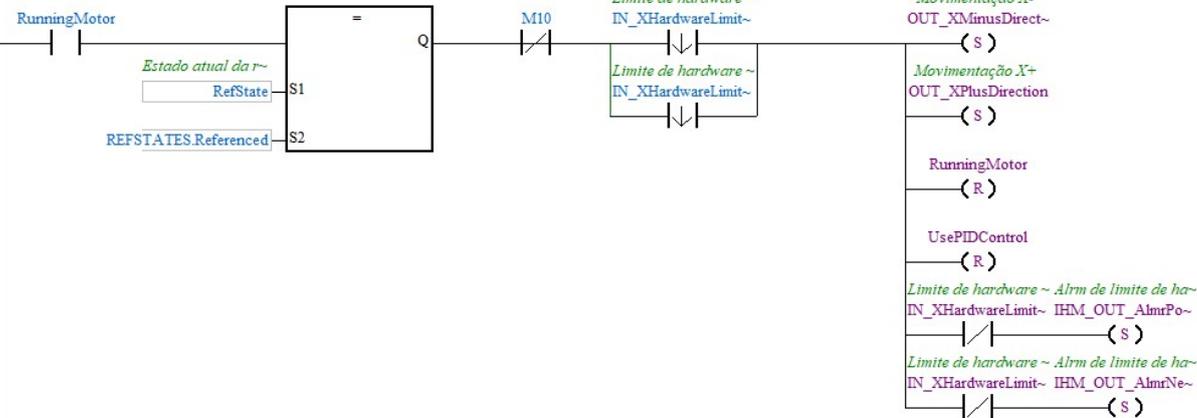
No.	Declaration Type	Identifiers	Address	Type	Initial Value	Identifier Comments
1	VAR	PosCounter_Buffer	N/A [Auto]	DINT	N/A	
2	VAR	PosCounter_Float	N/A [Auto]	REAL	N/A	
3	VAR	EncoderResolution_Real	N/A [Auto]	REAL	N/A	
4	VAR	UValue_Int	N/A [Auto]	DINT	N/A	
5	VAR	WaveT	N/A [Auto]	DINT	N/A	Período, em ms, da onda
6	VAR	WaveFreq	N/A [Auto]	INT	N/A	Frequência, em Hz * 1000, da onda
7	VAR	MathBuffer_DINT	N/A [Auto]	DINT	N/A	
8	VAR	OffsetPosition	N/A [Auto]	REAL	N/A	





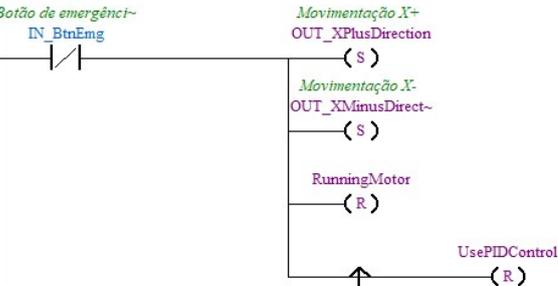
Network 8

Parada por fim de curso



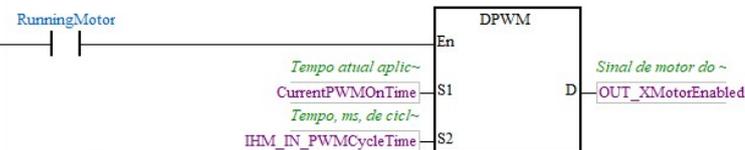
Network 9

Parada por emg



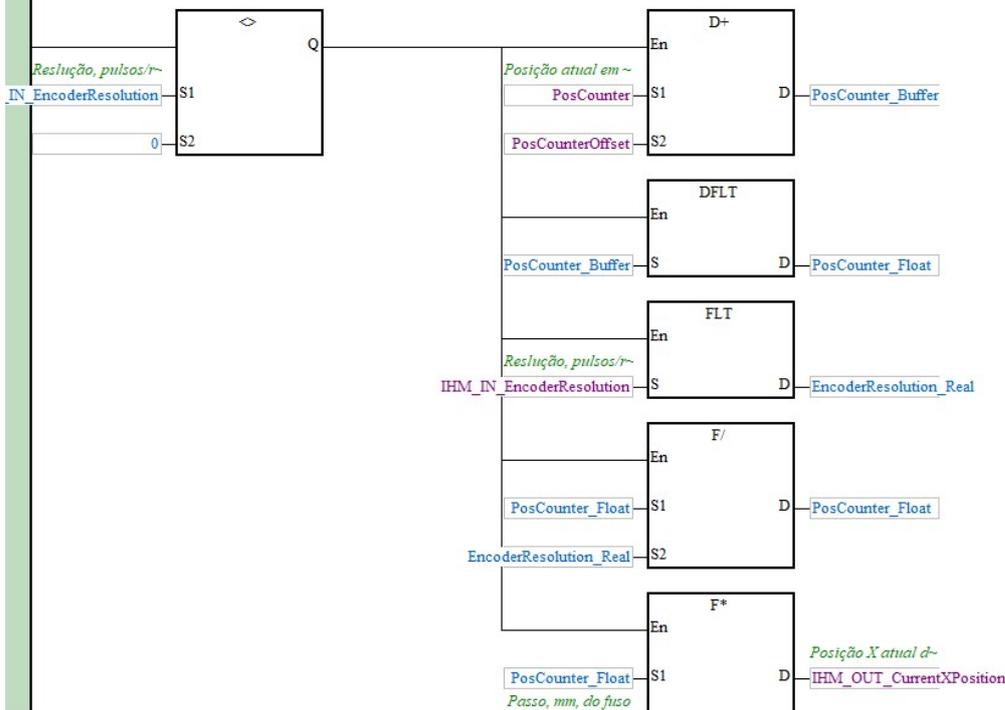
Network 10

PWM aplicado ao motor do eixo X

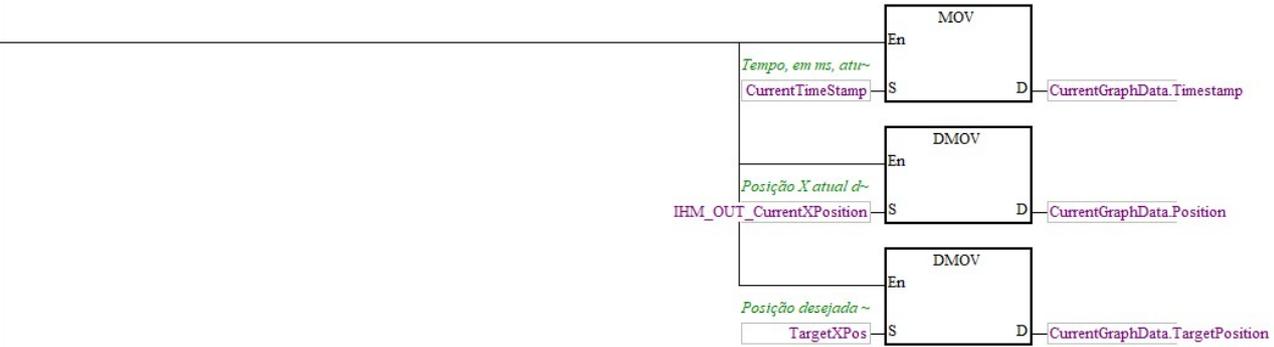


Network 11

Calcula posição atual da mesa

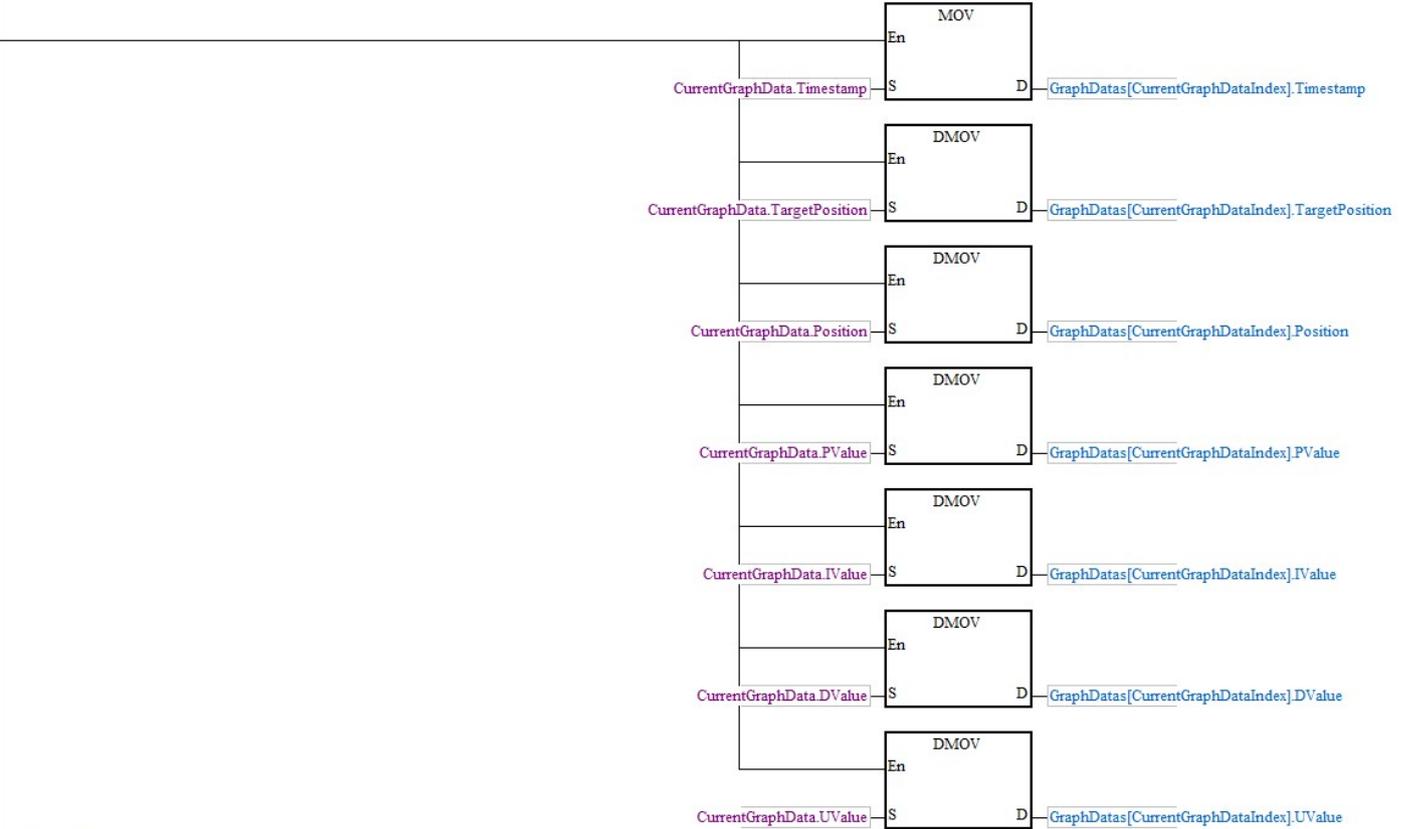


Network 12



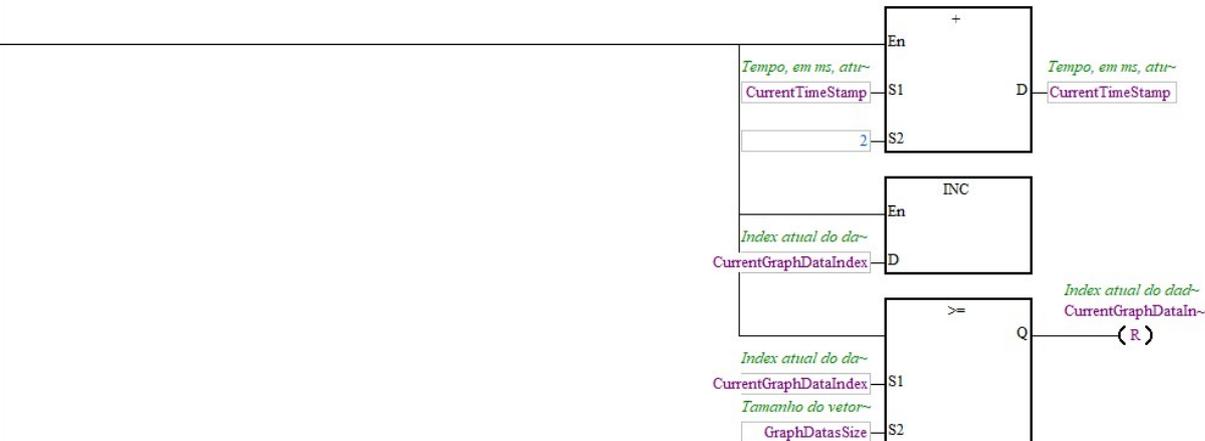
Network 13

Copia o dados dados atuais para o dados do gráfico (GraphDatas)



Network 14

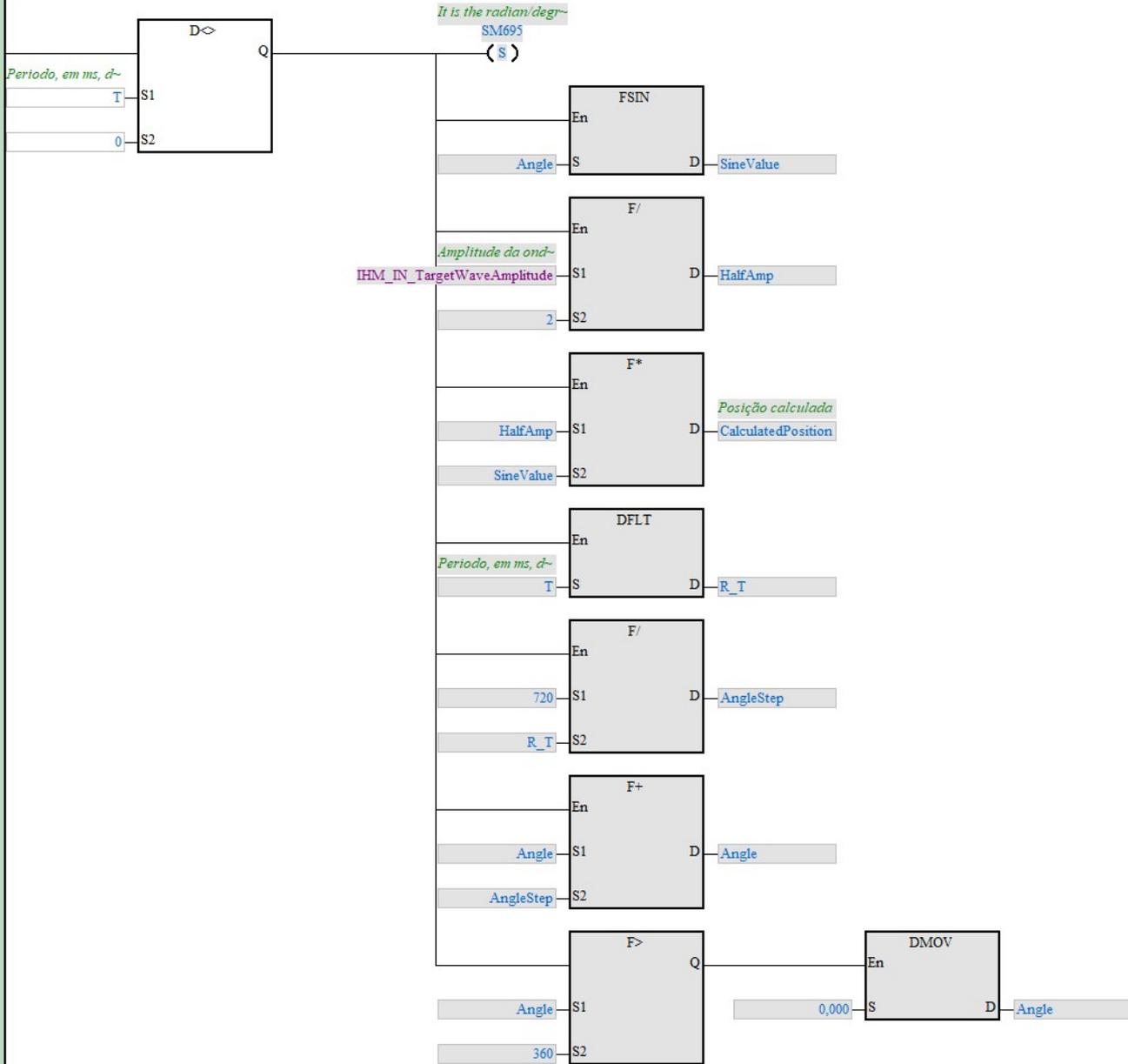
Tratamento do index atual de dados



CalculateSinePosition

No.	Declaration Type	Identifiers	Address	Type	Initial Value	Identifier Comments
1	VAR_INPUT	Freq	N/A [Auto]	INT	N/A	Frequencia, em Hz * 1000, da onda
2	VAR_INPUT	T	N/A [Auto]	DINT	N/A	Periodo, em ms, da onda
3	VAR_OUTPUT	CalculatedPosition	N/A [Auto]	REAL	N/A	Posição calculada
4	VAR	HalfAmp	N/A [Auto]	REAL	N/A	
5	VAR	SineValue	N/A [Auto]	REAL	N/A	
6	VAR	Angle	N/A [Auto]	REAL	N/A	
7	VAR	AngleStep	N/A [Auto]	REAL	N/A	
8	VAR	R_T	N/A [Auto]	REAL	N/A	

Network 1



Network 2

CalculateSquarePosition

No.	Declaration Type	Identifiers	Address	Type	Initial Value	Identifier Comments
1	VAR_INPUT	Freq	N/A [Auto]	INT	N/A	Frequencia, em Hz * 1000, da onda
2	VAR_INPUT	T	N/A [Auto]	DINT	N/A	Periodo, em ms, da onda
3	VAR_OUTPUT	CalculatedPosition	N/A [Auto]	REAL	N/A	Posição calculada

```
0001 /*Caso as informações de onda sejam invalidas...*/
0002 IF IHM_IN_TargetWaveAmplitude = 0 OR T = 0 THEN
0003     CalculatedPosition := 0;
0004     RETURN;
0005 END_IF;
0006
0007 /*Calcula posição para uma onda quadrada*/
0008 IF CurrentTimeStamp > (WaveStartTime + T / 2) OR (CurrentTimeStamp < 100 AND WaveStartTime > 20000) THEN
0009     FlipWave := true;
0010 END_IF;
0011
0012 IF FlipWave THEN
0013     WaveStartTime := CurrentTimeStamp;
0014     FlipWave := false;
0015
0016 IF CalculatedPosition <> IHM_IN_TargetWaveAmplitude / 2 THEN
0017     CalculatedPosition := IHM_IN_TargetWaveAmplitude / 2;
0018 ELSE
0019     WaveStartTime := CurrentTimeStamp;
0020     CalculatedPosition := -IHM_IN_TargetWaveAmplitude / 2;
0021 END_IF;
0022 END_IF;
```

PID

No.	Declaration Type	Identifiers	Address	Type	Initial Value	Identifier Comments
1	VAR_INPUT	T	N/A [Auto]	REAL	N/A	Tempo, em s, de amostragem do controle
0001						
0002						IF CurrentXPositionError = 0 OR T = 0 OR IHM_IN_HighPValue = 0 THEN
0003						CalculatedPWM := 0;
0004						return;
0005						END_IF;
0006						
0007						/*Calcula PID*/
0008						CurrentGraphData.PValue := IHM_IN_PGain * (CurrentXPositionError / 1000,0);
0009						IF IHM_IN_IGain <> 0 THEN
0010						CurrentGraphData.IValue := LastIValue + IHM_IN_PGain * T * (CurrentXPositionError + LastError) / 1000,0 * IHM_IN_IGain;
0011						ELSE
0012						CurrentGraphData.IValue := 0;
0013						END_IF;
0014						CurrentGraphData.DValue := LastDValue * (2,0 - IHM_IN_HighPValue * T) / (2,0 + IHM_IN_HighPValue * T) + 2,0 * IHM_IN_HighPValue * IHM_IN_PGain * IHM_IN_DGain * (CurrentXPositionError - LastError)
0015						CurrentGraphData.UValue := (CurrentGraphData.PValue + CurrentGraphData.IValue + CurrentGraphData.DValue);
0016						
0017						
0018						/*Seta sentido de giro do motor e aplica sinal de controle*/
0019						IF CurrentGraphData.UValue >= 0 THEN
0020						OUT_XPlusDirection := true;
0021						OUT_XMinusDirection := false;
0022						IF (CurrentGraphData.UValue / 24,0) < IHM_IN_MinPWMDuty / 100,0 THEN
0023						CalculatedPWM := IHM_IN_MinPWMDuty;
0024						ELSE
0025						CalculatedPWM := CurrentGraphData.UValue / 24,0 * 100;
0026						END_IF;
0027						ELSE
0028						OUT_XPlusDirection := false;
0029						OUT_XMinusDirection := true;
0030						IF -(CurrentGraphData.UValue / 24,0) < IHM_IN_MinPWMDuty / 100,0 THEN
0031						CalculatedPWM := IHM_IN_MinPWMDuty;
0032						ELSE
0033						CalculatedPWM := -CurrentGraphData.UValue / 24,0 * 100;
0034						END_IF;
0035						END_IF;
0036						
0037						
0038						/*Salva dados para o proximo ciclo*/
0039						LastError := CurrentXPositionError;
0040						LastIValue := CurrentGraphData.IValue;
0041						LastDValue := CurrentGraphData.DValue;

Apêndice B - PACOTE DE DADOS ETHERNET TCP/IP

A estrutura dos pacotes de dados trocados entre o CLP e a IHM pelo protocolo de comunicação Ethernet TCP/IP pode ser visto na tabela a seguir:

Tabela 6: Estrutura dos pacotes de comunicação do CLP com a IHM via Ethernet TCP/IP.

Endereço	Tipo de dado	Função
Saída (CPL → IHM)		
0	WORD	Indicador de primeira word de envio
1	WORD	Entradas do CPL
2	WORD	Saídas do CPL
3	REAL	Posição X, em mm, atual da mesa
10.0	BOOL	Alarme de botão de emergência acionado
10.1	BOOL	Alarme de tempo máximo para referência da mesa excedido
10.2	BOOL	Alarme de limite físico positivo acionado durante um teste
10.3	BOOL	Alarme de limite físico negativo acionado durante um teste
12.0	BOOL	Mensagem de limite físico positivo acionado
12.1	BOOL	Mensagem de limite físico negativo acionado
56	INT	Índice dos dados do gráfico sendo enviados
58	ARRAY[15] OF GraphData	Vetor de dados do gráfico sendo enviados
...		
498		
499	WORD	Indicador de última word de envio
Entrada (CPL ← IHM)		
500.0	BOOL	Sinal de vida da IHM
500.1	BOOL	Comando para iniciar ensaio
500.2	BOOL	Comando para parar ensaio
500.3	BOOL	Comando para referenciar mesa
500.4	BOOL	Comando de reconhecimento dos alarmes
508	DWORD	Período, em ms, do PWM
516	WORD	Resolução, em pulsos/revolução, do <i>encoder</i>
518	DWORD	Tempo, em ms, de PWM ativo para referência da mesa
522	REAL	Passo, em mm, do fuso roscado
526	REAL	Posição, em mm, utilizada ao referenciar a mesa
530	REAL	Ganho proporcional em V/mm
534	REAL	Tempo integral em s
538	REAL	Tempo derivativo em s
542	REAL	Menor ciclo de trabalho, em %, para o PWM
550	WORD	Tipo da onda de referência
552	REAL	Frequência da onda de referência
556	REAL	Amplitude da onda de referência
560	REAL	Valor do polo de alta frequência