

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

BRUNO GABRIEL DA SILVA

ATUADOR LINEAR EMBARCADO DE BAIXO CUSTO

**APUCARANA
2022**

BRUNO GABRIEL DA SILVA

ATUADOR LINEAR EMBARCADO DE BAIXO CUSTO

Low Cost Embedded Linear Actuator

Trabalho de conclusão de curso apresentado como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Carlos Matheus Rodrigues de Oliveira

APUCARANA

2022



4.0 Internacional

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es) e que licenciem as novas criações sob termos idênticos. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

BRUNO GABRIEL DA SILVA

ATUADOR LINEAR EMBARCADO DE BAIXO CUSTO

Trabalho de conclusão de curso apresentado como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Data de aprovação: 14/Junho/2022

Carlos Matheus Rodrigues de Oliveira
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Vinícius Dário Bacon
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Thales Eugenio Portes de Almeida
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

**APUCARANA
2022**

Este trabalho é dedicado aos meus pais por sempre me mostrarem que podemos mudar nossas realidades e, especialmente, de todos ao nosso redor quando nos dedicamos à buscar uma maior compreensão, respeitando nossas diferenças. Dedico também a todos que contribuíram para que eu chegasse até este momento.

AGRADECIMENTOS

Meus maiores agradecimentos ao Prof. Dr. Carlos Oliveira pelo auxílio e financiamento no desenvolvimento deste trabalho, a todos os professores, funcionários e servidores, em especial do curso de Engenharia Elétrica do Câmpus UTFPR-AP.

Aos meus pais Patricia da Silva e Sidney Anderson da Silva por sempre terem me apoiado e motivado nesta caminhada percorrida. Agradeço à minha irmã Amanda por sempre me motivar a buscar mais conhecimento e tentar compreender o que não conheço. Agradeço aos meus avós Leonice e Izaías pelo auxílio neste trabalho, assim como na minha vida toda.

Agradeço aos meus amigos que estiveram nesta caminhada ao longo dos anos, em especial ao Lucas por me ajudar a realizar este e demais trabalhos desenvolvidos anteriormente. À minha namorada Gabriela que me incentiva e me apoia diariamente a continuar em frente.

Meus agradecimentos à Universidade Tecnológica Federal do Paraná por sempre buscar incentivos ao ensino público e universal.

Ninguém ignora tudo. Ninguém sabe tudo. Todos nós sabemos alguma coisa. Todos nós ignoramos alguma coisa. Por isso aprendemos sempre. (FREIRE, Paulo, 1981).

RESUMO

O seguinte trabalho tem como finalidade apresentar um estudo acerca de um sistema embarcado, envolvendo a utilização da placa microcontroladora *Arduino UNO*, na aplicação de um atuador linear, com o controle de posição de um motor de corrente contínua. Apresenta também, uma visão geral acerca da elaboração de uma estrutura mecânica de um atuador linear com um conjunto de transmissão por polias, o desenvolvimento para aplicação de sistemas embarcados e dos elementos elétricos abordados, sendo eles: motores de corrente contínua, sensores de corrente elétrica e *encoders* rotativos. Para a implementação do sistema é utilizado a técnica de modulação por largura de pulsos para alteração da tensão terminal do motor de corrente contínua, fazendo com que a rotação do motor também altere. Os resultados foram obtidos por meio de simulação computacional e também experimentalmente, demonstrando que o sistema de controle foi capaz de fornecer bom desempenho dinâmico no controle de posição da máquina, estando apto a ser utilizado.

Palavras-chave: Motor CC; Sistemas Embarcados; Atuador Linear; Arduino; PWM.

ABSTRACT

The following work aims to present a study about an embedded system, involving the use of the microcontroller board *Arduino UNO*, in the application of a linear actuator, with the control of a direct current motor. It also presents a general overview about the elaboration of a mechanical structure of a linear actuator with a set of transmission by pulleys, as well the development for the application of embedded systems and the electrical elements addressed, namely: direct current motors, electric current sensors and rotary encoders. For the implementation of the system, the pulse width modulation technique is used to change the terminal voltage of the direct current motor, causing the motor rotation to also change. The results were obtained through computational simulation and also experimentally, demonstrating that the control system was able to provide a good dynamic performance in controlling the position of the machine, being able to be used

Keywords: DC Motor; Embedded systems; Linear Actuator; Arduino; PWM.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Vista de um Motor CC completo de 25HP.	18
Figura 2 – Tensão Induzida em uma Espira Rotativa.	20
Figura 3 – Tensão de Saída.	21
Figura 4 – Circuito Equivalente de um Motor CC.	21
Figura 5 – Funcionamento de um Motor CC.	22
Figura 6 – Representação de um Motor CC.	23
Figura 7 – Curva Característica de Magnetização.	23
Figura 8 – Motor CC de ímã permanente visto em corte.	24
Figura 9 – Quadrante de Operação do Motor.	25
Figura 10 – Conversor Classe E ou Ponte H.	26
Figura 11 – Representação do <i>Deadtime</i>	26
Figura 12 – Diagrama de bloco de um Motor CC com ímã permanente.	28
Figura 13 – Ação de cada parte do controle <i>PID</i>	30
Figura 14 – Malha de Controle.	31
Figura 15 – Comparativo de equipamentos auxiliares entre um atuador pneumático e elétrico.	32
Figura 16 – Microcontrolador Arduino UNO.	33
Figura 17 – <i>Pinout</i> Arduino UNO.	33
Figura 18 – Estruturas possíveis de uso.	34
Figura 19 – Estruturas de uso no Sistema.	35
Figura 20 – Rascunho da estrutura física.	36
Figura 21 – Estrutura base.	36
Figura 22 – Driver Ponte H <i>L298n</i>	37
Figura 23 – Encoder Incremental Rotativo.	38
Figura 24 – Motor CC com caixa de Redução.	38
Figura 25 – Sistema Controlado.	45
Figura 26 – Resposta do Sistema Limitado em 2A e 40A.	45
Figura 27 – Resposta da Velocidade Limitada em 2A e 40A.	46
Figura 28 – Resposta da Corrente Limitada em 2A e 40A.	47
Figura 29 – Resposta da Posição com Perturbação.	48
Figura 30 – Resposta da Velocidade com Perturbação.	49
Figura 31 – Resposta da Corrente com Perturbação.	50
Figura 32 – Resposta da Posição no Tempo com controle de Posição.	51
Figura 33 – Resposta da Posição no Tempo com controle de Posição e Velocidade.	52
Figura 34 – Resposta da Posição no Tempo com controle de Posição e Velocidade.	53
Figura 35 – Resposta da Velocidade no Tempo com controle de Posição e Velocidade.	54

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores das constante simuladas.	25
Tabela 2 – Valores das constante simuladas.	44

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
IoT	<i>Internet of Things</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
EMIF	<i>External Memory Interface</i>
CAN	<i>Controller Area Network</i>
uPP	<i>Universal Parallel Port</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
KB	<i>Kilobyte</i>
MB	<i>Megabyte</i>
ECC	<i>Error Connection Code</i>
SRAM	<i>Static Random Access Memory</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
CPU	<i>Central Processing Unit</i>
AND	<i>Comparador E</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

λ	Fluxo Concatenado
E_a	Tensão de Armadura
R_a	Resistência de Armadura
L_F	Indutância de Campo
V_{escova}	Tensão na Escova
R_F	Resistência de Campo
R_{aj}	Resistência de Ajuste
v	Velocidade
B	Densidade de Campo Magnético
l	Comprimento da Espira
ϕ	Fluxo Total
ω_m	Velocidade Angular em rad/s
I_a	Corrente de Armadura
K	Constante de Construção da Máquina
K_m	Constante de Construção do Motor
I_F	Corrente de Campo
V_F	Tensão de Campo
K_F	Constante construtiva do Campo
T_m	Torque do Motor
V_{ce}	Tensão Induzida Contra Eletromotriz
τ_{ind}	Torque Induzido
τ_a	Constante de Tempo Elétrica da Armadura
b	Coefficiente Atrito
J	Momento de Inércia

τ_m	Constante de Tempo Mecânica
K_{ce}	Constante Contra Eletromotriz
T_C	Torque da Carga
T_P	Torque de Perturbação
Δt	Intervalo de Tempo
s	Plano Complexo
K_c	Ganho Proporcional
K_i	Ganho Integrativo
K_d	Ganho Derivativo
T_l	Tempo de <i>Reset</i>
T_D	Variável Relacionado ao ganho Derivativo

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Contextualização	15
1.2	Justificativa e Relevância	16
1.3	Objetivos	16
1.4	Organização do Trabalho	17
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	18
2.1	Motores CC e seus princípios	18
2.1.1	Fundamentos da Máquina CC	19
2.1.1.1	Tensão Induzida em uma espira rotativa	19
2.1.2	Circuito Equivalente do Motor CC	21
2.1.3	Curva de Magnetização da Máquina CC	23
2.1.4	Motor CC de Imã Permanente	24
2.1.5	Acionamentos com Motores de Corrente Contínua	24
2.1.6	Quadrantes de operação em Motores CC	25
2.2	Sistema de Controle	27
2.2.1	Função de Transferência	27
2.2.2	Controle PID	28
2.2.3	Malhas de Controle	30
2.3	Atuador Linear	31
2.4	Placa Microcontroladora <i>Arduino Uno</i>	32
3	PROPOSTA DE UM ATUADOR LINEAR	34
3.1	Estrutura Mecânica	34
3.2	Estrutura Elétrica	36
3.2.1	Ponte H aplicando L298n	37
3.2.2	Encoder Incremental Rotativo	37
3.2.3	Código Embarcado	38
4	RESULTADOS	44
4.1	Resultados de Simulação	44
4.1.1	Análise sem Variação de Carga	45
4.1.2	Análise de variação de carga	47
4.2	Resultados Experimentais	50
4.2.1	Análise do Sistema sem Controle em Cascata	51
4.2.2	Análise do Sistema com Controle em Cascata	52

4.2.3	Análise do Controle em Cascata com Variação do <i>setpoint</i>	53
5	CONCLUSÃO	55
	REFERÊNCIAS	56

1 INTRODUÇÃO

Com a crescente demanda industrial acarretada pelos avanços tecnológicos e sociais, há uma variedade de aplicações e fomentos para desenvolvimentos de equipamentos capazes de gerenciar processos e otimizar a produção. Quando estes processos são otimizados, inúmeros benefícios são atrelados a esta ação, sendo eles: maior quantidade de produtos, maior necessidade de aplicações, maior competitividade, menores custos, entre outros inúmeros benefícios. De maneira progressiva, os sistemas embarcados estão sendo aplicados nos mais diferentes processos necessários. Este sistema compacto é capaz de reproduzir comandos previamente configurados ou, com o avanço na área de processamento de dados, atualizações remotas em nuvem, como nos casos de interconexões (IoT-Internet das Coisas) (OLIVEIRA, 2010). O crescente desenvolvimento na área de sistemas embarcados, acarreta em microcontroladores com processamentos mais eficazes, rápidos e com preços acessíveis, no qual facilita as suas aplicações, diminuindo custos e tornando sistemas mais compactos para as mais diversas aplicações.

Algumas décadas atrás, os sistemas embarcados apresentavam restrições de processamentos, entradas e conexões, devido ao conhecimento fabril existente na época. Isso restringia as aplicações e conexões que os sistemas pudessem atuar, devido ao seu limitado processamento. Entretanto, nos dias atuais apresentam-se melhores conhecimentos produtivos e tecnologias capazes de realizar as mais variadas aplicabilidades (OLIVEIRA, 2010).

1.1 Contextualização

Em 1978, Bent Jensen desenvolveu em conjunto com sua esposa um atuador linear elétrico para uma cadeira de rodas. Após o desenvolvimento do protótipo, uma encomenda de duas mil unidades fez com que Bent seguisse nesse rumo com sua empresa até os dias atuais (LINAK, 2019). Os atuadores lineares elétricos são dotados, como o próprio nome traz, de um equipamento elétrico: o Motor elétrico. Este motor com um controle relativamente simples e eficaz, faz com que o mesmo opere como um servomotor (UMANS, 2014).

O motor CC (Corrente Contínua) é amplamente utilizado em atuadores lineares devido à sua facilidade de controle e robustez. Basicamente, motores CC são equipamentos que convertem energia elétrica CC em energia mecânica. Diferente do modelo construtivo das máquinas CA (Corrente Alternada), o motor CC apresenta um sistema de comutação por meio de escovas (CHAPMAN, 2013). Esse sistema garante que a corrente circulante dentro do motor acompanhe a inversão de polaridade do campo, garantindo uma corrente de saída contínua (UMANS, 2014).

O controle de velocidade de um motor de corrente contínua é baseado na sua tensão de alimentação, a qual esta ligada à tensão de armadura. Para motores de ímã permanente, o

resultado da interação entre o campo produzido pelos polos no estator com o campo produzido pelo rotor é o surgimento do conjugado eletromecânico. Na aplicação de atuadores lineares, não somente o acionamento do motor, mas também a medição da posição em que ele se encontra é de extrema valia para determinar seu controle (CASTRUCCI, 2018).

Um motor de corrente contínua com controle de velocidade possibilita tornar o sistema robusto à variações de carga, com controle do torque aplicado. Em alguns processos, a variação de carga acoplada ao motor é corriqueira. Com isso, a implementação de um regulador de velocidade, de modo a desenvolver uma malha fechada do controle, é feita uma medição do valor da corrente obtida do sensor de velocidade. Isso resultará em menores flutuações da velocidade e, portanto, menor a variação de velocidade frente a alterações de carga (CASTRUCCI, 2018).

Para que o atuador linear opere de maneira adequada, o motor deve operar em ambos os sentidos de rotação, de maneira precisa e com robustez à variação de carga em seu eixo. Para tanto, torna-se necessário realizar o controle da máquina por meio de *drivers* de potência que são acionados utilizando a modulação *PWM* (*Pulse Width Modulation* - Modulação por Largura de Pulso). Esta técnica é amplamente vista em microcontroladores comerciais e utilizada de forma corriqueira em sistemas de acionamentos elétricos (LOPES, 2013).

1.2 Justificativa e Relevância

Os atuadores lineares apresentam uma variedade de aplicações, desde a agricultura até aplicações industriais. São empregados em sistemas que necessitam de inclinar peças, levantar, empurrar ou puxar, os quais realizam movimentos lineares (LINA, 2019). Geralmente, estes sistemas empregados necessitam uma alta precisão com uma resposta dinâmica rápida (DICKSON, 2021).

Apesar de ser comumente utilizado, atuadores lineares elétricos apresentam custo elevado, impossibilitando seu uso comercial para aplicações que necessitam de baixo valor agregado. Assim, com a aplicação de um sistema embarcado de baixo custo, em conjunto com estruturas físicas mais simples e de fácil acesso, seu uso pode se tornar viável comercialmente (DICKSON, 2021).

1.3 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo geral o desenvolvimento do protótipo de um atuador linear com um sistema embarcado utilizando a placa microcontroladora *Arduino UNO*. Seu controle de posição e velocidade será por meio de um motor CC (Corrente Contínua) controlado, utilizando um encoder rotativo, sensor de corrente, conversor CC/CC, garantindo um pleno funcionamento do sistema aplicado externamente a uma bancada de trabalho. Para tanto, os objetivos específicos serão necessários, sendo:

1. Estudo sobre a estrutura física, envolvendo a redução de velocidade por meio de cálculo de polias;

2. Desenvolvimento do sistema de acionamentos e controle do motor;
3. Simulação do sistema de controle do Motor CC;
4. Implementar o sistema de controle de posição do servomotor (motor controlado) visando aplicação em um atuador linear;
5. Embarcar algoritmo de controle no microcontrolador;
6. Realizar implementação experimental do controle de posição do Motor CC, visando sua aplicação em atuadores lineares.

1.4 Organização do Trabalho

A compreensão teórica do projeto executado segue no Capítulo 2. Em seguida, o desenvolvimento e a ilustração inicial da estrutura do projeto é executada no Capítulo 3. Nesta segunda parte, têm-se a apresentação das estruturas físicas em consonância com a parte elétrica do sistema. Posteriormente, no Seção 4.1 as simulações do sistema elétrico começam a ser executadas de forma a ser preparada para a aplicação prática. A Seção 4.2 traz os resultados experimentais após as realizações do estudo teórico. As conclusões parciais podem ser vistas no Capítulo 5.

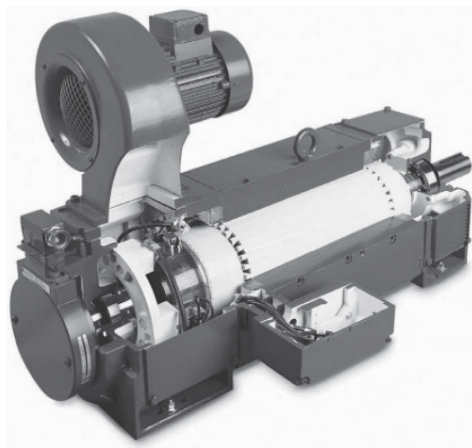
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Motores CC e seus princípios

De um modo geral para motores, temos que a conversão eletromagnética de energia decorre quando há alterações do fluxo concatenado (λ) que aparecem por meio do movimento mecânico. Em sistemas de máquinas rotativas, temos que as tensões são geradas internamente nos enrolamentos. Estes enrolamentos quando agrupados formam as bobinas que são rotacionadas mecanicamente. Estas, quando aplicadas dentro de campos magnéticos gerados por polos, acabam circulando e variando de forma cíclica. Assim, o fluxo concatenado acaba por variar e, conjuntamente, uma tensão interna é gerada (UMANS, 2014).

Para máquinas rotativas CC, esse enrolamento de armadura é fixada a parte rotativa do motor, também chamado de rotor. Ao girar o rotor, utilizamos um contato mecânico para que forneça corrente ao enrolamento de armadura, este chamado de escovas. Em Máquinas CC, podemos utilizar ímãs fixados no estator ou um segundo enrolamento, no qual são destinados a alimentação do campo que irá produzir o fluxo principal operativo da máquina (UMANS, 2014). Um exemplo de motor CC é mostrado pela Figura 1.

Figura 1 – Vista de um Motor CC completo de 25HP.



Fonte: Umans (2014)

Segundo Chapman (2013), existem cinco tipos principais de motor CC para uso geral:

- Motor CC de Excitação Independente;
- Motor CC de Ímã Permanente (este utilizado no projeto);
- Motor CC Série;
- Motor CC Composto;
- Motor CC Em Derivação ou Paralelo.

2.1.1 Fundamentos da Máquina CC

2.1.1.1 Tensão Induzida em uma espira rotativa

Analisando a Figura 2a, vemos que o entreferro apresenta uma distância constante entre o rotor e o pólo, abaixo das faces polares. Sabendo que a relutância do ar é superior quando comparada a outros elementos ferromagnéticos, o fluxo magnético então irá percorrer o menor caminho possível pelo ar perpendicularmente à superfície do rotor abaixo das faces onde estão localizados os polos. Lembrando que o entreferro tem largura constante, vemos que a relutância é igual e, portanto, o fluxo magnético será constante em todos os pontos localizados abaixo dos polos (CHAPMAN, 2013).

Para determinar o valor da tensão assim como sua forma de saída, devemos analisar conjuntamente as Figura 2b e Figura 2c. Tendo em vista isso, Chapman (2013) nos traz 1, onde \mathbf{B} é a densidade de campo magnético, l o comprimento da espira e \mathbf{v} a velocidade do campo. Esta equação apresenta um produto escalar entre a velocidade e a densidade do campo magnético. Desse modo, quando estes vetores apresentam em paralelo, produz o máximo valor. Quando estes se encontravam perpendiculares, então a tensão era zero. Podemos observar então, que abaixo dos polos, temos tensão e, além dos polos, não temos valor de tensão.

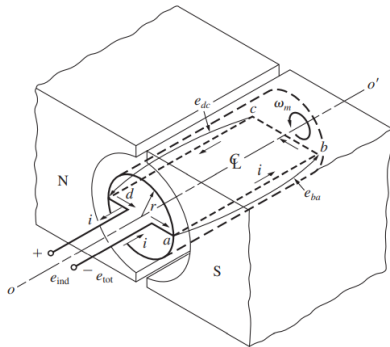
$$e_{ind} = (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) * l \quad (1)$$

Compreendendo este pensamento, retornamos a Figura 2a. Quando o campo está paralelo, produz-se um valor de tensão nos enrolamentos de armadura (nos segmentos a-b e c-d). Ao girarmos 180° , temos novamente um valor de tensão nos enrolamentos de armadura, porém a corrente circulará opostamente no primeiro instante. Ao analisarmos 2, temos que em dois instantes teremos tensão. A tensão de saída deste sistema é visto na Figura 3a.

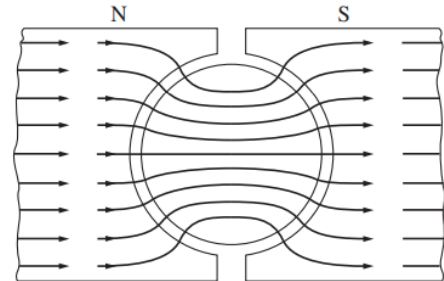
$$e_{ind} = 2vBl \quad (2)$$

Figura 2 – Tensão Induzida em uma Espira Rotativa.

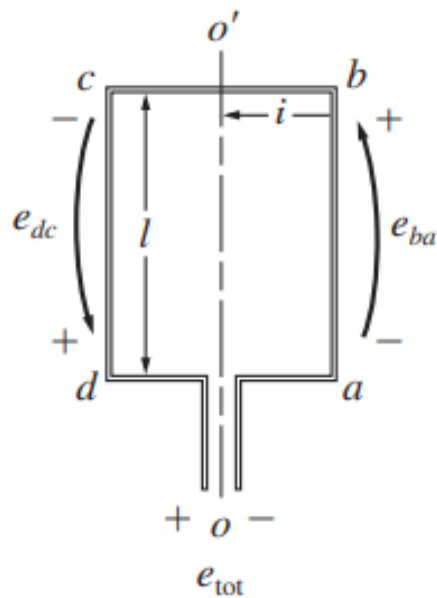
(a) Uma espira simples girando abaixo dos polos.



(b) Linhas de campo para 2 polos.



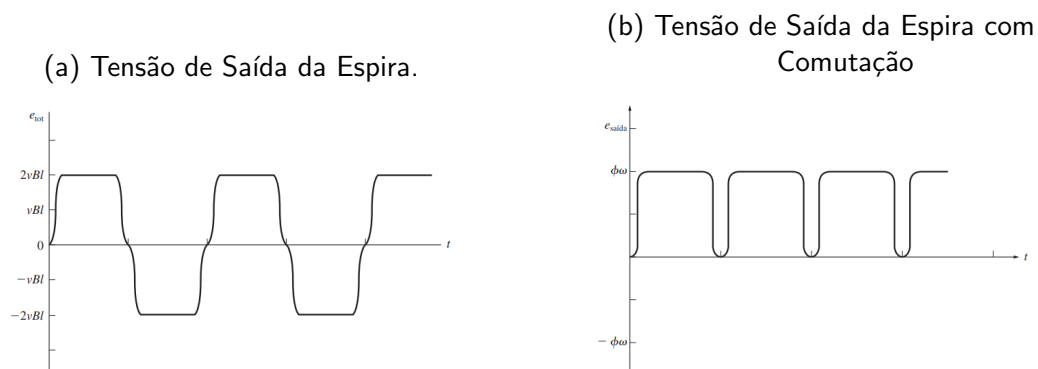
(c) Vista superior de uma espira.



Fonte: Chapman (2013).

Para termos uma saída CC a partir da saída CA de uma espira, utiliza-se a comutação. Fixa-se dois condutores capazes de conectar e gerar um caminho de corrente no exato momento onde a tensão de espira é zero. Dessa forma, quando a tensão de espira muda de sentido, o comutador acompanha esse processo (CHAPMAN, 2013). Teremos então, uma saída de tensão CC, como mostrado na Figura 3b.

Figura 3 – Tensão de Saída.



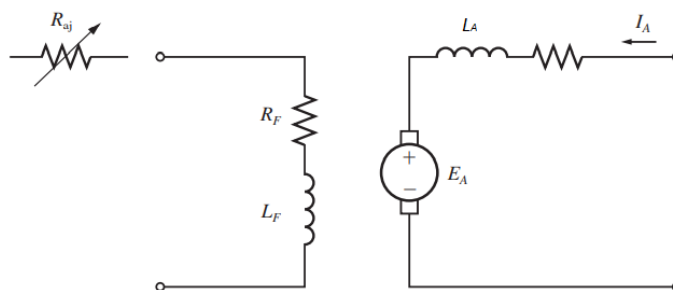
Fonte: Chapman (2013).

2.1.2 Circuito Equivalente do Motor CC

O circuito equivalente de um motor CC pode ser observado na Figura 4. Este circuito traz a representação do equivalente de *Thévenin*, considerando a estrutura total do rotor. O circuito de armadura é denotado por uma tensão induzida (E_a) e um resistor (R_a). A queda de tensão gerado pela escova, devido a sua composição a base de carvão, é denotado como (V_{escova}). Tem-se as bobinas de campo (L_F), no qual estas produzem o fluxo magnético, assim como a resistência de campo (R_F). Para o ajuste da corrente que irá fluir pelo circuito de campo, há o resistor de ajuste (R_{aj}). Conforme aumenta esse R_{aj} , a corrente que irá fluir será menor, assim como o fluxo magnético e por consequência a tensão E_a gerada (CHAPMAN, 2013).

Outra opção está no uso de conversores do tipo CC-CC para alterar a tensão contínua e conseqüentemente a corrente de fluxo (i_f). Há ainda, como neste trabalho, o uso de ímãs permanentes para a geração do fluxo. Logo, o sistema como visto na Figura 4 não terá o resistor de ajuste, sendo seu fluxo constante. A indutância de Armadura L_a que apareceria em série com a resistência de armadura R_a pode ser simplificada após um período de tempo do motor, porém ao realizarmos a operação de servomotor, L_a será levada em consideração.

Figura 4 – Circuito Equivalente de um Motor CC.



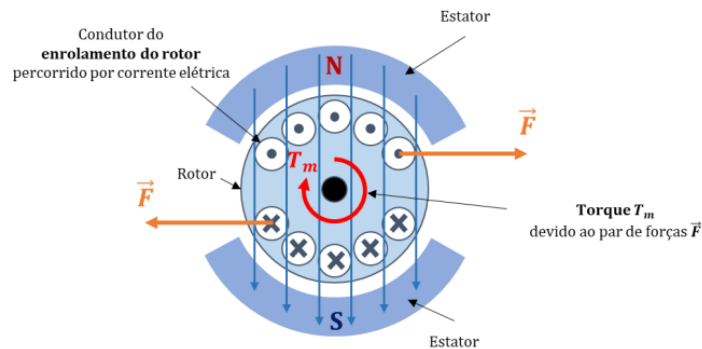
Fonte: Adaptado de Chapman (2013).

Na literatura, Chapman (2013) nos traz que a tensão interna gerada (E_A) pode ser vista como na 3.

$$E_A = K\phi\omega_m \quad (3)$$

Ao gerar uma corrente na armadura, teremos interação entre o campo gerado (ϕ) e I_A . Como consequência disso, uma força magnética irá atuar sobre os condutores do rotor resultando no torque e, assim, o motor começará a girar (E. TEIXEIRA, 2018).

Figura 5 – Funcionamento de um Motor CC.



Fonte: E. Teixeira (2018)

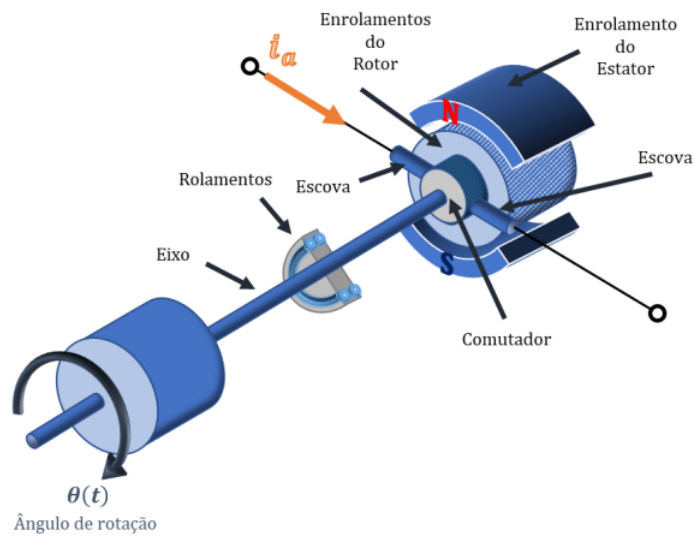
O torque que é desenvolvido pelo motor será proporcional ao fluxo produzido e a corrente de armadura. O conjugado induzido que a máquina desenvolve é visto em 4.

$$\tau_{ind} = K\phi I_A \quad (4)$$

Aplicando a *Lei de Kirchhoff* para análise da armadura conseguimos desenvolver um equacionamento do sistema e do torque. Vemos também uma tensão induzida que se opõe à força eletromotriz V_{ce} , se opondo a tensão aplicada V_a .

$$V_a(t) = R_a I_a + L_a \frac{di_a}{dt} + V_{ce}(t) \quad (5)$$

Figura 6 – Representação de um Motor CC.



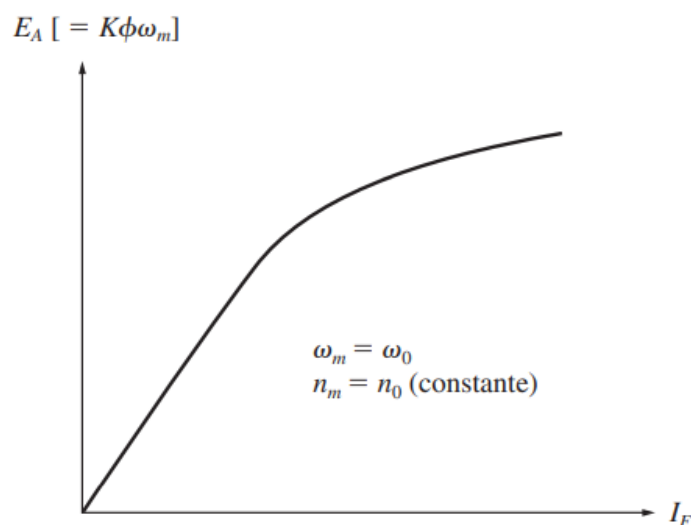
Fonte: E. Teixeira (2018).

2.1.3 Curva de Magnetização da Máquina CC

Tendo em vista 3, observa-se que a tensão (E_A) está proporcionalmente dependente do fluxo (ϕ). Já a corrente de campo (I_F) está interligada na produção de uma força magnetomotriz que produz um fluxo na máquina. Dessa forma, E_A está ligado diretamente a I_F .

Devido a cada material possuir suas próprias características magnéticas, é possível determinar a curva de magnetização. Para esse processo, aplicamos alterações de I_F durante o tempo como gerador de excitação independente com ω_m constante e analisamos a saída E_A . Desse modo, podemos levantar a curva de magnetização e analisar onde ocorre a saturação magnética da máquina (CHAPMAN, 2013). Essa curva é vista na Figura 7.

Figura 7 – Curva Característica de Magnetização.



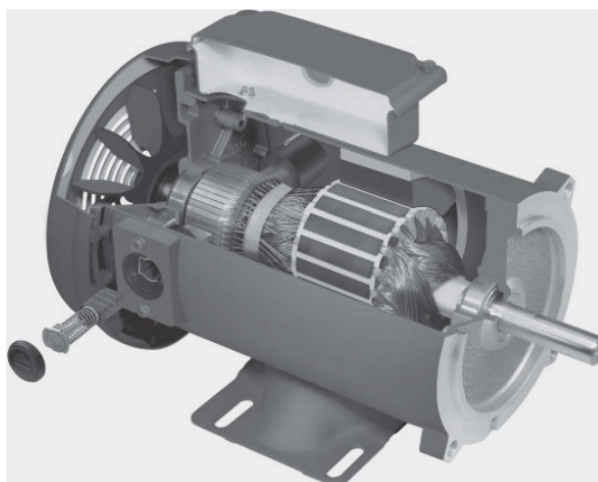
Fonte: Chapman (2013).

2.1.4 Motor CC de Imã Permanente

Um Motor CC de imã permanente apresenta a utilização de ímãs como polos. Esse tipo de construção de motor apresenta alguns benefícios: não ter perdas no cobre causados pela corrente de campo, apresenta menor custo, tamanho menor, entre outros.

Basicamente, o Motor CC de imã permanente é a mesma máquina que o motor em derivação. Entretanto, diferem pois não há como controlar a corrente de campo e, com isso, o fluxo da máquina. Apresenta um fluxo fixo de magnetização, exceto quando a desmagnetização de alguns ímãs ao passar do tempo. A velocidade é controlada pela tensão de alimentação ou pela resistência de armadura (CHAPMAN, 2013). Um motor CC de imã permanente pode ser visto na figura Figura 8.

Figura 8 – Motor CC de imã permanente visto em corte.



Fonte: Umans (2014).

2.1.5 Acionamentos com Motores de Corrente Contínua

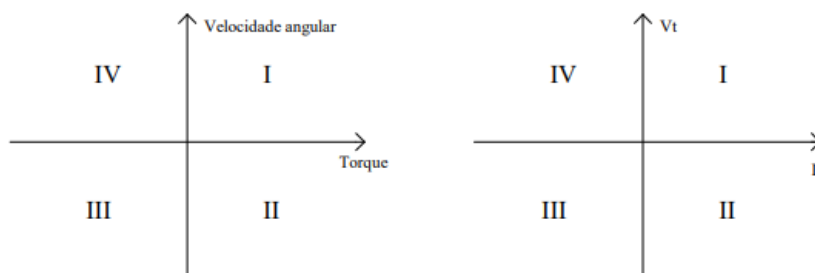
O acionamento em corrente contínua apresenta algumas vantagens. Diferente de máquinas de indução que necessitam de uma técnica sofisticada, o acionamento do motor CC apresenta-se mais simples (ELOIR, 2021). A sua aplicabilidade em diversos sistemas onde a fonte de alimentação é realizada por baterias, assim como em sistemas que necessitam de um alto torque de partida, o motor CC apresenta como uma excelente alternativa.

A velocidade do motor CC depende da tensão que está sendo aplicado na armadura, quando ímã permanente. Vale ressaltar que quando a polaridade de sua alimentação for invertida, a corrente seguirá o caminho dos polos e assim, quando definido um referencial inicial antes de inverter as polaridades, verá uma inversão no sentido de rotação. Essas funções serão analisadas e visto como quadrantes operacionais (ELOIR, 2021).

2.1.6 Quadrantes de operação em Motores CC

De forma simples e clara, um motor CC tem quadrantes operacionais de torque posto em função de velocidade. Já que o motor de estudo neste trabalho é de imã permanente, a análise é feita em cima de um fluxo constante da máquina (POMÍLIO, 2014). A Figura 9 nos traz o quadrante de operação da máquina.

Figura 9 – Quadrante de Operação do Motor.



Fonte: Chapman (2013).

No quadrante I, tem-se que o torque e velocidade operam positivos, indicando que a máquina está com a operação motorizada e girando no sentido que seus polos estão referenciados. No quadrante II tem-se que o torque é positivo e a velocidade negativa. Isso nos indica que a máquina está com a operação em frenagem. No quadrante III tem-se que o torque e velocidade são negativos. Isso nos indica que a máquina está com a operação com aceleração em ré. No quadrante VI, tem-se que o torque negativo e velocidade positiva. Isso nos indica que a máquina está com a operação em frenagem. Há um movimento de avanço, porém com velocidade reduzida (POMÍLIO, 2014).

Dessa forma, podemos indicar o funcionamento nos quatro quadrantes visto na Tabela 1.

Tabela 1 – Valores das constante simuladas.

Quadrante	Torque I_a	Velocidade E_g	Sentido de Rotação	Variação da Velocidade
I	>0	>0	avante	acelera
II	>0	<0	à ré	freia
III	<0	<0	à ré	acelera
IV	<0	>0	avante	freia

Fonte: POMÍLIO (2014).

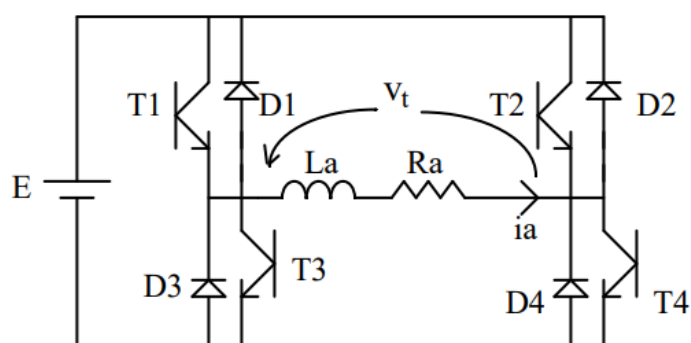
Podemos também classificar os conversores a partir da polaridade da tensão média no terminal, sendo eles (POMÍLIO, 2014):

- Classe A: Opera no quadrante I;
- Classe B: Opera no quadrante IV;
- Classe C: Opera nos quadrantes I e IV;
- Classe D: Opera nos quadrantes I e II;

- Classe E: Opera em todos os quadrantes;

Neste trabalho será utilizado o Classe E, este conversor garante a operação de acelera-avante e acelera-ré, assim como freia-avante e freia-ré. Um exemplo de conversor classe E pode ser visto na Figura 10.

Figura 10 – Conversor Classe E ou Ponte H.

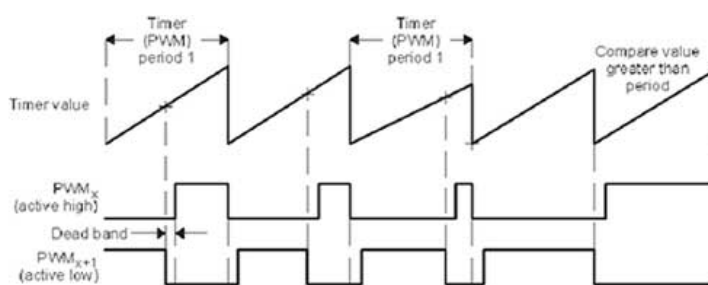


Fonte: Adaptado de POMÍLIO (2014).

Utilizando uma *Ponte H* para estudo, similar ao visto na Figura 10, aplica-se um sinal (no caso *PWM*), sincronamente em *T1* e *T4*, no qual ambos os transistores passarão a conduzir. Quando estes são desligados, os diodos *D1* e *D4* serão o caminho da corrente. Neste caso demonstrado, pode-se ter uma operação no quadrante I e II (POMÍLIO, 2014).

Ao realizar o próximo passo de forma a ligar *T3* e *T2*, necessita-se ter um cuidado quanto ao instante de desligamento *T1* e *T4*. Há conversores (como o da Figura 10) em que necessitam de aplicação via software de um intervalo de tempo morto para que não ligue *T3* e *T2* no mesmo instante que *T1* e *T4* estão desligando. Isso pode levar a um curto no conversor e queimá-lo. Essa técnica utilizada para determinar um ligeiro intervalo de tempo em que um par de transistores desliguem é chamada de *Deadtime*, podendo ser visto na Figura 11 (POMÍLIO, 2014).

Figura 11 – Representação do *Deadtime*.



Fonte: Instruments (2021)

Com o *deadband* sendo respeitado, seja por via software ou hardware, pode-se então aplicar o sinal *PWM*, no qual *T3* e *T2* passarão a conduzir. Ao serem desligados, os diodos

$D1$ e $D4$ serão o caminho da corrente. Nesse caso demonstrado, observa-se uma operação no quadrante III e IV (POMÍLIO, 2014).

2.2 Sistema de Controle

Como visto anteriormente, o motor CC pode ser aplicado em situações de servomecanismo. Devido a sua característica de torque elevado e facilidade de controlar sua velocidade em uma faixa ampla de níveis de tensões, tem uma boa empregabilidade em projetos (DORF R. BISHOP, 2018).

2.2.1 Função de Transferência

De forma a deduzir uma função de transferência para o motor CC, partimos por um princípio de aproximação linear de um motor real, ou seja, iremos desprezar as quedas de tensões nas escovas e os efeitos de histerese sobre o mesmo. Considerando a Figura 4, desenvolvemos a análise.

Da Figura 5 consegue-se observar que torque motor T_m deve ser igual ao torque que será entregue à carga. O torque de perturbação (T_P) é frequentemente desprezível. Já o torque de carga é apresentado pela 6. Assim, obtemos na 5 a equação diferencial da máquina (DORF R. BISHOP, 2018).

$$T_m(s) = T_C(s) + T_P(s) \quad (6)$$

$$T_C(s) = Js^2\theta(s) + bs\theta(s) \quad (7)$$

Para o fluxo constante, o torque visto em 4 pode ser rescrito como em 8.

$$T_m(s) = K_s I_a(s) \quad (8)$$

Ao levarmos 5 para o domínio da frequência, aplica-se a transformada de *Laplace*. O resultado é visto em 9.

$$V_a(s) = V_{ce}(s) + R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) \quad (9)$$

De onde obtém-se 10.

$$V_{ce}(s) = K_{ce}(s)\omega_m(s) \quad (10)$$

Sabendo que $\omega_m = s*\theta(s)$, tem-se que a corrente de armadura é dada em 11.

$$I_a(s) = \frac{[V_a(s) - K_{ce}\omega_m(s)]}{R_a + sL_a} \quad (11)$$

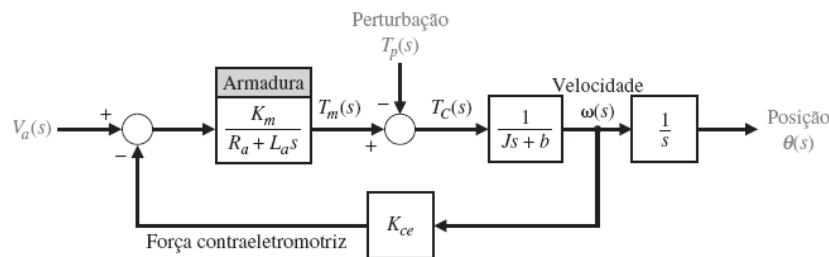
Por consequência, se deseja um controle da posição a partir da alimentação da armadura, necessita-se chegar em uma equação que valide $\frac{\theta(s)}{V_a(s)}$. Assim de 7 e 11 pode-se

chegar na função de transferência do motor CC de imã permanente, sendo visto em 12 (DORF R. BISHOP, 2018).

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{K_m}{s[(R_a + L_a s)(Js + b) + K_{ce}K_m]} \quad (12)$$

Vê-se que ao abordar a função de transferência de um sistema, nos traz uma compreensão do comportamento do circuito, possibilitando modelar o sistema dinâmico (DORF R. BISHOP, 2018). Esta modelagem é necessária para o dimensionamento no projeto de um atuador linear, visto que precisamos compreender a transmissão de potência de um eixo e sua magnitude para adequarmos o sistema mecânico por meio de jogo de polias. Considerando 12, tem-se o diagrama de bloco de um motor CC de imã permanente na Figura 12.

Figura 12 – Diagrama de bloco de um Motor CC com imã permanente.



Fonte: Dorf R. BISHOP (2018)

Contudo, essa função de transferência vista em 12 é vista em relação à posição. Para uma análise de controle da velocidade, necessitamos recorrer à cinemática. Em uma análise em domínio temporal, ao observarmos o sistema em um pequeno intervalo de tempo (Δt) e aproximando-se de zero, teremos uma velocidade média (v) (DEF, 2017). Matematicamente, observaremos que a velocidade é a derivada da posição em relação ao tempo. No plano complexo (s), a transformada da derivada é a multiplicação por s . Com essa análise, aplicamos a propriedade da transformada da derivada em 12 e obtemos 13 (DORF R. BISHOP, 2018).

$$G(s) = \frac{v(s)}{V_a(s)} = \frac{K_m}{(R_a + L_a s)(Js + b) + K_{ce}K_m} \quad (13)$$

2.2.2 Controle PID

Durante as últimas décadas inúmeras teorias e técnicas matemáticas vem sendo empregadas e desenvolvida a fim de conseguir encontrar um modelo que seja de fácil aplicação e robusto. Entretanto, o controlador PID ainda é uma técnica muito eficaz e prática no controle em processos industriais. Tais controladores, quando inserido em sistemas embarcados, persistem como um dos principais métodos (CASTRUCCI, 2018).

O termo PID deriva devido a sua função de transferência ter a soma das partes: *Proporcional, Integradora e Derivadora*. Os parâmetros para ajuste são simples, além de sua

construção reconhecida na indústria (CASTRUCCI, 2018). Sua função é vista em 14, sendo $x(t)$ a variável manipulada, $e(t)$ o erro atuante, K_c o ganho proporcional, T_i variável relacionado à composição do ganho integrativo e T_D variável relacionado à composição do ganho derivativo (CASTRUCCI, 2018).

$$x(t) = K_c * [e(t) + \frac{1}{T_i} * \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt}] \quad (14)$$

A função de transferência pode ser vista em 15

$$G(s) = K_c + \frac{K_c}{T_i s} + s K_c T_D \quad (15)$$

O controlador proporcional não apresenta limites físicos para uma variável de saída do controlador em uso. Dessa forma, diz-se que o controlador proporcional satura quando atinge um dado limite físico. Uma representação desta afirmação é vista na Figura 13a. Sua desvantagem é devido a sua incapacidade de eliminar os erros estacionários quando há uma mudança de *setpoint* ou quando há uma perturbação constantemente na saída (TANNURI, 2021).

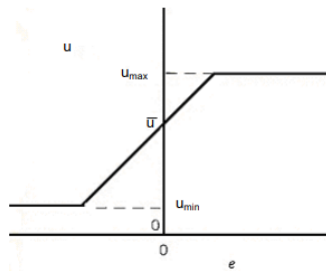
Já a ação integrativa é vastamente utilizada devido a sua característica de eliminação de erro estacionário. Desse modo, quando utilizado a ação integrativa irá atingir um valor constante de forma que o erro estacionário fique nulo. Esse tipo de ação, apesar de sua qualidade de eliminação de erro estacionário, necessita que um erro ocorra simultaneamente para que atinja um valor significativo. Devido a isso, sua ação é utilizada conjuntamente com o controle proporcional (*PI*), sendo que sua implementação é visto na Figura 13b (TANNURI, 2021).

Observe que no visto instante zero, temos que a saída do controlador apresenta uma mudança imediata causada pela ação proporcional. Vemos também que a ação integral produz uma forma de rampa como crescimento. Deste modo, a ação proporcional reproduziu a sua própria ação. Uma desvantagem do seu uso é sua resposta apresentar oscilações, o que tende a reduzir a estabilidade no sistema (TANNURI, 2021).

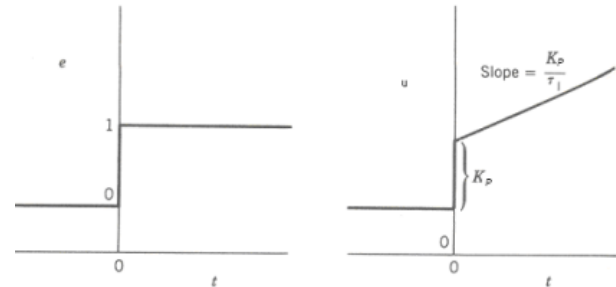
A ação derivativa apresenta um caráter de antecipação, onde sua ação é reagir o comportamento futuro do erro se baseando na taxa de variação. Com isso, temos que a ação derivativa não é utilizada sozinha. Podendo ser utilizada em conjunto com a ação proporcional ou com a ação proporcional-integral. Um exemplo da ação pode ser vista na Figura 13c

Figura 13 – Ação de cada parte do controle *PID*.

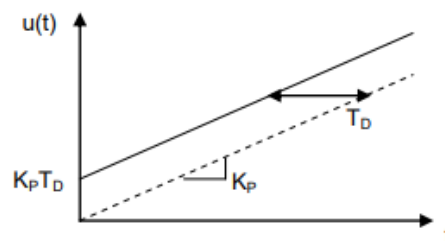
(a) Saturação do Controlador Proporcional.



(b) Ação de Controle Integral.



(c) Ação de Controle Derivativo.



Fonte: Tannuri (2021).

2.2.3 Malhas de Controle

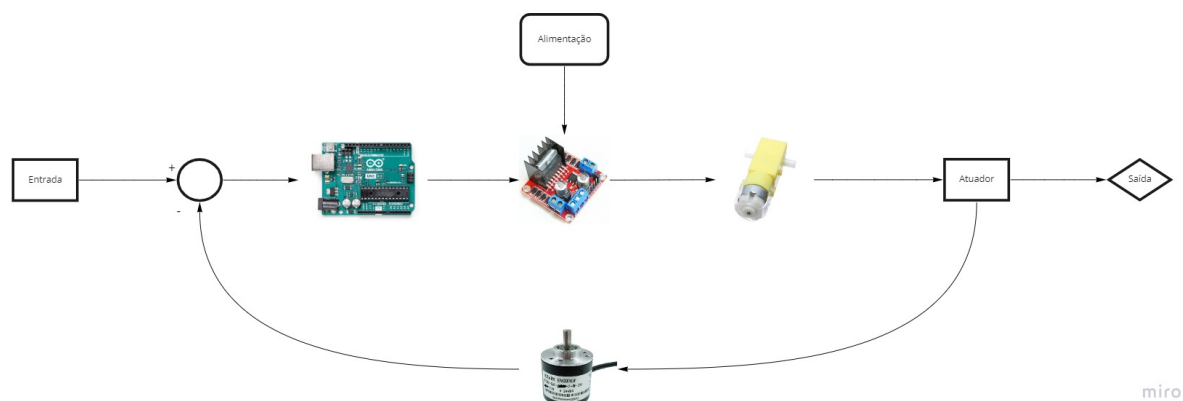
A malha de controle pode ser visto na Figura 14, fazendo com que a resposta do sistema tenha uma certa insensibilidade a um distúrbio externo e a variação de parâmetros internos de um determinado sistema (OGATA, 2014). Desta maneira, torna-se possível utilizar componentes mais simples e que tenham um certo grau de imprecisão, utilizando um sistema de controle em malha fechada. Além disso, torna o sistema mais barato e controlável do que um sistema de malha aberta.

A estabilidade apresenta um problema a ser levado em consideração nos sistemas de controle em malha fechada, pois pode apresentam tendência de corrigir os erros além do que seria necessário, o que causaria oscilações na amplitude do sinal ou então no valor da variável (OGATA, 2014).

O sistema visto na Figura 14 é um controle em malha fechada do sistema atuante no projeto. O encoder rotativo irá enviar pulsos elétricos ao microcontrolador, quando o motor operar. Baseado em um valor de *setpoint*, o controlador tentará chegar à referência por meio da alimentação no driver, podendo inverter o sentido de rotação do motor, assim como o valor do *Duty Cycle* (alimentação). Por meio do deslocamento do motor de uma posição inicial até o ponto final da ocorrência do *loop* do código, pode-se calcular a velocidade. Dessa forma, conforme se aproxima do valor de referência, o controlador irá diminuir o valor de alimentação (por consequência, a velocidade) e estabilizando na posição determinada.

Em um atuador linear, o controle de posição é de extrema necessidade para a aplicação. Dessa forma, o encoder rotativo aplicado pode contabilizar a posição que se encontra o motor

Figura 14 – Malha de Controle.



Fonte: Autoria própria (2022).

com relação ao seu referencial e, conseqüentemente, delimitar a área de atuação do sistema. Em uma relação simples, o grau de contabilização da rotação do motor pode ser visto em 16. Neste estudo será utilizado um *encoder* de 600 pulsos.

$$Grau_{atuacao} = \frac{360^\circ}{pulsos} = \frac{360^\circ}{600} = 0,6^\circ \quad (16)$$

2.3 Atuador Linear

O atuador linear é um equipamento que pode ser caracterizado como um conversor eletromecânico de energia. Embora o motor CC proporcione movimentos rotacionais, a saída do atuador será um movimento linear (LINA, 2019).

Este sistema garante uma substituição de cilindros pneumáticos ou hidráulicos, resultando em menos manutenções, instalações menores e compactas, maior precisão e possibilidade de integração de controles de maneira mais simples (THOMSON, 2013). É possível observar a diferença para a atuação linear entre os equipamentos pneumáticos na Figura 15a para a Figura 15b (THOMSON, 2013).

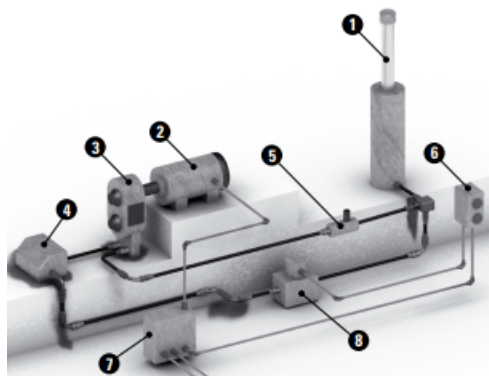
Há ainda uma diferença extremamente importante. O sistema pneumático possui uma única operação direcional, sendo assim, um outro sistema para inverter a direção operacional é necessário. Diferente do atuador linear pneumático, o sistema elétrico é capaz de operar em ambas as direções, apenas selecionando o lado a ser realizado a função (THOMSON, 2013).

Um atuador linear elétrico é basicamente composto a partir de três componentes principais: o eixo, um motor e engrenagens (polias, acopladores, entre outros). O motor a ser utilizado pode alternar entre CA ou CC e seu uso depende da necessidade a ser aplicada e demais fatores (LINA, 2019).

Existem inúmeros tipos e tamanhos quando nos remetemos aos atuadores lineares elétricos. Os menores e compactos, tem o objetivo de serem aplicados a sistemas que precisem de pouca ocupação de área, como em uma cadeira de rodas. Já os de maior potência tem

Figura 15 – Comparativo de equipamentos auxiliares entre um atuador pneumático e elétrico.

(a) Atuador pneumático Linear.



(b) Atuador elétrico Linear.



Fonte: Thomson (2013).

como aplicação a atuação sobre cargas elevadas (LINAK, 2019).

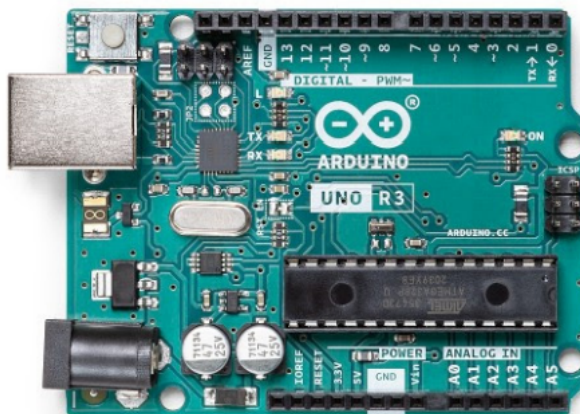
Os atuadores não são limitados a apenas tamanho e potência, mas também há divisão sobre o *design*. O modelo principal e mais básico possui um motor aplicado externamente à carcaça. Entretanto quando há uma necessidade de se aplicar o atuador em um espaço que seja limitado, o sistema que seja totalmente reto é o mais indicado, sendo o motor aplicado internamente ao atuador. O uso em algumas camas médicas, onde possuem uma carência para colunas que sejam de elevação, são aplicados com motores internos e a aparição de estágios (controle de posição) (LINAK, 2019).

2.4 Placa Microcontroladora *Arduino Uno*

O *Arduino UNO* é um microcontrolador baseado no chip *ATmega328P*. Possui um *clock* de $16MHz$, com 14 entradas ou saídas digitais (e 6 deles como saída *PWM*) e 6 entradas analógicas. É um microcontrolador de baixo custo e amplamente fabricado (ARDUINO, 2022).

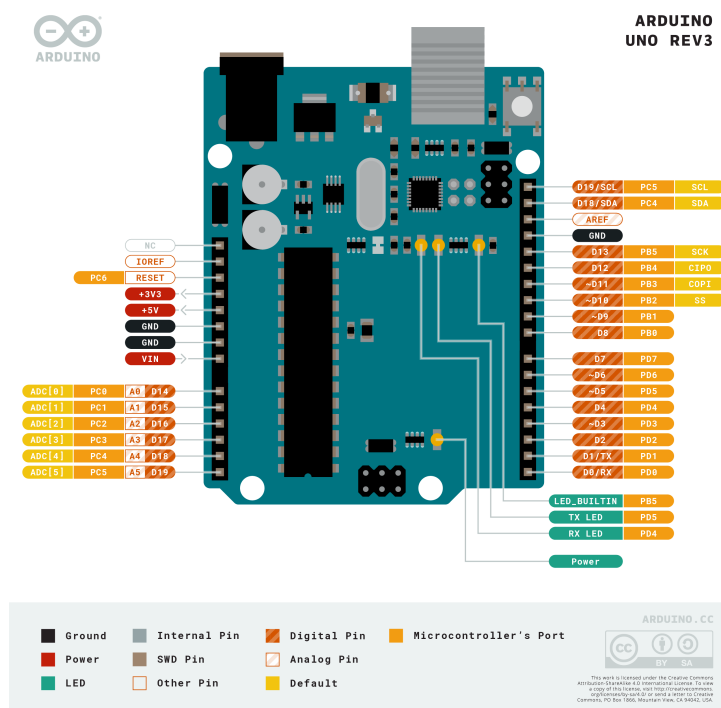
Com uma interface de programação simples e com bibliotecas, apresenta-se como uma opção viável para projetos de baixo custo (ARDUINO, 2022). O *pinout* do microcontrolador pode ser visto na Figura 17.

Figura 16 – Microcontrolador Arduino UNO.



Fonte:Arduino (2022).

Figura 17 – Pinout Arduino UNO.



Fonte:Arduino (2022).

3 PROPOSTA DE UM ATUADOR LINEAR

Neste capítulo será abordado uma formulação do projeto proposto, envolvendo a construção da estrutura mecânica e elétrica.

3.1 Estrutura Mecânica

Geralmente os atuadores lineares utilizam-se de uma barra roscada conectada a um sistema de polias e correia para transformar esse movimento rotacional advindo do motor em um movimento condizente linear. Desse modo, as mais variadas aplicações de movimentos lineares de maneira precisa pode ser representada.

Um motor pode ser visto na Figura 18a. Este motor pode ser acoplado ao sistema de polias por meio de uma barra e um acoplador, que pode ser vislumbrado na Figura 18b.

Figura 18 – Estruturas possíveis de uso.

(a) Motor CC de Imã Permanente.



Fonte: China (2017).

(b) Acoplador para motores.



Fonte: ALIBABA (2021).

Este sistema descrito acima pode ser substituído por um motor com um sistema de barra roscada acoplada. Um exemplo deste tipo de ação é vista em um limpador de para-brisas na Figura 19a. Dessa forma, o sistema pode ser transmitido até um sistema de polias por meio de uma barra extensora. Esse sistema de polia dentada é semelhante ao visto na Figura 19b.

Figura 19 – Estruturas de uso no Sistema.

(a) Limpador de Para-brisa



(b) Sistema de polias.



Fonte: AUTOPEÇAS (2021).

Fonte: Riemen (2021).

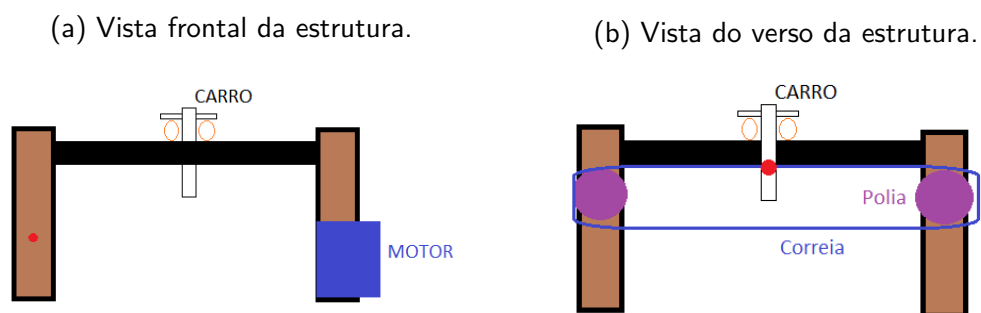
O trabalho de transmissão por meio de polias e correias é um dos métodos mais antigos já conhecido. Esse sistema deve garantir que trabalhe com a correia tensionada, desse modo garante-se que a polia não gire desreguladamente. Há diversos tipos de corrente que variam pela sua necessidade de aplicação. Em sistemas onde o trabalho seja necessário aplicação de forças maiores em áreas reduzidas, aplicam-se correias raiadas.

Neste trabalho, aplicamos o uso da correia perfil *V* lisa. Sua função é de transmitir a força, assim como o movimento, por meio do contato entre as superfícies da polia e da correia. Esse tipo de sistema necessita de ajustes de forma a ficar sempre esticada, sem o risco da energia mecânica do motor não ser transmitida.

A concepção é a de acoplar um motor a um sistema de rosca infinita. Esse sistema será conectado a um jogo de polias conectadas entre si por uma correia, que também estará anexada ao carro deslizante. O rascunho da estrutura pode ser visto na Figura 20.

A estrutura da base construída pode ser visto na Figura 21.

Figura 20 – Rascunho da estrutura física.



Fonte: Autoria própria (2022).

Figura 21 – Estrutura base.



Fonte: Autoria própria (2022).

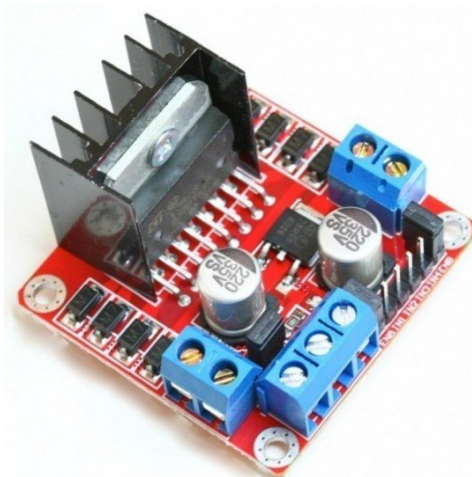
3.2 Estrutura Elétrica

A estrutura elétrica é composta da parte de acionamento e controle do motor, sua posição e componentes auxiliares. Nesta seção, trabalharemos a compreensão e implementação do sistema físico, afim de alcançar o objetivo deste projeto.

3.2.1 Ponte H aplicando L298n

O *L298n* é um circuito integrado de ponte completa dupla, ou seja, capaz de comandar duas saídas para alimentação do motor, sendo um driver frequentemente aplicado para controle de motores CC que demandam uma tensão e corrente mais elevadas, além de motores de passo (STMICROELECTRONICS, 2000).

Figura 22 – Driver Ponte H *L298n*.



Fonte: Eletrogate (2021).

O circuito integrado precisa de 2 canais *PWM* para realizar o controle de cada servomotor. Ao alimentar um canal do driver, internamente o sistema possui 2 comparadores *AND* e 2 comparadores *AND* com uma das entradas negadas. Dessa forma, antes do acionamento dos transistores, o sistema é comparado para que evite a ocorrência de curto-circuito. Dessa forma, o driver tem a proteção e o funcionamento garantido como um "espelhamento complementar" da alimentação modulada (STMICROELECTRONICS, 2000).

3.2.2 Encoder Incremental Rotativo

De forma simples, o encoder incremental rotativo é um dispositivo eletrônico capaz de converter os movimentos rotativos vistos em pulsos elétricos. O encoder executa o trabalho similar a de um sensor, onde envia os pulsos elétricos medidos a um receptor de dados. A leitura desses dados advindos do encoder é fundamentada a partir de um disco que apresenta janelas radiais translúcidas e opacas capaz de fazer a leitura ótica (DYNAPAR, 2016).

A leitura desses pulsos elétricos é feito por meio da diferença entre os dois canais existentes: Canal A e Canal B. Esses canais receberão as informações que serão repassadas ao microcontrolador, assim teremos a velocidade do motor e a posição do mesmo. Encoders rotativos podem ser considerados também como transdutores codificados (DYNAPAR, 2016).

Figura 23 – Encoder Incremental Rotativo.



Fonte: ELETTRÔNICA (2021).

3.2.3 Código Embarcado

Nesta etapa de desenvolvimento, realizou-se inicialmente um estudo prático de implementação do encoder, do sensor de corrente e de interrupções do sistema. Ao decorrer desta etapa, houve alterações conforme a necessidade da execução do projeto. Um motor mais simples e de baixa potência como o visto na Figura 24 foi utilizado para a realização prática do circuito.

Figura 24 – Motor CC com caixa de Redução.



Fonte: FilipeFlop (2022).

Ao realizar a aplicação do teste da Ponte H com o sensor de corrente, constatou-se que a baixa potência do motor atribuída a uma aplicação de tensão superior (devido a disponibilidade de uma fonte de 12V) resultaria em uma corrente muito baixa, sendo imperceptível à leitura

do ADC do Arduino. Um filtro digital chegou a ser aplicado, porém o sinal não era perceptível ao controlador. Como a necessidade do controle de corrente seria para a proteção do motor, o uso de um motor de menor potência não poderia queimar o driver, portanto o controle de corrente foi descartado.

Após a realização da montagem e a verificação dos componentes, efetuou-se a implementação do processo de contador do encoder rotativo. Baseando-se na comparação de pulso dos canais A e B, habilitou as entradas digitais 2 e 3 do Arduino e uma função comparativa realizava a contagem do pulso que chegava à entrada digital. Uma condição efetuava o incremento ou o decremento do contador. Ao realizar tal ação, uma interrupção deve ser gerada para contabilizar a contagem, esta determinada no *setup*. A interrupção e a função contagem podem ser vistas abaixo:

```
attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(2), func1, RISING); // encoder

void func1(){
  if(digitalRead(3)==LOW)
  {
    contador=contador+1;
  }else{
    contador=contador-1;
  }
}
```

Tratando-se de um atuador linear, a delimitação de sua área de trabalho se faz necessário. Com isso, em qualquer valor de entrada da posição, essa estando dentro da mesma, o motor acionará o corpo deslizante até o determinado ponto. É também neste momento que a implementação de segurança da área de trabalho necessitará de uma chave fim de curso. Esse tipo de chave pode ser utilizada como um método acionante de uma *flag* de segurança no controlador para frear o motor. Com essa necessidade em vista, desenvolveu-se a etapa de calibração da área de trabalho, no qual é vista abaixo:

```
// passo 1
//driver motor sentido x
analogWrite(PinoPWM,255);
digitalWrite(PinoPwm driv1, HIGH); // pin1 = 1;
digitalWrite(PinoPwm driv2, LOW); // pin2 = 0;
while(digitalRead(4)==HIGH); //vai rodar até bater no fim de curso 1
contador = 0; //setar o ponto 0

// passo 2
//driver motor sentido anti x
```



```
analogWrite(PinoPWM,255);
digitalWrite(PinoPwmdiv1, LOW); // pin1 = 0;
digitalWrite(PinoPwmdiv2, HIGH); // pin2 = 1;
while(digitalRead(5)==HIGH); //roda até bater no fim de curso
count_max = contador; //contagem max do serviço

//passo 3 volta ao ponto 0
analogWrite(PinoPWM,255);
digitalWrite(PinoPwmdiv1, HIGH); // pin1 = 1;
digitalWrite(PinoPwmdiv2, LOW); // pin2 = 0;
while(digitalRead(4)==HIGH); //vai rodar até bater no fim de curso 1
contador = 0; //setar o ponto 0
```

Após a configuração básica do código, buscou-se analisar o comportamento do motor e a aplicação do controle. De início, baseou-se na determinação de uma função controle ocorrendo a interrupção a cada *2ms*. Essa função era acionada após a calibração da área de trabalho e executada no intervalo determinado.

Após determinar o *setpoint=1200*, sendo que a cada volta era equivalente a 600 contagens, realizou-se o acionamento apenas condicionando a alimentação do circuito, sem o controle. O condicionamento pode ser visto abaixo:

```
if(contador>setpoint){
    analogWrite(PinoPWM,255);
    digitalWrite(PinoPwmdiv1, HIGH); // pin1 = 1;
    digitalWrite(PinoPwmdiv2, LOW); // pin2 = 1;
}
if(contador<setpoint){
    analogWrite(PinoPWM,255);
    digitalWrite(PinoPwmdiv1, LOW); // pin1 = 1;
    digitalWrite(PinoPwmdiv2, HIGH); // pin2 = 1;
}
if(contador==setpoint){
    digitalWrite(PinoPwmdiv1, LOW); // pin1 = 1;
    digitalWrite(PinoPwmdiv2, LOW); // pin2 = 1;
}
//Serial.println(contador);
}
```

O acionamento é feito com o valor máximo do *PWM*. A placa *L298N* apresenta uma queda de tensão de $2,5V$ e, por isso, o motor é alimentado com $9,5V$. Entretanto, ao realizar apenas o condicionamento, poderá ver que o motor ficará realizando trepidações, sem chegar em um valor exato. Com isso, a necessidade da implementação do controlador é necessária.

Pela simulação realizada na Figura 25, vê-se o uso de apenas um ganho (k_p). Entretanto, na experimentação, o controle realizado é em cascata. Já para a realização do controle de posição apenas, optou-se o uso de um controlador PID. Posteriormente irá ser aplicado o controle de velocidade. O código implementado do controlador no Arduino é visto abaixo:

```
tempocorrido= micros();//tempo para rodar o programa
dT=(tempocorrido-previstoT)/1e6;// transformando microseg em segundos
previstoT=tempocorrido;//atualiza o loop

//erro
erroencoder=contador-setpoint; //erro setpoint menos a saída

//derivativo
derivT=(erroencoder-previstoT)/dT;

//integral
integT=integT+erroencoder*dT;

//limito meu integrador
if(integT>1000){
    integT=1000;
}
if(integT<-1000){
    integT=-1000;
}

//função saída
funcsaída=kp*erroencoder+kd*derivT+ki*integT;
```

A atualização do tempo decorrido (dT), obtida por meio do *serial* com valor de $100ms$, é feita ao fim das condições. Dessa forma, o valor intervalo de tempo será sempre atualizado e/ou mantido de acordo com o tempo de execução do programa. Uma importante ação é a de limitar o integrador, evitando que o mesmo acumule erros. Assim, o código obtido nesta primeira etapa pode ser visto abaixo:

```
tempocorrido= micros();//tempo para rodar o programa
tempocorrido=deltaT;
dT=(tempocorrido-previstoT)/1e6//us p seg
previstoT=tempocorrido;//atualiza o loop

//erro
erroencoder=contador-setpoint; //erro setpoint menos a saida

//derivativo
derivT=(erroencoder-previstoT)/dT;

//integral
integT=integT+erroencoder*dT;

//limito meu integrador
if(integT>1000){
    integT=1000;
}
if(integT<-1000){
    integT=-1000;
}

//função saída
funcsaida=kp*erroencoder+kd*derivT+ki*integT;
funcsaida=abs(funcsaida);
if (funcsaida>350){
funcsaida=350
}

saidamotor=constrain(funcsaida,0,255);//limita PWM

if(contador>setpoint){
    analogWrite(PinoPWM,saidamotor);
    digitalWrite(PinoPwmdriv1, HIGH); // pin1 = 1;
    digitalWrite(PinoPwmdriv2, LOW); // pin2 = 1;
}
if(contador<setpoint){
    analogWrite(PinoPWM,saidamotor);
    digitalWrite(PinoPwmdriv1, LOW); // pin1 = 1;
    digitalWrite(PinoPwmdriv2, HIGH); // pin2 = 1;
```

```
}
if(contador==setpoint){
    digitalWrite(PinoPwmdiv1, LOW); // pin1 = 1;
    digitalWrite(PinoPwmdiv2, LOW); // pin2 = 1;
    setpoint=-1200;
}
Serial.println(tempocorrido);
Serial.println(" ");
previstoT=erroencoder;
Serial.println(contador);
```

Com o controle de posição em funcionamento, parte-se agora para o controle de velocidade. Esta irá depender de quanto ele percorre na área de trabalho durante o tempo em execução, somada a entrada (controle de posição). Desse modo, a parte do controle de velocidade é então mostrada abaixo:

```
velocidadeatual=(funcsaida+setpoint-contador)/dT;
errovelo=velocidademotor-velocidadeatual;
errointegvelo=errointegvelo+errovelo*dT;
//limito meu integrador
if(errointegvelo>1000){
    errointegvelo=1000;
}
if(errointegvelo<-1000){
    errointegvelo=-1000;
}
saidavelo=errovelo*kpvelo+errointegvelo*ki; //saida veloc
saidavelo=abs(saidavelo);
saidamotor=constrain(saidavelo,0,255); //limita PWM
```

4 RESULTADOS

Neste trabalho, levaremos em consideração as características de cada sensor e driver utilizado. Sendo assim, ao observar a resposta da corrente, observamos o *datasheet* do driver *L298n*, no qual possui uma corrente de operação máxima em $2A$. Com isso, buscaremos uma análise levando em consideração a limitação do equipamento, mas também como será o comportamento do circuito sem limitações, assim como validar os resultados obtidos experimentalmente.

Posteriormente, a análise dos resultados experimentais trará o embasamento necessário para validar o resultado pretendido deste trabalho.

4.1 Resultados de Simulação

Inicialmente, buscou-se considerar uma máquina próxima a que será utilizada. Desta forma, os valores referentes as constantes do motor simulado é mostrado na tabela abaixo (DOONER MARK. WANG, 2013).

Tabela 2 – Valores das constante simuladas.

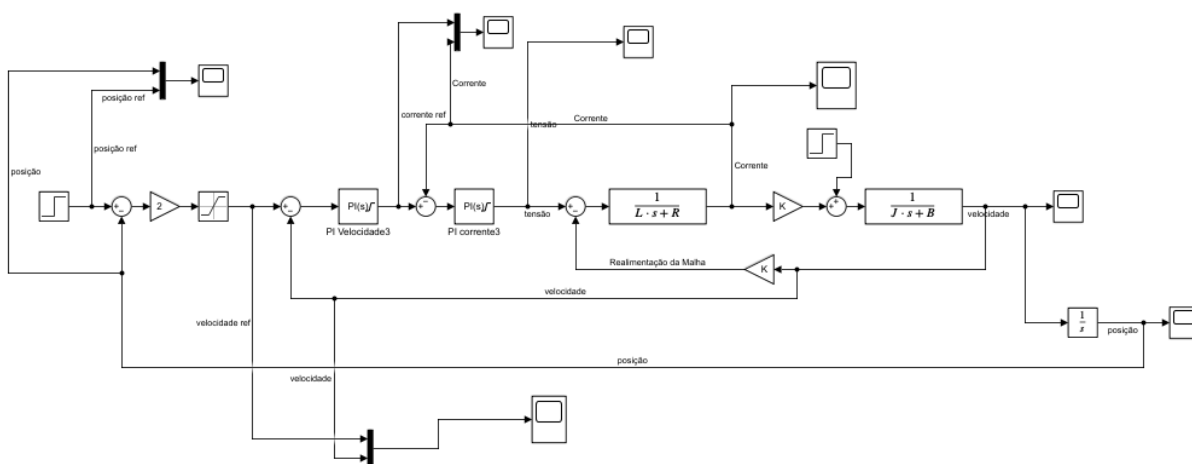
Parâmetro	Valor
J	0.004
B	0.00185
K_{ce}	0.0423
K_m	0.0423
R	0.58
L	9.41E-10

Fonte: Autoria própria (2022).

Utilizando de uma alimentação em $24V$, podemos designar o sistema pelo software *Matlab/SIMULINK* baseado no sistema visto na Figura 12. Inicialmente, vislumbrou-se o circuito e sua resposta gerada a partir da simulação.

Para a próxima etapa, aplicou-se dois controladores *PI* e um *P* afim de realizar o controle da posição, velocidade e corrente, importante para controle do torque do motor. Os valores das constantes desses controladores foram obtidos no software *Simulink*, onde oferece uma ferramenta de *autotune*. Nela os valores de k_p e k_i são alterados de acordo com a necessidade do projetista. O sistema empregado pode ser visto na Figura 25.

Figura 25 – Sistema Controlado.



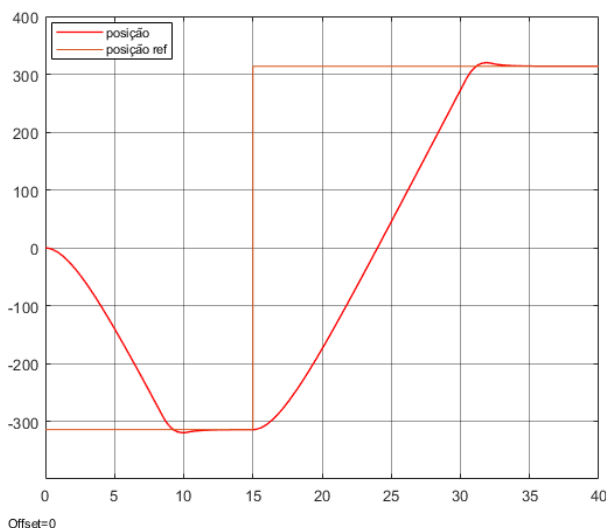
Fonte: Autoria própria (2022).

4.1.1 Análise sem Variação de Carga

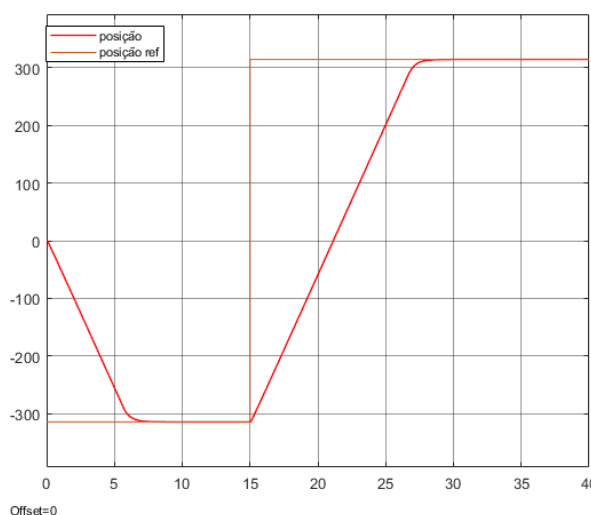
No primeiro resultado buscou-se a compreensão da resposta da máquina em termos de velocidade, corrente e posição. Com um degrau na entrada igual a 15s, variando de -100π até 100π , no qual será a indicação do fim de curso. Este sistema busca aperfeiçoar o projeto, de forma a estabilizá-lo e verificar suas condições operacionais para a implementação prática. Com isso, podemos obter a resposta da posição na Figura 26.

Figura 26 – Resposta do Sistema Limitado em 2A e 40A.

(a) Posição do Sistema Controlado Limitando a 2A.



(b) Posição do Sistema Controlado Limitando a 40A.



Fonte: Autoria própria (2022).

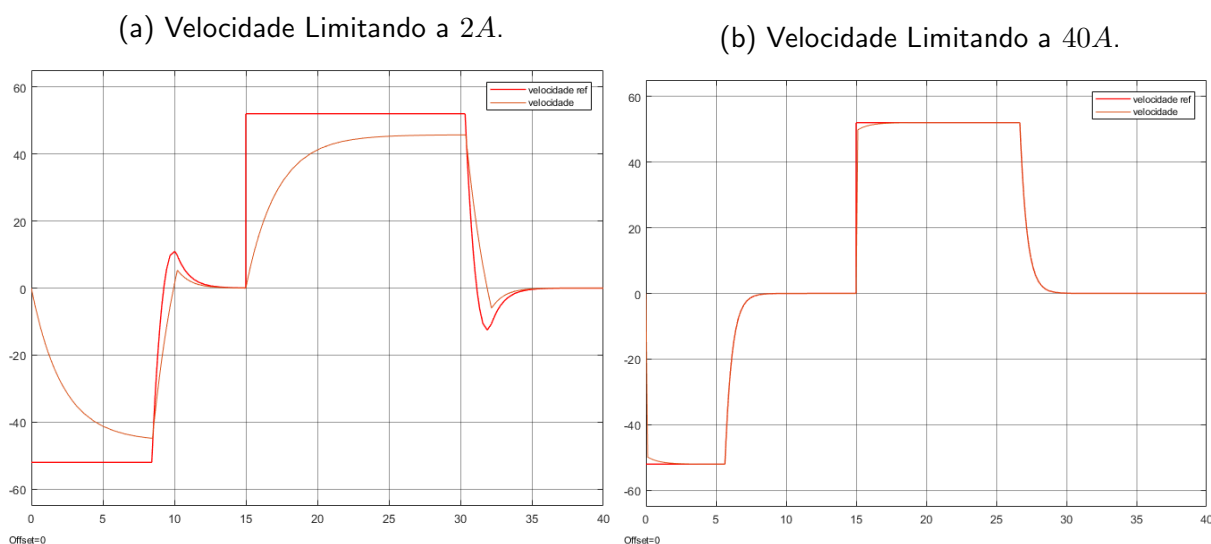
Podemos observar que o movimento inicial de sentido contrário é realizado para até quase $t = 10s$. Após o instante $t = 15s$ o motor começa a tomar o respectivo passo até chegar na sua posição final. O controle de posição mostrou uma resposta estabilizatória satisfatória

mesmo quando limitada sua corrente em $2A$. Mesmo para um driver de menor potência, foi possível atingir a referência com erro de regime permanente na posição nulo.

Diferente da Figura 26a, a Figura 26b tem a sua corrente limitada até $40A$, o que faz com que a estabilização seja mais rápida. Uma outra análise a ser feita é que a posição com um conversor de maior potência, pode-se obter um desempenho dinâmico mais elevado, onde o tempo de assentamento da resposta é menor. Por outro lado, mesmo com um conversor de menor potência, pode-se atingir a referência e obter erro nulo, satisfazendo o critério de desempenho requerido para diversas aplicações envolvendo atuadores lineares.

Na tentativa de eliminar o erro em regime da velocidade, aplicou-se um controlador PI . Esse controlador terá uma técnica na simulação a fim de não saturar o seu integrador. Essa técnica é chamada de *anti windup*, no qual seu objetivo é de desligar a ação integradora, a fim de evitar a saturação do controlador (SILVA, 2000). A resposta da velocidade controlada com a corrente pode ser vista na Figura 27.

Figura 27 – Resposta da Velocidade Limitada em $2A$ e $40A$.

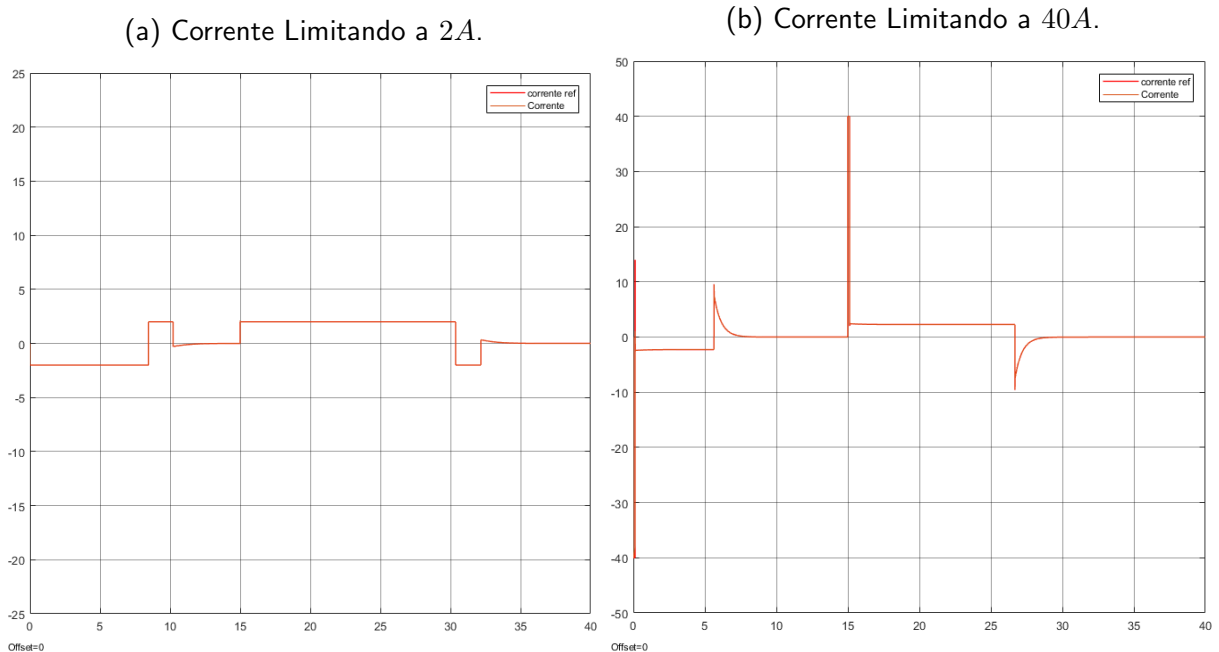


Fonte: Autoria própria (2022).

Quando comparada a Figura 27a com a Figura 27b, observa-se que há um erro em regime, já que a velocidade terá uma resposta mais rápida conforme aumenta a corrente. Em um primeiro momento, leva-se a pensar em realizar novamente o projeto dos controladores, porém o erro em regime não é referente aos controladores. A conclusão que se pode estabelecer é de que a corrente está impactando na velocidade. Desse modo, notamos que para o resultado em $2A$ teríamos um sistema mais lento, mesmo que a referência de controle seja a mesma para as duas representações. Assim podemos concluir que o controlador quando limitado a uma corrente de $40A$ é bem projetado.

Considerando que o principal foco em atuadores lineares é a posição, o controlador de velocidade tem o principal objetivo de limitar a velocidade para não ocasionar danos ao jogo de redução de polias. Como a velocidade está sendo limitada, o controle se mostrou satisfatório.

Figura 28 – Resposta da Corrente Limitada em 2A e 40A.



Fonte: Autoria própria (2022).

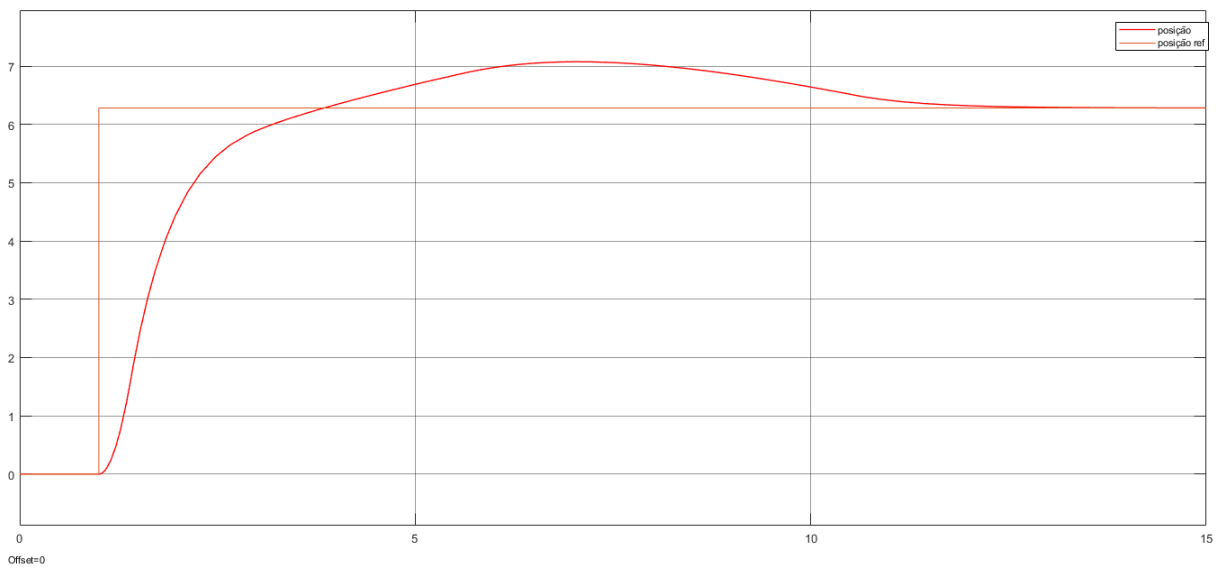
Para a corrente, temos novamente o uso de um controlador PI . Na Figura 28 o erro em regime é nulo, o que reafirma que o controle está bem projetado. Podemos, também, observar que na Figura 28a temos um comportamento da corrente exatamente como seu referencial. Vemos a saturação da sua corrente de 2A e em $-2A$. Se utilizarmos um *driver* de maior potência, como visto na Figura 28b, veremos um tempo de assentamento dessa corrente inferior ao verificado na Figura 28a, já visto na velocidade e posição.

4.1.2 Análise de variação de carga

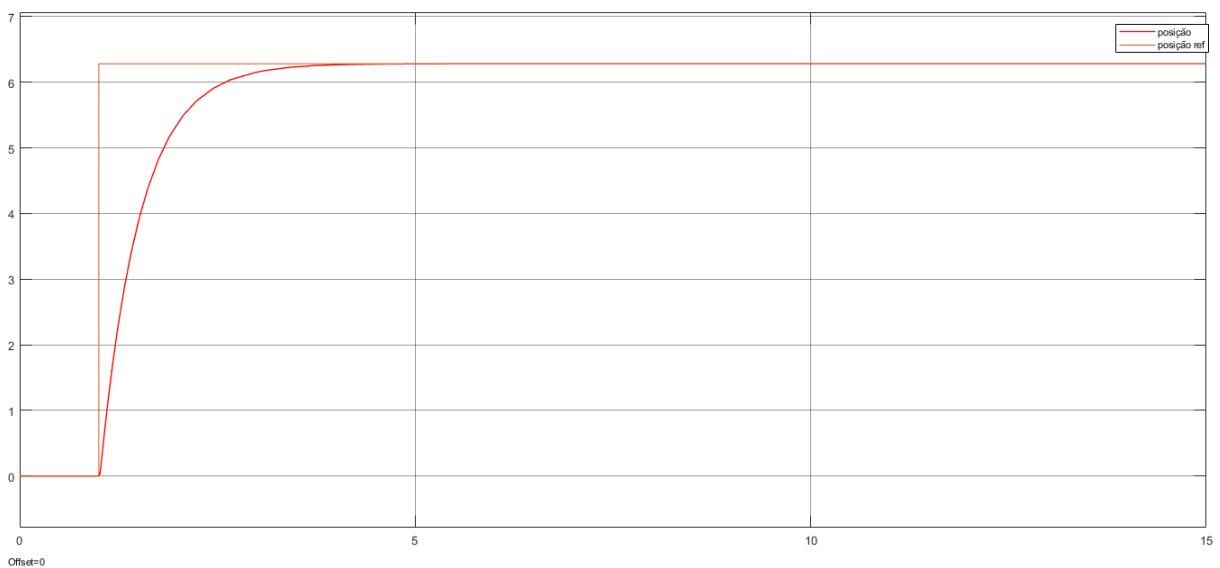
Avançando para a análise quanto a robustez do sistema, aplica-se o mesmo circuito visto na Figura 25. Entretanto, aplica-se um distúrbio com um degrau em 3s ($Step=3s$) com valor final de $0.084N$ e a entrada com o degrau em 1s ($Step\ Time=1s$), variando de 0 a 2π .

Figura 29 – Resposta da Posição com Perturbação.

(a) Limitando a 2A.



(b) Limitando a 40A.

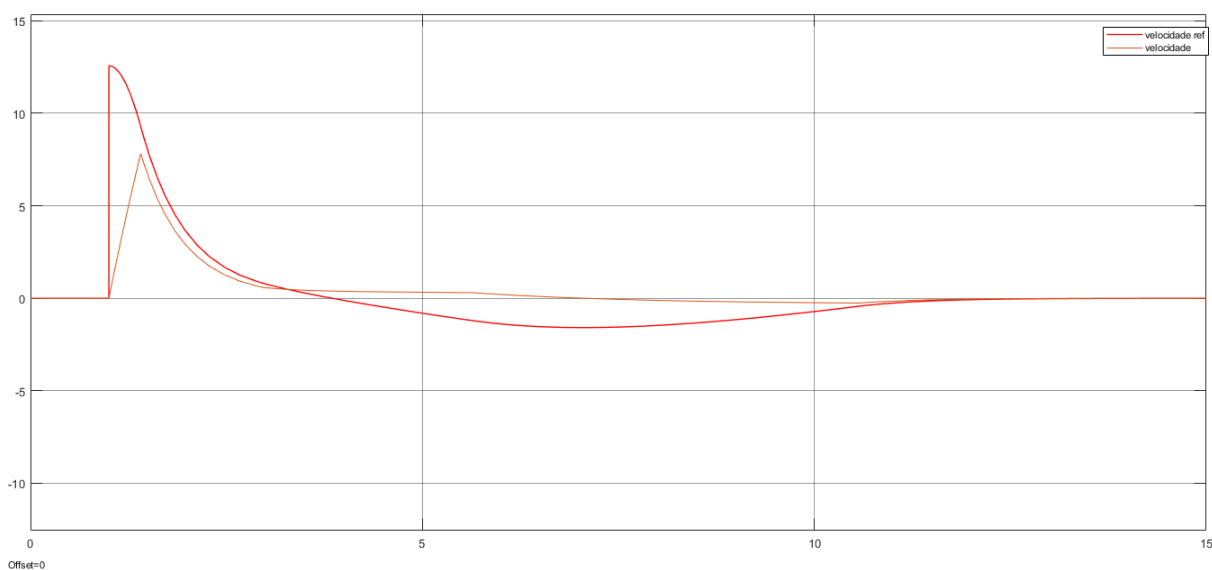


Fonte: Autoria própria (2022).

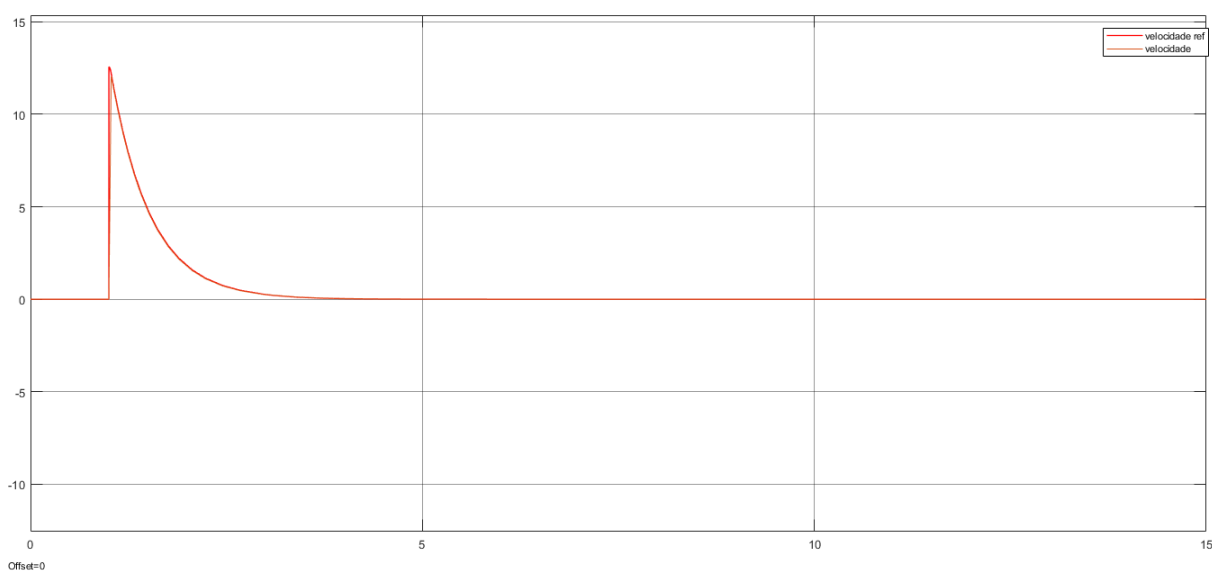
Em comparação à Figura 29a, pode-se analisar quando o sistema possui um driver mais robusto, como no caso da Figura 29b. Nele nota-se que a perturbação não sofreu efeito na posição, enquanto que na figura anterior o sistema sente a perturbação. Entretanto essa ação ainda é corrigida, porém com um tempo de assentamento maior. A velocidade também terá a mesma consequência. Na Figura 30a, vê-se que a perturbação é notada pelo sistema, sendo impactada pelo transitório. Já com a limitação em 40A visto na Figura 30b, a perturbação não é sentida.

Figura 30 – Resposta da Velocidade com Perturbação.

(a) Limitando a 2A.



(b) Limitando a 40A.

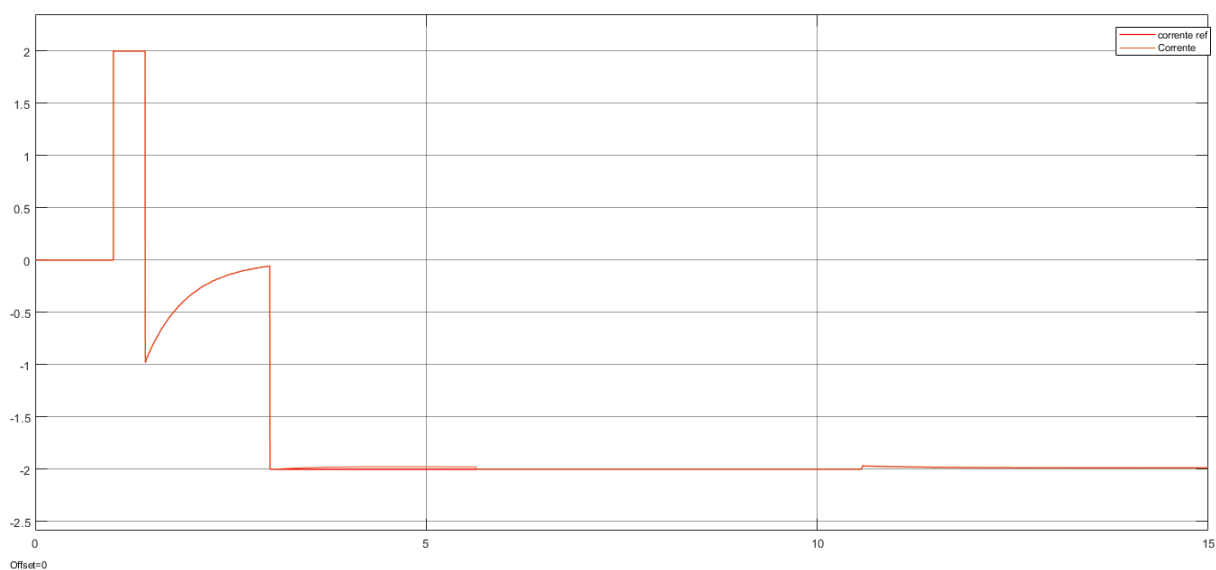


Fonte: Autoria própria (2022).

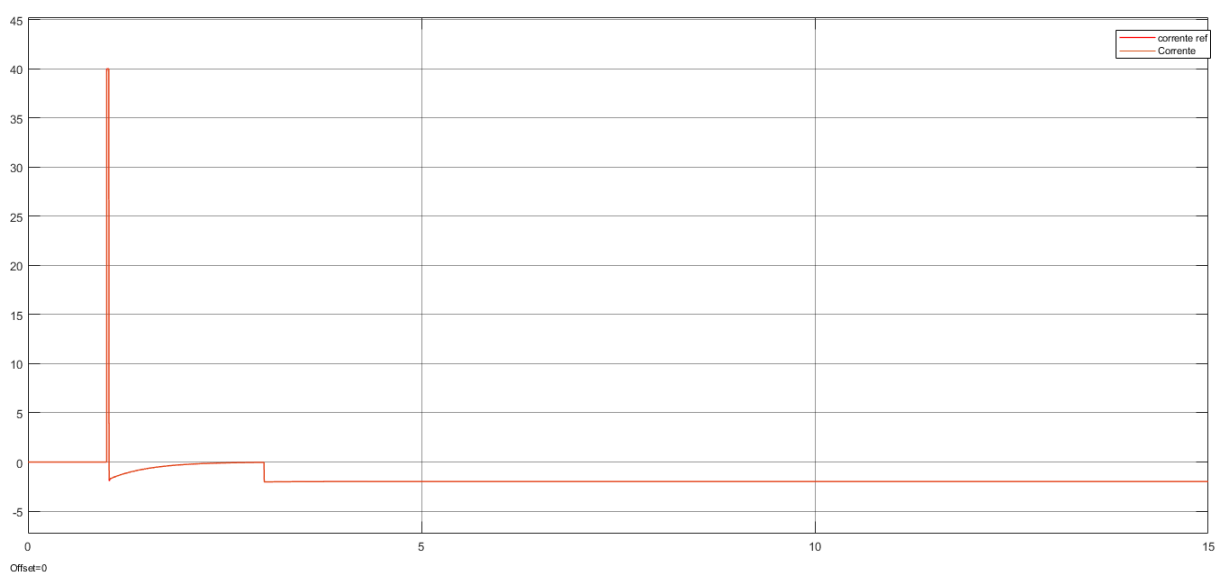
Analisando a corrente na Figura 31, vê-se que os dois controladores seguiram a referência. Novamente, o transitório será a diferença entre as duas situações, sendo em 2A maior.

Figura 31 – Resposta da Corrente com Perturbação.

(a) Limitando a 2A.



(b) Limitando a 40A.



Fonte: Autoria própria (2022).

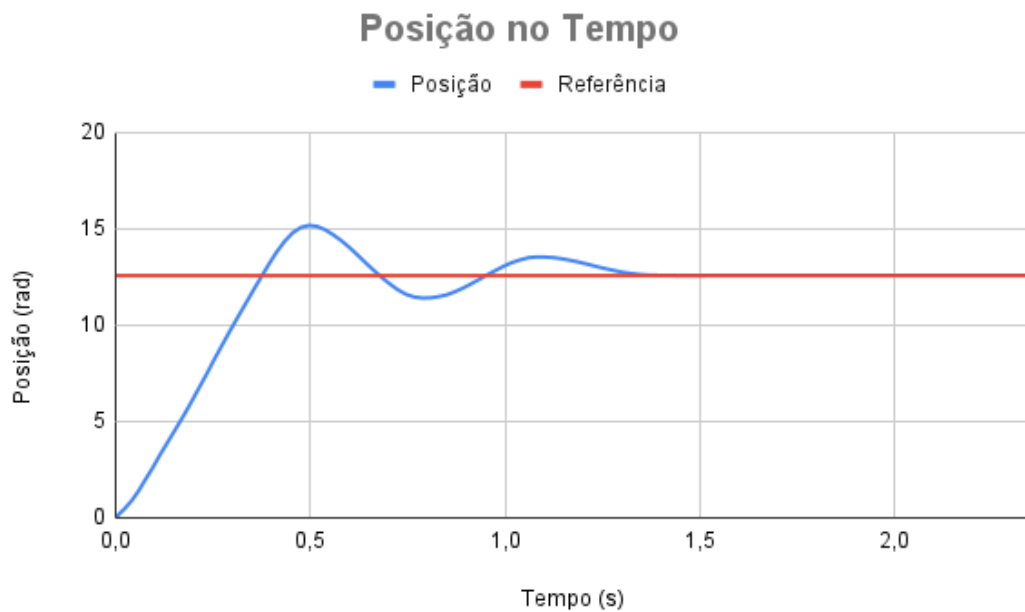
4.2 Resultados Experimentais

Após realizado a análise do motor em uso, a implementação de um controle de corrente não se fazia necessário. Isso se deve ao motor ser de pequeno porte, portanto impossível de demandar uma alta corrente e causar danos ao *driver*, visto que a corrente máxima operativa da placa é de 2A.

4.2.1 Análise do Sistema sem Controle em Cascata

Nesta primeira etapa, consistiu na implementação de um controlador *PID* afim de controlar a posição do motor. Ajustando os valores de $k_p = 0,6$, $k_i = 0,005$ e $k_d = 0,0007$ de maneira empírica, podemos obter o gráfico de saída da posição como visto na Figura 32. Nela podemos observar que o emprego do controlador possibilitou a estabilização do sistema.

Figura 32 – Resposta da Posição no Tempo com controle de Posição.



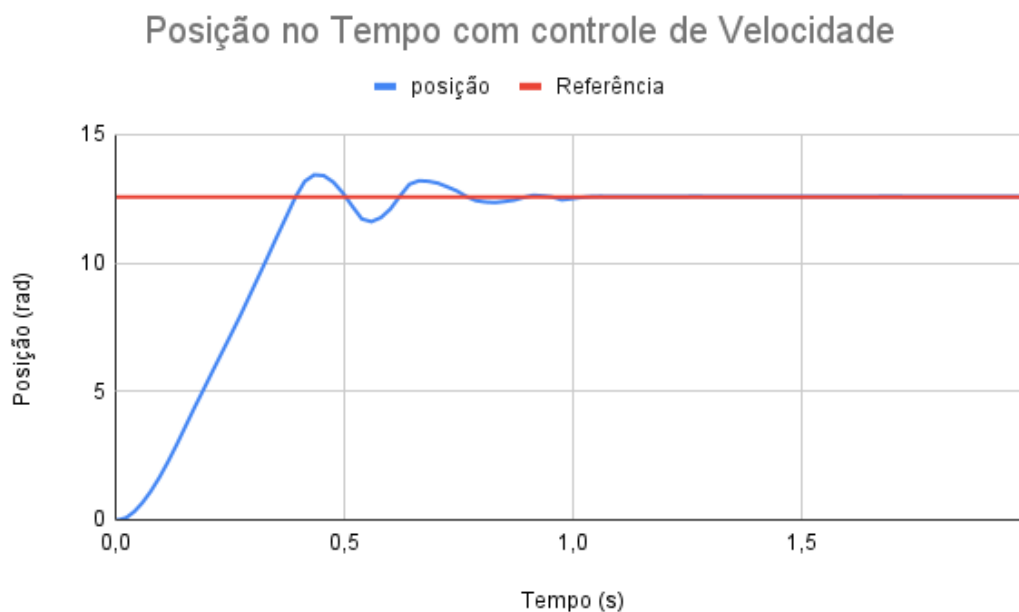
Fonte: Autoria própria (2022).

Realizando uma ação de trabalho onde o contador ao chegar exatamente em 1200 (sendo uma volta equivalente à 4π), o setpoint seria alterado para o valor de -1200 (-4π).

4.2.2 Análise do Sistema com Controle em Cascata

Como modo de verificar se o sistema irá se deslocar até o setpoint, analisa-se a resposta do sistema com o controle de velocidade adicionado com relação à posição, verificando se o mesmo estará estabilizando. Essa resposta pode ser vista na Figura 33.

Figura 33 – Resposta da Posição no Tempo com controle de Posição e Velocidade.



Fonte: Autoria própria (2022).

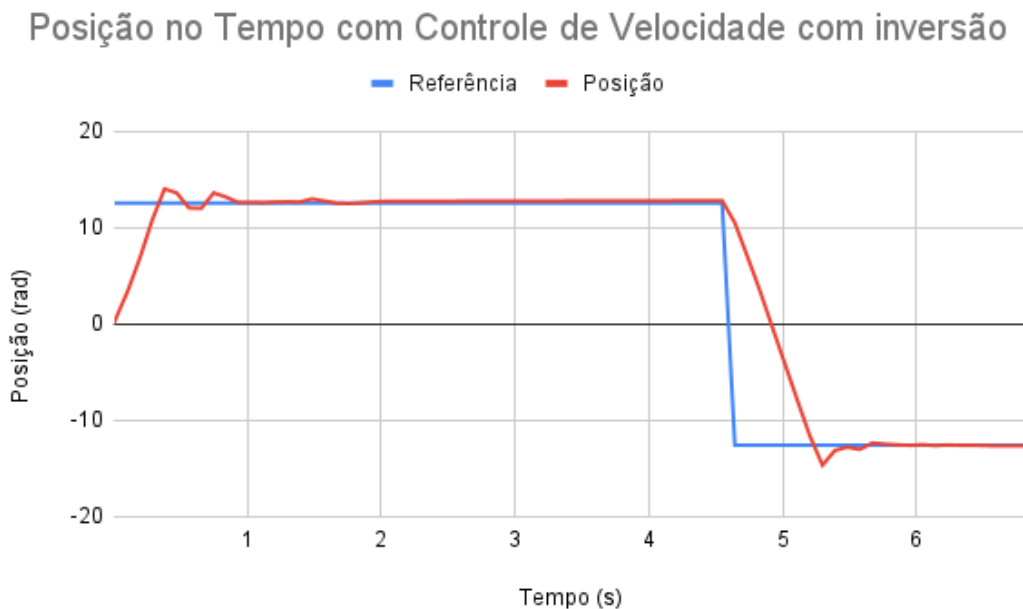
O controle em cascata possibilitou diminuir o tempo de estabelecimento. Entretanto, o controle em cascata não é sinônimo disso. É possível obter um controlador de posição mais rápido que o da velocidade, entretanto o controle da velocidade tem como finalidade a segurança do sistema de redução que será acoplado.

4.2.3 Análise do Controle em Cascata com Variação do *setpoint*

Em um atuador linear, há a necessidade de se conhecer a área de trabalho. Neste caso, conhecer a posição, tanto quanto controlá-la é o que torna o sistema possível de ser empregado em inúmeras aplicações. Portanto, a ação do sistema de ir até certa posição e retornar ou ir a uma outra posição sem ocasionar danos, sendo o que faz um atuador.

Seguindo para verificar o comportamento da velocidade, utilizou-se o referencial tido do motor, no qual é a saída do controlador de posição. Analisando a Figura 34 vê-se que o controlador busca a posição do valor de referência de 4π . Ao encontrar esta posição, o sistema troca o valor de *setpoint* para -4π . Novamente vê-se que o sistema acompanha essa mudança de *setpoint*, busca a referência e o erro em regime visto é nulo.

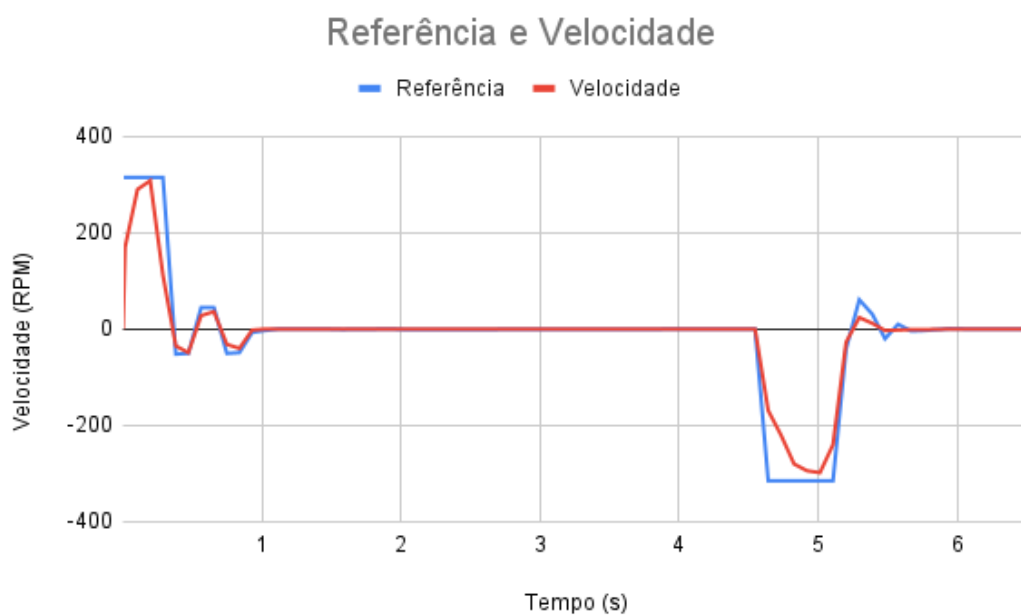
Figura 34 – Resposta da Posição no Tempo com controle de Posição e Velocidade.



Fonte: Autoria própria (2022).

Quanto à velocidade, na Figura 35 vemos que a necessidade de limitá-la é cumprida pelo controlador. Por meio dos resultados experimentais foi possível obter então um comportamento similar ao simulado, onde o sistema foi capaz de seguir as referências de posição e velocidade para diferentes situações.

Figura 35 – Resposta da Velocidade no Tempo com controle de Posição e Velocidade.



Fonte: Autoria própria (2022).

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi abordado o controle de posição rotórica da máquina de corrente contínua visando sua aplicação em um atuador linear. Embora o motor não tenha sido implementado no sistema mecânico do atuador, o sistema que engloba o acionamento do servomotor foi modelado e implementado em ambiente computacional com simulações via *software* MATLAB/Simulink e também validado experimentalmente com o conjunto que engloba motor, conversor, encoder e microcontrolador.

Notou-se no Seção 4.1 que a simulação computacional permitiu avaliar como o sistema se comportaria experimentalmente, possibilitando aprimorar o sistema de controle e também prever possíveis problemas de implementação. Os resultados demonstraram a influência da energia cinética acumulada no sistema para diferentes referências de posição, alterando o tempo de assentamento, velocidade máxima atingida e corrente da máquina. Vale ressaltar que a simulação tornou-se importante para o correto dimensionamento dos ganhos dos controladores utilizados experimentalmente em um sistema embarcado.

Ao realizar a implementação do sistema físico, deparou-se em necessidades pontuais de desenvolvimento do projeto. Uma importante ressalva é a de que o uso do motor de menor porte, comparado ao motor inicialmente previsto, acarretou na dificuldade de se realizar o controle de corrente. Devido ao baixo valor de corrente do motor, no qual o sensor não conseguia realizar a leitura, impossibilitou a correta realimentação na malha de controle de corrente. Como os valores de correntes obtidos pelo motor eram valores ínfimos se comparados a potência nominal do conversor, tem-se que a malha de controle de corrente não prejudicou a segurança do sistema ou o desempenho dinâmico.

Por fim, a realização do sistema na prática possibilitou validar e verificar a robustez do sistema frente à variações de carga. Analisando que o controle de posição levará o sistema à estabilidade, assim como a velocidade está controlada e a corrente exigida pelo motor não será acima do suportado pelo driver. Temos dessa forma um sistema que apresenta bom desempenho e robustez.

REFERÊNCIAS

- ALIBABA. Acoplador para braçadeira de garra, acoplador flexível, acoplador codificador rotativo, acoplador de motor servo de alumínio. ALIBABA, 2021. Disponível em: <<https://portuguese.alibaba.com>>. Citado na página 34.
- ARDUINO. Arduino uno. Sparkfun, 2022. Disponível em: <<https://docs.arduino.cc/hardware/uno-rev3>>. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- AUTOPEÇAS, J. Motor limpador parabrisa 12v bosch bosch. JM AUTOPEÇAS, 2021. Disponível em: <<https://jmautopecasloja.com.br/produto/motor-limpador-parabrisa-12v-bosch-bosch-9390453021/>>. Citado na página 35.
- CASTRUCCI. **Controle Automático**. Rio de Janeiro: LTC, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 16, 28 e 29.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. Porto Alegre: AMGH Editora Ltda, 2013. Citado 8 vezes nas páginas 15, 18, 19, 20, 21, 23, 24 e 25.
- CHINA, M. I. Engrenagem helicoidal com rosca dupla. Made In China, 2017. Disponível em: <<https://pt.made-in-china.com>>. Citado na página 34.
- DEF. Cinemática. Departamento de Engenharia Física-Universidade do Porto, 2017. Disponível em: <<https://def.fe.up.pt/dinamica/cinematica.html>>. Citado na página 28.
- DICKSON, R. Why are linear actuators so expensive? FIRGELLI, 2021. Disponível em: <<https://www.firgelliauto.com/blogs/news/why-are-linear-actuators-so-expensive>>. Citado na página 16.
- DOONER MARK. WANG, J. Development of a simulation model of a windshield wiper system for hardware in the loop simulation. International Conference on Automation Computing, 2013. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6662047>>. Citado na página 44.
- DORF R. BISHOP, R. **Sistemas de Controle Moderno**. Rio de Janeiro: Grupo GEN, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- DYNAPAR. Como funciona o encoder. DYNAPAR, 2016. Disponível em: <<https://www.dynaparencoders.com.br/blog/como-funciona-encoder/>>. Citado na página 37.
- E. TEIXEIRA, M. A. **Controle Linear: Sistemas Contínuos e Discretos no Tempo**. São Paulo: UNESP, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.
- ELETROGATE. Ponte h dupla l298n. Eletrogate, 2021. Disponível em: <<https://www.eletrogate.com/ponte-h-dupla-l298n>>. Citado na página 37.
- ELETRÔNICA, M. Encoder incremental rotativo 600 pulsos. MSS ELETRÔNICA, 2021. Disponível em: <https://www.msseletronica.com.br/detalhes/encoder-incremental-rotativo-600-pulsos-5-24vdc-npn-coletor-aberto_pid1393.html>. Citado na página 38.

ELOIR, J. R. Motor de corrente contínua. UTFPR, 2021. Disponível em: <<http://paginapessoal.utfpr.edu.br/joaquimrocha/acionamento-eletronico-de-maquinas-eletricas/Acionamento%2002%20-%20Motor%20de%20Corrente%20Continua.pdf/view>>. Citado na página 24.

FILIFELOP. Motor dc 3-6v com caixa de redução e eixo duplo. FilipeFlop, 2022. Disponível em: <<https://www.filipeflop.com/produto/motor-dc-3-6v-com-caixa-de-reducao-e-eixo-duplo/>>. Citado na página 38.

INSTRUMENTS, T. Microcontrolador tms320f28379d. Texas Instruments, 2021. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28379d.pdf?ts=1633920537497&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS320F28379D>. Citado na página 26.

LINAK. História da linak. LINAK, 2019. Disponível em: <<https://www.linak.com.br/sobre-a-linak/hist%C3%B3ria-da-linak/>>. Citado 4 vezes nas páginas 15, 16, 31 e 32.

LOPES, S. C. A. M. L. M. Controle da velocidade de um motor de corrente contínua usando microcontrolador pic. UNESP, 2013. Disponível em: <http://prope.unesp.br/cic/admin/ver_resumo.php?area=100077&subarea=23289&congresso=35&CPF=36412634843>. Citado na página 16.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. São Paulo: Pearson, 2014. Citado na página 30.

OLIVEIRA, A. D. A. **Sistemas Embarcados - Hardware e Firmware na Prática**. São Paulo: Editora Saraiva, 2010. Citado na página 15.

POMÍLIO, J. A. Conversores cc-cc para acionamento de máquinas de corrente contínua. UNICAMP, 2014. Disponível em: <<https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/eltpot/cap4.pdf>>. Citado 3 vezes nas páginas 25, 26 e 27.

RIEMEN, P. Polias para correias. Power Riemen, 2021. Disponível em: <<https://www.powerriemen.com.br/polias-para-correias.php>>. Citado na página 35.

SILVA, J. Wind-up da ação integral. UFRGS, 2000. Disponível em: <<http://www.ece.ufrgs.br/~jmgomes/pid/Apostila/apostila/node31.html>>. Citado na página 46.

STMICROELECTRONICS. L298n datasheet. Sparkfun, 2000. Disponível em: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Robotics/L298_H_Bridge.pdf>. Citado na página 37.

TANNURI, E. A. Apostila sobre pid e métodos de sintonia. USP, 2021. Disponível em: <https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/5123982/mod_resource/content/1/Apostila%20sobre%20PID%20e%20M%C3%A9todos%20de%20Sintonia.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.

THOMSON. Atuadores lineares. Thomson Industries, 2013. Disponível em: <https://www.thomsonlinear.com/downloads/actuators/Linear_Actuators_ctpt.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. Porto Alegre: AMGH Editora Ltda, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 15, 18 e 24.