

**UNIVERSIDADE DO VALE DO RIO DOS SINOS - UNISINOS  
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, ÊNFASE EM  
CONTROLE E AUTOMAÇÃO**

**EDUARDO DA SILVA DÖRR**

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR PID E  
SISTEMA DE SUPERVISÃO PARA O CONTROLE DE  
TENSÃO OU POSIÇÃO EM UMA PLANTA  
MINIATURIZADA DE UM ACUMULADOR VERTICAL  
MOTORIZADO COM BOBINAMENTO DE PAPEL**

**SÃO LEOPOLDO, RS  
2019**

**EDUARDO DA SILVA DÖRR**

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR PID E  
SISTEMA DE SUPERVISÃO PARA O CONTROLE DE  
TENSÃO OU POSIÇÃO EM UMA PLANTA  
MINIATURIZADA DE UM ACUMULADOR VERTICAL  
MOTORIZADO COM BOBINAMENTO DE PAPEL**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado  
como requisito parcial para obtenção do título  
de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo curso  
de Engenharia Elétrica da Universidade do Vale  
do Rio dos Sinos - UNISINOS.

Orientador:

Prof. Me. João Olegário de Oliveira  
Souza

SÃO LEOPOLDO, RS

2019

## **AGRADECIMENTOS**

Nunca fui bom com as palavras, sendo sempre expressando muito pouco dos meus sentimentos, mas com toda a certeza, meus primeiros agradecimentos vão para minha família e minha amada namorada Thaís por toda a paciência e compreensão que tiveram ao longo deste ano de TCC. Este trabalho que da mesma forma que me oportunizou aprofundar um conhecimento numa nova área, também me consumiu energia, bom humor e criou atritos desnecessários. Então, por isso, mais uma vez, a vocês o meu mais sincero "Eu Te Amo", por todo apoio e carinho.

Também quero agradecer a todos os amigos e colegas que de alguma forma me ajudaram e me apoiaram para chegar à conclusão deste projeto, principalmente ao meu Orientador João Olegário de Oliveira Souza, ao meu gerente e colega de trabalho Gilberto Cislaghi, pelo apoio, conselhos e doação dos rolos desviadores de alumínio do acumulador, além do meu nobre colega Guilherme Angelo Piaia, o Palmitinho, por ceder um tempo para me ouvir falando sobre o TCC e reclamando da vida.

## RESUMO

As indústrias de polímeros, elastômeros, papéis e metais operam há várias décadas utilizando equipamentos similares para criar pulmões nas linhas contínuas de produção de forma a evitar paralisações de processo. Contudo, um grande desafio é controlar a tensão sobre o material de forma a mantê-la homogênea durante o processo, principalmente em etapas de acúmulo e desacumulo do material que provocam distúrbios de tensão que se propagam por toda a linha de produção, podendo prejudicar o produto final. Portanto, o presente trabalho apresenta uma linha miniaturizada de bobinamento de papel com um acumulador vertical, com o objetivo de controlar a tensão sobre o material ou a posição do carro móvel, aplicando os conhecimentos clássicos de controle e desenvolvendo um controlador PID digital com função de sintonia, embarcado em uma placa de prototipação Arduino e com sistema de supervisão serial. Onde o acumulador apresentou resultados satisfatórios, sendo controlável e versátil, favorecendo seu uso como uma ferramenta de estudos para a área de controle e automação.

**Palavras-chaves:** Controladores PID. acumulador vertical de mantas. bobinador. controle de posição. controle de tensão. arduino. supervisório.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Tipos de misturadores de borracha. . . . .	19
Figura 2 – Processo de extrusão. . . . .	20
Figura 3 – Processo de calandragem. . . . .	21
Figura 4 – Tipos de processos de conformação. . . . .	21
Figura 5 – Tipos de problemas de tensionamento. . . . .	22
Figura 6 – Linha de processamento de mantas. . . . .	23
Figura 7 – Esquema de um acumulador industrial. . . . .	24
Figura 8 – Estresse sobre uma manta elástica em uma seção entre dois rolos consecutivos. . . . .	26
Figura 9 – Representação genérica das forças em um acumulador com motor. . . . .	27
Figura 10 – Diagrama de blocos de um sistema com realimentação simples. . . . .	28
Figura 11 – Parâmetros da resposta ao degrau de um sistema de segunda ordem ou superior. . . . .	29
Figura 12 – Tipos de respostas ao degrau. . . . .	30
Figura 13 – Representação em diagrama de blocos de um controlador PID com distúrbios. . . . .	32
Figura 14 – Resposta ao degrau de um sistema com saturação do atuador. . . . .	34
Figura 15 – Representação em diagrama de blocos de um controlador PID com <i>anti-windup</i> . . . . .	35
Figura 16 – Resposta ao degrau de um sistema com saturação e ação anti-windup. . . . .	36
Figura 17 – Representação da oscilação sustentada com o período $P_u$ medido em segundos. . . . .	37
Figura 18 – Representação da oscilação sustentada gerada por um controlador relé. . . . .	37
Figura 19 – Representação em diagrama de blocos de um sistema com auto-sintonia. . . . .	38
Figura 20 – Esboço idealizado da planta proposta. . . . .	39
Figura 21 – Projeto mecânico do acumulador vertical com todas as partes. . . . .	40
Figura 22 – Estrutura do acumulador vertical. . . . .	41
Figura 23 – Perfil de alumínio extrudado padronizado. . . . .	41
Figura 24 – Mancais e rolo desviador. . . . .	42
Figura 25 – Carro móvel. . . . .	43
Figura 26 – Modelo do acumulador proposto por seções. . . . .	43
Figura 27 – Modelo de um rolo isolado. . . . .	44
Figura 28 – Modelo do acumulador estático. . . . .	45
Figura 29 – Projeto mecânico do bobinador com todas as partes. . . . .	48
Figura 30 – Diagrama de forças do bobinador. . . . .	48
Figura 31 – Diagrama de forças do bobinador. . . . .	49
Figura 32 – Diagrama de forças do bobinador. . . . .	49
Figura 33 – Modelo de um motor de corrente contínua. . . . .	51
Figura 34 – Representação em diagrama de blocos de um motor CC. . . . .	53
Figura 35 – Representação em diagrama de blocos explodido de um motor CC. . . . .	53
Figura 36 – Representação do sinal PWM nos terminais de um motor CC. . . . .	57

Figura 37 – Esquema de uma ponte H com representação da alteração de sentido de rotação.	58
Figura 38 – Driver com dupla ponte H completa para acionamento de motores CC.	59
Figura 39 – Esquema de ligação do driver L298N elaborado na ferramenta <i>Fritzing</i> ©.	59
Figura 40 – Módulo bidirecional de monitoração de corrente por resistor <i>shunt</i> .	60
Figura 41 – Célula de carga e medição de tensão no acumulador.	61
Figura 42 – Módulo conversor de célula de carga.	61
Figura 43 – Módulo de medição de velocidade por pulsos.	62
Figura 44 – Representação de um encoder ótico	63
Figura 45 – Placa de programação Arduino Mega com microcontrolador ATMega 2560.	63
Figura 46 – Topologia de hardware empregada para o desenvolvimento do sistema.	64
Figura 47 – Fluxo macro do <i>software</i> de controle.	65
Figura 48 – Diagrama de blocos da malha de posição do acumulador.	66
Figura 49 – Diagrama de blocos da malha de tensão do acumulador.	66
Figura 50 – Diagrama de blocos do acumulador.	67
Figura 51 – Diagrama de blocos do acumulador explodido.	67
Figura 52 – Resposta ao degrau simulada do acumulador com ganho proporcional unitário.	69
Figura 53 – Resposta ao degrau simulada do acumulador variando o ganho proporcional.	69
Figura 54 – Resposta ao degrau simulada do acumulador variando o ganho integral.	70
Figura 55 – Resposta ao degrau simulada do acumulador variando o ganho integral e ação anti-windup.	71
Figura 56 – Resposta ao degrau simulada do acumulador variando o ganho derivativo.	71
Figura 57 – Planta real do acumulador com um bobinador.	73
Figura 58 – Tela de comunicação do sistema supervisório.	74
Figura 59 – Tela de controle do sistema supervisório.	75
Figura 60 – Resposta ao degrau real do acumulador variando o ganho proporcional.	76
Figura 61 – Resposta ao degrau real do acumulador variando o ganho integral.	77
Figura 62 – Resposta ao degrau real do acumulador variando o ganho derivativo.	78
Figura 63 – Método de Sintonia com relé.	79
Figura 64 – Resposta ao degrau do acumulador com os parâmetros do método do relé.	80
Figura 65 – Controle de tensão do material com $K_p = 10$ , $K_i = 5,5$ e $K_d = 0$ .	81
Figura 66 – Medição indireta da tensão no material com uso de <i>dancer</i> mecânico.	85
Figura 67 – Diagrama esquemático do sistema.	91

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 1 – Características mecânicas do material de teste . . . . .	54
Tabela 2 – Características do motor AK360/78.8PL12S7000S. . . . .	55
Tabela 3 – Parâmetros do motor AK360/78.8PL12S7000S. . . . .	68
Tabela 4 – Parâmetros da planta obtidos com o método do relé com histerese. . . . .	80
Tabela 5 – Dados de desempenho da resposta ao degrau da planta com os parâmetro do método do relé com histerese. . . . .	81

## **LISTA DE QUADROS**

Quadro 1 – Contribuição dos parâmetros do PID na resposta do sistema. . . . .	33
Quadro 2 – Parâmetros de Sintonia em Malha Fechada de Ziegler e Nichols. . . . .	37

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente contínua
CI	Componente integrado
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processamento Digital de Sinal)
I/O	<i>Inputs/Outputs</i> (Entradas/Saídas)
IDE	<i>Integrated Development Environment</i> (Ambiente de Desenvolvimento Integrado)
P	<i>Proportional</i> (Proporcional)
PI	<i>Proportional and Integral</i> (Proporcional e Integral)
PID	<i>Proportional, Integral and Derivative</i> (Proporcional, Integral e Derivativo)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RTC	<i>Real Time Clock</i> (Relógio de Tempo Real)
USB	<i>Universal Serial Bus</i> (Barramento Serial Universal)

# LISTA DE SÍMBOLOS

$T_k$	Tensão de índice k sobre o material
$E$	Módulo de <i>Young</i>
$S$	Seção transversal do material
$\varepsilon_k$	Alongamento de índice k do material
$L_k$	Comprimento de índice k com alongamento
$L_o$	Comprimento sem alongamento
$\nu$	Viscosidade Cinemática
$\varepsilon_k^e$	Alongamento de índice k do material provocado pela tensão
$\omega_{L_k}$	Tensão de índice k sobre o material provocada pela gravidade
$\rho$	Densidade de massa do material
$g$	Aceleração da gravidade
$\varepsilon_k^w$	Alongamento de índice k do material provocado pela gravidade
$J_k$	Momento de inércia do rolo de índice k
$\omega_k$	Velocidade angular do rolo de índice k
$C_{mk}$	Torque do motor no rolo de índice k, para um rolo acionado
$C_{rk}$	Torque do material no rolo de índice k
$C_{fk}$	Torque de atrito no rolo de índice k
$V_k$	Velocidade linear do rolo de índice k
$R_k$	Raio do rolo k
$k$	Índice do rolo ou segmento de rolos
$V_{acc}$	Velocidade linear do acumulador
$n$	Número de seções do acumulador
$V_{in}$	Velocidade linear de entrada
$V_{out}$	Velocidade linear de saída

$\Sigma_{Tk}$	Somatório das tensões de índice k sobre o material
$R_m$	Raio do eixo do motor
$C_m$	Torque do motor do acumulador
$m_t$	Massa do carro móvel
$F_f$	Forças de fricção no carro móvel
$J_m$	Momento de inércia do motor do acumulador
$\dot{\omega}_m$	Aceleração angular do motor do acumulador
$F_{fv}$	Força de fricção dinâmica no carro móvel
$F_{fs}$	Força de fricção estática no carro móvel
$m_t g$	Força peso do carro móvel
$t_d$	<i>Delay Time</i> (Tempo de atraso)
$t_r$	<i>Rise Time</i> (Tempo de subida)
$t_p$	<i>Peak Time</i> (Tempo de pico)
$t_s$	<i>Settling Time</i> (Tempo de acomodação)
$M_p$	<i>Maximum Overshoot</i> (Sobressinal)
$e_{ss}$	<i>Steady State Error</i> (Erro em regime permanente)
$u(t)$	Saída do controlador
$e(t)$	Erro de referência
$u_b$	<i>Offset</i> (Constante de ajuste)
$T_i$	Tempo integral
$T_d$	Tempo derivativo
$SP(s)$	<i>Setpoint</i> (Valor de referência)
$PV(s)$	<i>Process Variable</i> (Variável do processo)
$D(s)$	Distúrbio de saída do controlador
$N(s)$	Distúrbio de medição
$B(s)$	Valor realimentado

$U(s)$	Saída do controlador
$K, K_p$	Ganho Proporcional
$K_i$	Ganho Integral
$K_d$	Ganho Derivativo
$\gamma$	Fator do filtro do tempo derivativo
$E_s(s)$	Erro de saturação do controlador
$T_t$	Tempo de <i>anti-windup</i>
$\infty$	Símbolo de infinito
$K_u$	Ganho crítico
$P_u$	Período crítico
$d$	Ganho do relé
$a$	Amplitude da oscilação
$\varepsilon$	Histerese do relé
$i$	Representação do número imaginário
$y_{sp}$	Valor de referência para o sistema
$e$	Erro de Referência
$u$	Sinal do controlador
$y$	Saída do sistema
$T_o$	Tensão sobre o material na saída do acumulador
$T_i$	Tensão sobre o material na entrada do acumulador
$F_m$	Força do motor no carro móvel do acumulador
$a_{acc}$	Aceleração linear do carro móvel do acumulador
$R_s$	Raio do eixo de transmissão
$\tau_m$	Torque do motor do acumulador
$V_a$	Tensão de armadura
$R_a$	Resistência de armadura

$L_a$	Indutância de armadura
$i_a$	Corrente de armadura
$e_a$	Tensão de armadura
$e_b$	Tensão induzida
$K_w$	Constante de velocidade contra-eletromotriz
$K_t$	Constante de torque
$B, B_m, B_s$	Atrito viscoso
$J, J_m, J_s$	Momento de inércia
$\theta$	Posição angular
$D_p$	Diâmetro da polia do eixo de transmissão
$\eta_a$	Rotação do eixo de transmissão
$F_{mb}$	Força do motor do bobinador
$r_1$	Raio menor da bobina
$r_2$	Raio maior da bobina
$m_r$	Massa do rolo principal do bobinador
$m_b$	Massa da bobina de material
$\tau_{mb}, \tau_{mbmax}, \tau_{mbmin}$	Torque do motor do bobinador
$\eta_{mbmax}, \eta_{mbmin}$	Rotação do bobinador
$J_{bb}$	Momento de inércia do bobinador
$\dot{\omega}_b$	Aceleração angular do bobinador
$DC\%$	<i>Duty Cycle</i> percentual
$T_{ON}$	Tempo de <i>Duty Cycle</i>
$f_{PWM}$	Frequência do PWM
$V_{CE}$	Tensão coletor-emissor do transistor
$V_{med}$	Tensão média
$V_s$	Tensão da fonte de entrada do PWM

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>15</b>
1.1	<b>Objetivos . . . . .</b>	<b>16</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .</b>	<b>18</b>
2.1	<b>Indústria da Borracha . . . . .</b>	<b>18</b>
2.2	<b>Acumulador Industrial . . . . .</b>	<b>22</b>
2.3	<b>Sistemas de Controle . . . . .</b>	<b>27</b>
2.3.1	Resposta ao Degrau de um Sistema . . . . .	28
2.3.2	Controlador PID . . . . .	31
2.3.3	Métodos de Sintonia em Malha Fechada . . . . .	36
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA . . . . .</b>	<b>39</b>
3.1	<b>Protótipo e Modelagem do Sistema . . . . .</b>	<b>39</b>
3.1.1	Acumulador Vertical . . . . .	40
3.1.1.1	<i>Estrutura</i> . . . . .	41
3.1.1.2	<i>Rolo Desviador</i> . . . . .	42
3.1.1.3	<i>Carro Móvel</i> . . . . .	42
3.1.1.4	<i>Modelo do Acumulador</i> . . . . .	43
3.1.2	Bobinadores . . . . .	47
3.1.2.1	<i>Modelo do Bobinador</i> . . . . .	49
3.1.3	Modelo de um Motor de Tensão Contínua . . . . .	50
3.1.4	Material de Teste . . . . .	53
3.1.5	Dimensionamento dos Motores . . . . .	54
3.2	<b>Acionamento e Instrumentação . . . . .</b>	<b>56</b>
3.2.1	Acionamento dos Motores . . . . .	56
3.2.2	Medição de Corrente . . . . .	60
3.2.3	Medição de Tensão . . . . .	60
3.2.4	Medição de Posição e Velocidade . . . . .	62
3.3	<b>Controle . . . . .</b>	<b>63</b>
3.3.1	Embarcado . . . . .	63
3.3.2	Software . . . . .	64
<b>4</b>	<b>SIMULAÇÃO DO MODELO EM TEMPO CONTÍNUO . . . . .</b>	<b>67</b>
4.1	<b>Identificação dos Parâmetros do Motor . . . . .</b>	<b>68</b>
4.2	<b>Comportamento com Controle Proporcional . . . . .</b>	<b>69</b>
4.3	<b>Comportamento com Controle Proporcional-Integral . . . . .</b>	<b>70</b>

<b>4.4</b>	<b>Comportamento com Controle Proporcional-Integral-Derivativo . . . . .</b>	<b>71</b>
<b>5</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE EM TEMPO DISCRETO . . . . .</b>	<b>73</b>
<b>5.1</b>	<b>Estrutura do Supervisório . . . . .</b>	<b>74</b>
<b>5.2</b>	<b>Comportamento com Controle Proporcional . . . . .</b>	<b>75</b>
<b>5.3</b>	<b>Comportamento com Controle Proporcional-Integral . . . . .</b>	<b>76</b>
<b>5.4</b>	<b>Comportamento com Controle Proporcional-Integral-Derivativo . . . . .</b>	<b>77</b>
<b>5.5</b>	<b>Método de Sintonia com Relé . . . . .</b>	<b>78</b>
<b>5.6</b>	<b>Análise dos Resultados . . . . .</b>	<b>80</b>
<b>6</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>83</b>
<b>6.1</b>	<b>Sugestões de Melhoria e Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>84</b>
 <b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS . . . . .</b>		<b>86</b>
 <b>APÊNDICES</b>		<b>90</b>
 <b>APÊNDICE A – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO SISTEMA . . . . .</b>		<b>91</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Desde muitos anos a necessidade de sistemas industriais mais inteligentes, capazes de se auto-regularem e tomar decisões de forma objetiva e eficiente não necessitando de contínuas intervenções humanas vem se tornando uma necessidade mais eminente e trivial. O advento da chamada Indústria 4.0, conceito esse inicialmente apresentado na feira de Hannover em 2011 (RIZZO, 2018), trouxe uma grande quebra de paradigma na forma como vinha se fazendo automação, e assim apresentando uma topologia de descentralização do controle dos diversos processos com dispositivos inteligentes capazes de comunicarem-se entre si, trocando informações, corrigindo distorções, se adaptando e aprendendo.

Naturalmente, vários gestores e engenheiros começaram a ver grandes oportunidades de aumentar a eficiência de suas fábricas, desde ganhos diretos de produção como diagnóstico rápido, diminuição do tempo de manutenção, capacidade de ver as variáveis de processo, eficiência e disponibilidade das máquinas de qualquer local, inclusive na tela de seus próprios smartphones, e tudo isso em tempo real graças a enorme integração entre a automação e a tecnologia da informação (FIA, 2018).

Não obstante, a indústria da borracha também não ficaria para trás e também vem exigindo profundas melhorias e atualização dos principais equipamentos utilizados neste setor que já remontam mais de um século e ainda são utilizados hoje com pouquíssimas diferenças em seus sistemas de controle (GROOVER, 2012). Grande parte dos poucos avanços proferidos se dá também pelas propriedades do principal composto desta indústria, a borracha, que não possui comportamento linear, pois em processo possui propriedades de um fluido não newtoniano (MARK, 2013).

A indústria da borracha, possui uma grande gama de oportunidades de inovação de forma a aprimorar o controle, sensoriamento e inteligência das máquinas. Contudo, para isso é necessário um vasto conhecimento dos processos e entendimento da importância que os sistemas de controle têm neste caminho.

Entre os diversos desafios encontrados durante a graduação, sempre surgiu uma necessidade latente de aplicação prática dos conteúdos discorridos, assim relacionando toda a teoria aprendida na construção de soluções para problemas reais vistos na indústria. A decorrência desta necessidade fomentou a elaboração deste trabalho, visando desenvolver um projeto didático e miniaturizado de um sistema real encontrado em diversas linhas de máquinas nos setores de produção de papel, polímeros, metais e elastômeros.

Com o desenvolvimento deste sistema, serão relacionadas diversas áreas de conhecimento que foram abordadas na graduação, tais como teoria de sistemas de controle, eletrônica de potência, programação, DSP e física, além de conhecimentos a parte necessários para a

completa formação de um engenheiro, como entendimento dos processos de fabricação, projeto de máquinas e a percepção de como todo engenheiro, independente da sua área específica de atuação, precisa ter noções mínimas das demais áreas para poder desenvolver suas atividades.

O objeto de estudo se limitará ao projeto mecânico, projeto eletrônico, modelagem matemática, manufatura e comissionamento, levantamento dos dados da planta, desenvolvimento do algoritmo de controle e implementação em um controlador embarcado de uma pequena linha de bobinamento e desbobinamento de papel com um acumulador vertical, que recria uma etapa de um grande sistema de processamento de mantas, carcaças e correias de borracha. A utilização do papel como material, deve-se a facilidade de obtenção, uma vez que a topologia de controle seria igual para quaisquer dos materiais supracitados, apenas interferindo nos parâmetros da planta e do controle.

No decorrer do trabalho, será apresentado brevemente o funcionamento da indústria da borracha e onde este tipo de equipamento se insere no ramo, além de explanar sobre a teoria de sistemas de controle, métodos de sintonização de controladores, seguido da apresentação de toda a modelagem matemática, projeto da maquete e a solução proposta para implementar e testar o sistema.

## 1.1 Objetivos

Todos os conhecimentos desenvolvidos se tornarão ferramentas poderosas de trabalho na vida profissional do engenheiro, e assim, espera-se que uma maquete didática com capacidade de desafiar e promover o crescimento de futuros discentes dos cursos de controle das engenharias da Unisinos, venha a aguçar e proporcionar toda a experiência prática envolvida na escolha da abordagem e solução de um desafio real.

Assim, objetiva-se alcançar os seguintes pontos:

- a) Conhecer uma importante etapa de um processo de produção comum na indústria;
- b) Compreender a base física e matemática aplicada na modelagem de um sistema;
- c) Simular e analisar do comportamento de um sistema a partir da modelagem do mesmo;
- d) Construir uma maquete didática que simula em pequena escala uma planta real;
- e) Analisar os parâmetros da planta e comparar com o modelo calculado;
- f) Desenvolver um controlador PID discreto em que possa selecionar entre uma malha de controle de tensão do material a partir de sensores *strain gauge*, ou uma malha de controle de posição do carro móvel a partir de um encoder;
- g) Analisar os resultados obtidos no controle simulado da planta;

- h) Implementar o controlador desenvolvido em um sistema embarcado;
- i) Analisar os resultados obtidos no controle implementado da planta, comparando com os resultados simulados.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Indústria da Borracha

O uso da borracha na sociedade atual possui alcance muito vasto, atingindo, praticamente, todos os setores da indústria e toda a população, onde mais da metade do material produzido é empregado na fabricação de pneus para todos os tipos de veículos automotores, mas apesar do crescente uso da borracha, ela é conhecida desde a expedição feita por Colombo ao novo continente no final do século XV, onde, em contato com os nativos, percebeu o uso de certos artefatos feitos de um material até então desconhecido, que atiçou a curiosidade dos europeus (GENT, 2016).

Contudo, a borracha natural não vulcanizada, que é produzida a partir do latex extraído da *Hevea Brasiliensis*, mais conhecida como seringueira (MARTO, 2007), apresentava vários problemas relacionados com sua durabilidade quando exposta a temperaturas extremas e por isso acabou caindo em desuso, até a invenção do processo de vulcanização por Charles Goodyear em 1839 (ROCHA; LOVISON; PIEROZAN, 2003) que acabou resolvendo os problemas e reabrindo as portas para o crescimento e uso contínuo do composto na indústria.

Muitos dos métodos de processamento da borracha se parecem com o processo empregado em plásticos, mas a tecnologia utilizada difere bastante, inclusive o tamanho da aplicabilidade da borracha em relação ao plástico também é muito diferente, onde, massivamente, é empregada na produção de pneus e seguido por correias de transporte. Basicamente, a indústria da borracha produz dois tipos de produtos, sendo a própria borracha que servirá como matéria-prima para a produção do segundo tipo de produto é a borracha manufaturada. A borracha possui um ciclo comum de manufatura, onde ela passa por etapas bem definidas, sendo elas: (1) Composição, (2) Mistura, (3) Conformação e (4) Vulcanização (GROOVER, 2012).

O processo de Composição da borracha é a etapa onde são adicionados aditivos para alterar suas propriedades químicas a fim de se atingir os requisitos exigidos para o produto final, além de alterar seu custo e capacidade de ser processada. A adição destes químicos é necessária para possibilitar a última etapa, de Vulcanização. Entre os aditivos que integram a formulação destacam-se os agentes vulcanizadores, aceleradores, ativadores e retardadores, antidegradantes, plastificantes e pigmentos (ROCHA; LOVISON; PIEROZAN, 2003).

Conforme GOMES, o tipo e proporção da carga de aditivo depende das características finais do composto, onde existem aditivos de reforço e aditivos de enchimento, onde o primeiro destina-se a melhorar as propriedades mecânicas do composto como dureza, tenacidade, rigidez, resistência à abrasão, condutividade eléctrica e etc, enquanto o último, destina-se a baratear o custo da matéria-prima estendo o material. O aditivo mais básico na Composição é o Negro

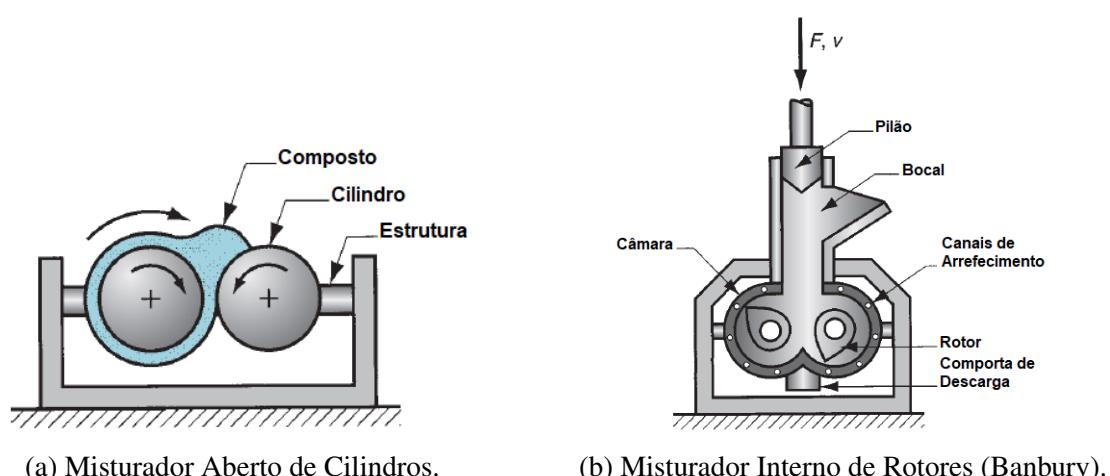
de Carbono, vulgarmente conhecido como Negro de Fumo, que aumenta a resistência a tração, abrasão e aos raios ultra-violetas. Inclusive, a coloração normalmente preta dos produtos de borracha se dá pelo uso do Negro de Carbono na composição.

Para se assegurar a correta incorporação e dispersão dos aditivos, ocorre a etapa de Mistura, onde, através de forças de cisalhamento, abrasão e compressão, o composto é misturado e homogenizado em misturadores abertos ou em misturados internos. Durante esta etapa, ainda não pode-se adicionar aditivos vulcanizantes, pois devidos as forças e a viscosidade da borracha, durante o processo alcançam-se temperaturas próximas de 150 °C, o que poderia levar a vulcanização do composto antes da etapa de Conformação.

O misturador aberto, também conhecido como cilindro ou moinho, foi, historicamente, o primeiro misturador a ser utilizado na indústria, sendo basicamente dois cilindros metálicos paralelos horizontalmente que giram um contra o outro com velocidades diferentes, pode-se ver uma representação dele na figura 1a. A borracha e os diversos aditivos são adicionados no espaço entre os cilindros, sendo puxados e misturados. Dependendo da linha de fabricação, este equipamento pode trabalhar de forma descontínua, como um misturador independente, ou operar de forma contínua como um "pulmão" entre um processo descontínuo e um contínuo, como será detalhada mais a frente.

O misturador interno, ou fechado, é outro tipo de misturador, mas como o próprio nome sugere, opera misturando o composto dentro de uma câmara fechada, onde rotores giram em sentidos opostos produzindo a dispersão dos ingredientes, enquanto um peso flutuante, conhecido como pilão, exerce força sobre a mistura pressionando-a contra os rotores. Acima da câmara, há um bocal por onde a borracha e aditivos são adicionados e posteriormente pressionados pelo pilão. Um tipo comum de misturador interno é o misturador Banbury, conforme ilustra a figura 1b.

Figura 1 – Tipos de misturadores de borracha.



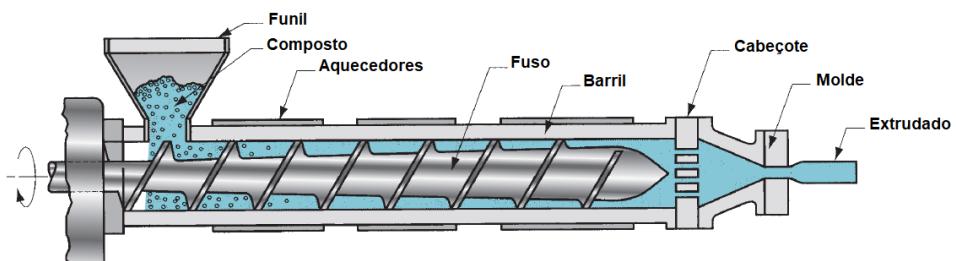
Fonte – Adaptado de Groover (2012).

A última etapa antes de vulcanizar a borracha trata-se da Conformação, onde se dará o formato desejado para a borracha, conforme as especificações. A Formação pode ser dividida em 4 processos diferentes, sendo eles: Extrusão, Calandragem, Revestimento e Moldagem. Em geral estes processos são utilizados juntos e, diferentemente dos demais, a Moldagem inclui a etapa de Vulcanização em seu processo.

O processo de extrusão é definido pelo bombeamento de um composto através de um tubo com um orifício na extremidade, por onde o material será expulso do interior do tubo no formato desejado, conforme figura 2. A extrusora é o principal equipamento utilizado na indústria da borracha, sendo constituída por um fuso dentro de uma câmara cilíndrica aquecida, conhecida como cilindro ou barril, que com a rotação do fuso, empurra a borracha através da câmara até o cabeçote da extrusora, onde é montado um molde com orifício dando o formato preliminar ou definitivo do produto.

Existem extrusoras com alimentação a quente e a frio, as grandes diferenças construtivas entre elas se dá pela relação diâmetro-comprimento, fato diretamente relacionado com a alimentação de composto da mesma. As extrusoras com alimentação a quente foram as primeiras a surgir, remontando mais de dois milênios durante a época de Arquimedes (ROCHA; LOVISON; PIEROZAN, 2003), possuindo comprimento menor, mas necessitando que o composto seja pre-aquecido antes da alimentação. Só após a Segunda Guerra Mundial é que se começaram a surgir as primeiras extrusoras com alimentação a frio, mais longas, com o perfil do fuso possuindo seções diferentes e, tal como o nome diz, podendo ser alimentadas com compostos a temperatura ambiente.

Figura 2 – Processo de extrusão.

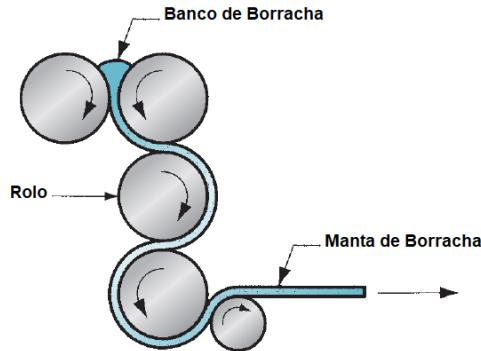


Fonte – Adaptado de Groover (2012).

O processo de calandragem constitui-se por passar o composto por entre dois cilindros paralelos ou mais que giram um contra o outro com controle dimensional de afastamento radial produzindo mantas de borracha com ótimo critério de espessura e sendo utilizadas para laminar os compostos e impregnar e recobrir de borracha uma alma têxtil, sendo largamente empregado na produção de carcaças, correias transportadoras e etc. As calandras contam com vários tipos de disposições e número de rolos para efetuar o processo (BRITISH STANDARD EUROPEAN NORM, 2000), operando em sistemas contínuos ou isoladamente. A figura 3 apresenta uma

calandra de 4 rolos laminadora:

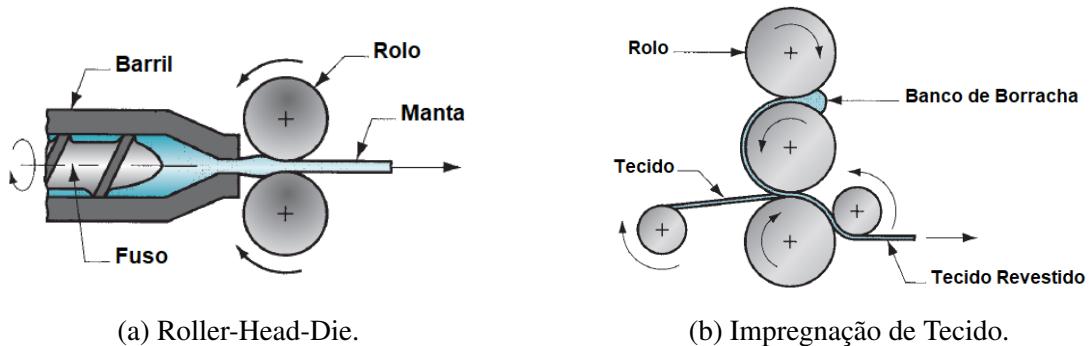
Figura 3 – Processo de calandragem.



Fonte – Adaptado de Groover (2012).

Calandras de dois rolos, dificilmente são utilizadas individualmente, assim sendo geralmente vistas em sistemas conjuntos com extrusoras, formando um equipamento chamado de Roller-Head-Die, que possui um ótimo controle dimensional da manta de borracha produzida, resolvendo o problema de espessura visto nas extrusoras e o problema de formação de bolhas no banco de borracha das calandras, o equipamento é apresentado na figura 4a. Calandras de três rolos são extremamente versáteis, podendo ser empregadas em diversas operações diferentes para produção de lâminas e inclusive na impregnação da alma têxtil.

Figura 4 – Tipos de processos de conformação.



Fonte – Adaptado de Groover (2012).

Já as calandras de 4 rolos são bastante utilizadas em processos de impregnação e re-cobrimento. O processo de impregnação é onde a alma têxtil, chamada *Fabric*, vulgarmente conhecida como tecido, é friccionada por uma camada de borracha enquanto passa entre os cilindros da calandram tornando-se um tecido revestido de borracha, e posteriormente este tecido pode receber uma nova camada de borracha sobre o impregnado, criando um revestimento de borracha, conforme figura 4b (GROOVER, 2012).

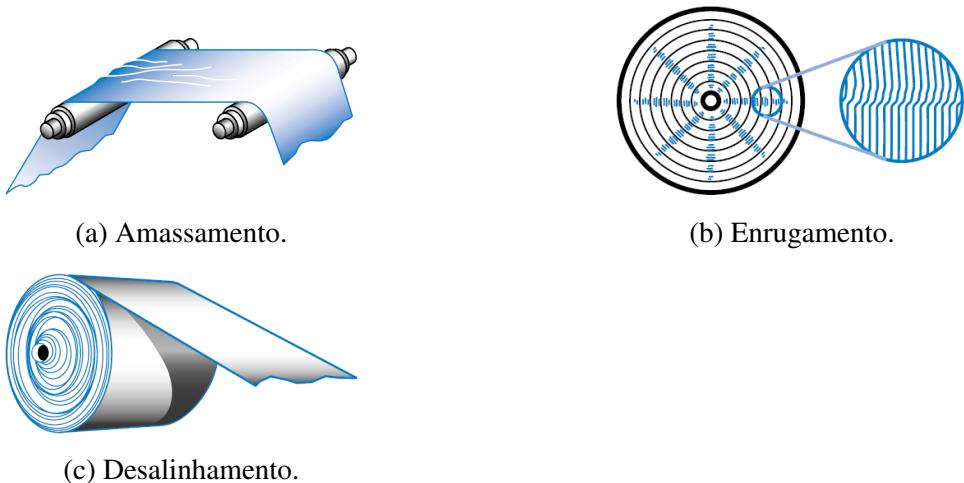
Na Moldagem, a borracha pode receber sua forma final a partir de 3 processos diferentes, sendo eles: Compressão, Transferência e Injeção. Destes 3 processos, os mais comuns são a compressão e injeção, mas em todos os processos são utilizados moldes. O processo de compressão consiste na prensagem da borracha dentro de um molde que dá sua forma final. O molde é aquecido e durante sua moldagem já é feito a vulcanização da borracha, sendo o método mais utilizado na produção das bandas de rodagem para pneus. O processo de injeção é composto por um molde aquecido que recebe a injeção de borracha em um estado semi-sólido através de orifícios e no final do processo o molde se abre para remoção do produto acabado. Devido ao alto custo do molde de injeção, este processo só é utilizado em produção em massa.

Contudo, entre os produtos de borracha, a produção de correias para esteiras transportadoras ocorre em processos geralmente contínuos com impregnação de tecido posteriormente empilhadas para formação de carcaças mais espessas. Neste tipo de sistema, a máquina principal da linha normalmente é uma calandra com de 4 rolos, formada também por um desbobinador e um bobinador que são, respectivamente, responsáveis por entregar tecido para o processo da calandra e recolher o tecido impregnado em uma bobina para posterior processo.

## 2.2 Acumulador Industrial

Em uma longa linha de processamento de correias, encontra-se um grande e complexo sistema dinâmico interconectado com diversas zonas de controle dependentes entre si, em que o ponto crucial para a ótima produção depende de todo o sistema de tensionamento do material dentro da linha, que em casos de um controle ruim leva a alguns problemas no processo, como o amassamento do material, criação de enrugamentos na bobina ou ainda o desalinhamento da bobina deixando-a deformada, conforme figura 5.

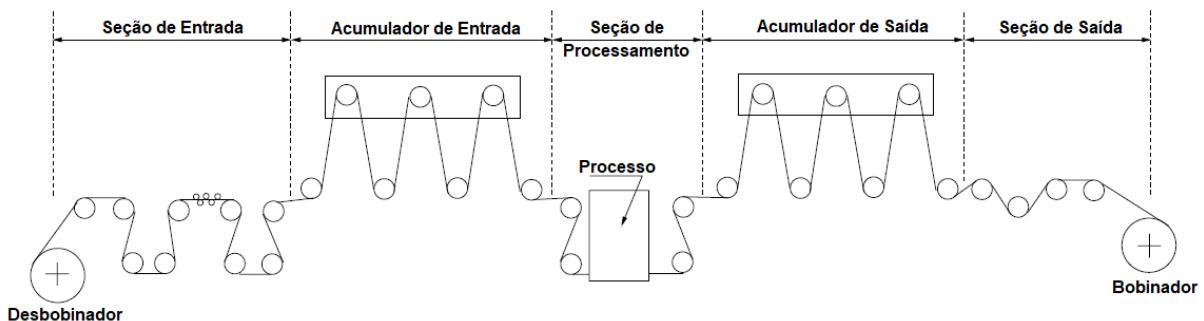
Figura 5 – Tipos de problemas de tensionamento.



Fonte – Adaptado de IMC.

Em sua maioria, linhas de calandragem, seja para indústria de polímeros, elastômeros ou papel, são formadas por três seções principais. Uma seção de entrada, formada por uma estação de desbobinamento, um sistema de tracionamento e um acumulador de entrada. Uma seção de processamento na qual será formado o produto objetivo da linha e por último uma seção de saída, formada por um acumulador de saída e um bobinador, como pode ser observado na figura 6.

Figura 6 – Linha de processamento de mantas.



Fonte – Adaptado de Pagilla, Singh e Dwivedula (2004).

Então, como o próprio nome sugere, a principal função do acumulador é manter uma quantidade tanto quanto possível de material armazenada, operando como um "pulmão" para a linha de processamento. Linhas de produção contínua aumentam muito a produtividade da planta, e por isso a instalação de acumuladores de entrada e saída em linhas de processamento de mantas acaba evitando a descontinuidade da produção durante as trocas de bobinas. Nesta etapa do processo, na ausência de um acumulador a linha deveria ser parada para se fazer a troca e/ou emenda da bobina no desbobinador e/ou bobinador, o que implicaria em perda de produção e até mesmo marcas indesejadas na superfície do material. Com o acumulador inserido na linha, durante o processo ele permaneceria com uma quantidade pre-definida de material armazenado em seu interior, podendo ser uma quantidade grande ou pequena de acordo com o processo e o tipo de acumulador: de entrada ou saída. Quando instalado após um desbobinador, o equipamento tende a operar acumulado e desacumula material nos momentos de troca da bobina do desbobinador, enquanto que quando instalado antes de um bobinador, ele tende a operar desacumulado e passa a acumular o material processado durante a troca da bobina (SIEMENS AG, 2016).

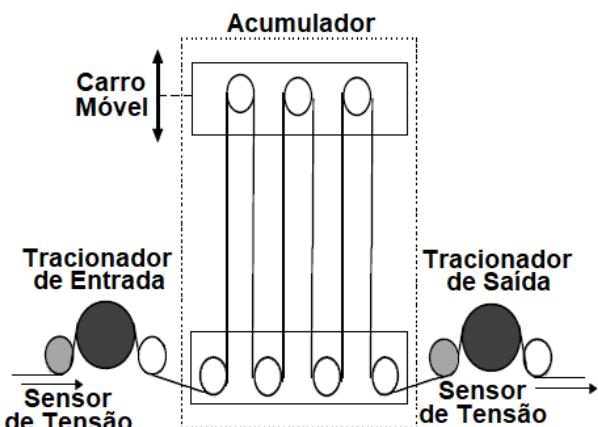
Explicando melhor, em acumuladores de entrada o objetivo é iniciar a acumular material quando a quantidade no desbobinador estiver no final, e quando terminar, o sistema antes do acumulador será parado para a troca da bobina, enquanto a linha continuaria produzindo na mesma velocidade, ou em velocidade menor dependendo do tempo de troca, consumindo o material estocado. Em contra-partida, em acumuladores de saída, o objetivo é manter-se a maior parte do tempo sem material acumulado, de forma que quando a bobina no bobinador chegar ao seu diâmetro nominal, o sistema após o acumulador será parado para a troca, enquanto o

acumulador inicia o acúmulo do material já processado. O tempo de troca de material deve ser o menor possível de forma a evitar interrupções de processo (KUHM; KNITTEL; BUENO, 2012).

Em geral, os acumuladores são constituídos de um eixo de acúmulo e um eixo de alimentação, que tipicamente recebe um sensor para medição da tensão sobre o material acumulado. O eixo de acúmulo é constituído de um carro com vários rolos livres que se move ao longo deste eixo e assim alterando a quantidade e tensão do material. Os acumuladores podem ter seu eixo de acúmulo tanto na horizontal quanto na vertical, de acordo com o espaço físico do local de instalação e tipo de processo (SIEMENS AG, 2016).

Em resumo, o acumulador tem por função criar um desacoplamento entre o desbobinamento/bobinamento e a seção de processamento. Entretanto, a dinâmica do acumulador acaba se tornando um ponto importante dentro do controle de tensionamento do material, podendo prejudicar a qualidade do produto, ou mesmo causar sua perda e assim perdendo a principal vantagem de manter a linha em movimento. Isto se deve aos distúrbios de tensão verificados antes e depois do acumulador quando o carro se movimenta (PAGILLA et al., 2001). Sendo assim, torna-se imprescindível o desenvolvimento de uma forma de controle eficiente para a manutenção de uma tensão estável no material de forma a não prejudicar a linha como um todo.

Figura 7 – Esquema de um acumulador industrial.



Fonte – Elaborado pelo autor.

Considerando que um acumulador é formado por uma sequência de seções de material sendo tracionado entre dois rolos consecutivos, pode-se descrever o comportamento de uma seção e expandir para as demais seções. Neste caso, a Lei de *Hooke*, que descreve a tração sobre a manta em função da elasticidade e o alongamento sofrido na seção, tens-se (KOÇ et al., 2002):

$$T_k = ES\epsilon_k = ES \frac{L_k - L_o}{L_o} \quad (1)$$

Onde,  $T_k$  é a tensão sobre o material na seção entre os rolos  $k$  e  $k + 1$ ,  $E$  é o módulo de *Young* do material,  $S$  é a seção transversal do material,  $\epsilon_k$  é o alongamento gerado no material,

$L_k$  é o comprimento de manta entre os rolos sobre ação de tracionamento e  $L_o$  é o comprimento nominal entre os rolos, ou seja, sem ação do tracionamento. Importante ressaltar que a Lei de *Hooke* para materiais viscoelásticos é mais complexa e o modelo de *Voigt* descreve a tensão em uma seção entre dois rolos consecutivos (KOÇ et al., 1999):

$$T_k = ES\epsilon_k + vS \frac{d\epsilon_k}{dt} \quad (2)$$

Igualmente a relação 1,  $T_k$  é a tensão sobre o material na seção, mas agora é adicionado o termo  $v$  que é a viscosidade cinemática dependente do termo diferencial de  $\epsilon_k$ . Considerando, então, apenas a relação 1, pode-se descrever o comportamento da deformação na manta elástica através da seguinte equação (KUHM; KNITTEL, 2011):

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{L_k}{1 + \epsilon_k^e} \right) = -\frac{V_{k+1}}{1 + \epsilon_k^e} + \frac{V_k}{1 + \epsilon_{k-1}^e} \quad (3)$$

Onde  $V_k$  é a velocidade do rolo  $k$ ,  $V_{k+1}$  é a velocidade do rolo  $k+1$ ,  $\epsilon_k^e$  é a deformação gerada no material na seção entre os rolos  $k$  e  $k+1$  e  $\epsilon_{k-1}^e$  é a deformação gerada no material na seção entre os rolos  $k-1$  e  $k$ . Levando em conta também a deformação gerada pela ação da gravidade sobre o material, tens-se:

$$W_{L_k} = \rho g S L_k = ES\epsilon_k^w \quad (4)$$

Onde  $W_{L_k}$  é a tensão causada pela ação da gravidade,  $\rho$  representa a densidade ou gramatura da manta,  $g$  é a aceleração da gravidade e  $\epsilon_k^w$  é o alongamento gerado no material pela ação da gravidade. Então, a partir da relação 4, pode-se tomar que:

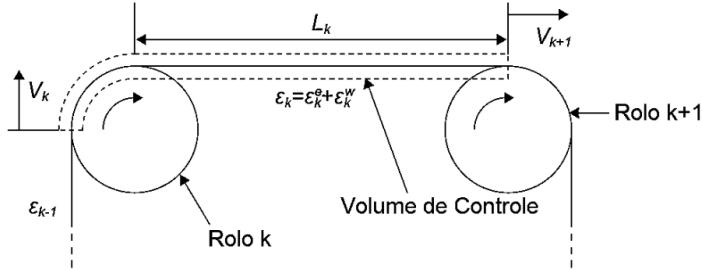
$$\epsilon_k^w = \frac{\rho g L_k}{E} \quad (5)$$

Assim, a deformação equivalente  $\epsilon_k$  na seção entre os rolos é dada pela combinação das equações 3 e 5, logo:

$$\epsilon_k = \epsilon_k^e + \epsilon_k^w \quad (6)$$

Sendo assim, na figura 8 pode-se observar a representação de todas as variáveis atuantes na seção entre os rolos  $k$  e  $k+1$ :

Figura 8 – Estresse sobre uma manta elástica em uma seção entre dois rolos consecutivos.



Fonte – Adaptado de Kuhm e Knittel (2012).

Já a velocidade observada na manta, considerando que não há escorregamento entre a manta e o rolo, é dada pelo balanço de torques no rolo  $k$ , onde a velocidade da manta é igual a velocidade periférica do rolo, sendo obtido por (KUHM; KNITTEL; BUENO, 2012):

$$\frac{d}{dt}(J_k \omega_k) = C_{mk} - C_{rk} - C_{fk} \quad (7)$$

Onde,  $\omega_k = \frac{V_k}{R_k}$  é a velocidade angular do rolo  $k$ ,  $J_k$  é o momento de inércia do rolo,  $R_k$  é o raio do rolo,  $C_{mk}$  é torque do motor para um rolo acionado,  $C_{rk} = R_k(T_k - T_{k-1})$  é o torque fornecido pela manta que envolve o rolo e  $C_{fk}$  é o torque gerado pela fricção no eixo do rolo, formado por um componente proporcional à velocidade do rolo. Assim, o uso das equações 3 e 7 aplicadas em cada seção e rolo, torna possível a criação de um modelo não linear que descreve a dinâmica da manta dentro do acumulador. Entretanto, ainda é preciso descrever a dinâmica de movimentação do carro, onde a velocidade  $V_{acc}$  do carro é uma função da diferença entre as velocidades de entrada e saída do acumulador e a quantidade de seções (KUHM; KNITTEL, 2012):

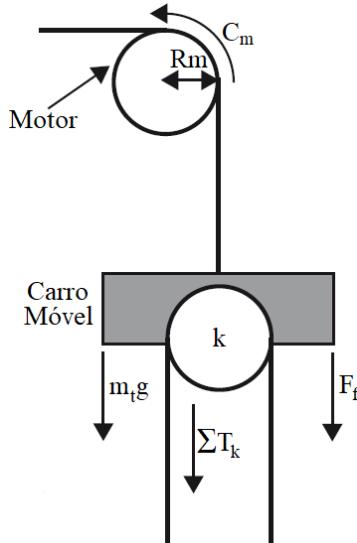
$$V_{acc} = \frac{1}{n}(V_{in} - V_{out}) \quad (8)$$

Onde,  $n$  representa a quantidade de seções para um acumulador com  $n + 1$  rolos,  $V_{in}$  é velocidade de entrada do material e  $V_{out}$  é a velocidade de saída do material. Como pode ser observado pela equação 8, conclui-se que se a velocidade de entrada for superior a de saída, o acumulador terá a velocidade de acúmulo positiva, e então o carro irá subir, operando na operação acúmulo, enquanto que o contrário, fará o carro descer e assim operar na operação desacumulo. Se as velocidades forem idênticas, o carro permanecerá parado na posição que se encontra. Outra forma de descrever a alteração de velocidade do carro é dada pela variação do comprimento da manta dentro do acumulador, assim (KOÇ et al., 1999)

$$V_{acc} = \frac{dL_k}{dt} \quad (9)$$

Se for considerado a instalação de um motor no topo do acumulador, exercendo torque para movimentar o carro móvel e a representação a seguir:

Figura 9 – Representação genérica das forças em um acumulador com motor.



Fonte – Adaptado de Kuhm e Knittel (2011).

Então,  $\Sigma T_k$  é o somatório das tensões exercidas pelo material em cada seção  $n$  no carro móvel,  $R_m$  é o raio do eixo do motor/polia motora,  $C_m$  é o torque exercido pelo motor,  $m_t$  é a massa do carro e  $F_f$  são as forças de fricção do carro. Com isso, pode-se descrever que a dinâmica do carro é dada por (KUHM; KNITTEL; BUENO, 2012):

$$J_m \ddot{\omega}_m = C_m - R_m(\Sigma T_k + F_{fv}(\dot{x}) \pm F_{fs} + m_t g) \quad (10)$$

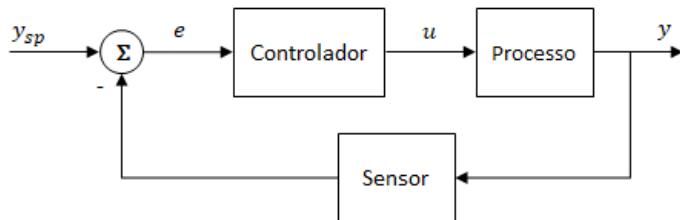
Conforme a equação 10,  $J_m$  é o momento de inércia do motor,  $\ddot{\omega}_m$  é a derivada da velocidade angular do motor, logo é a aceleração angular,  $F_{fv}(\dot{x})$  é a força de fricção dinâmica do carro,  $\dot{x}$  é a derivada da posição do carro, logo é a velocidade de deslocamento, então também sendo entendida como  $V_{acc}$ ,  $F_{fs}$  é a força de fricção estática do carro e  $m_t g$  é a força peso do carro, podendo ser entendido como o "peso morto" do sistema, por se tratar de uma massa "inútil" que deve ser considerada no balanço de torques do motor.

## 2.3 Sistemas de Controle

O que é controle? Controle pode ser definido de várias formas diferentes de acordo com o contexto, mas no caso da engenharia é tratado como o uso de algoritmos que recebem a realimentação de uma variável de interesse de um sistema qualquer, que irá comparar este valor recebido com o comportamento desejado, calculando uma ação imposta a um atuador com base em um modelo que descreve a resposta do sistema para uma dada entrada, assim

corrigindo o comportamento do mesmo e atingindo-se o objetivo. Este modelo de uma entrada, um controlador, um atuador e um sensor que realimenta o controlador é o conceito básico de um sistema de controle em malha fechada, conforme visto na figura 10 (ÅSTRÖM; MURRAY, 2008).

Figura 10 – Diagrama de blocos de um sistema com realimentação simples.



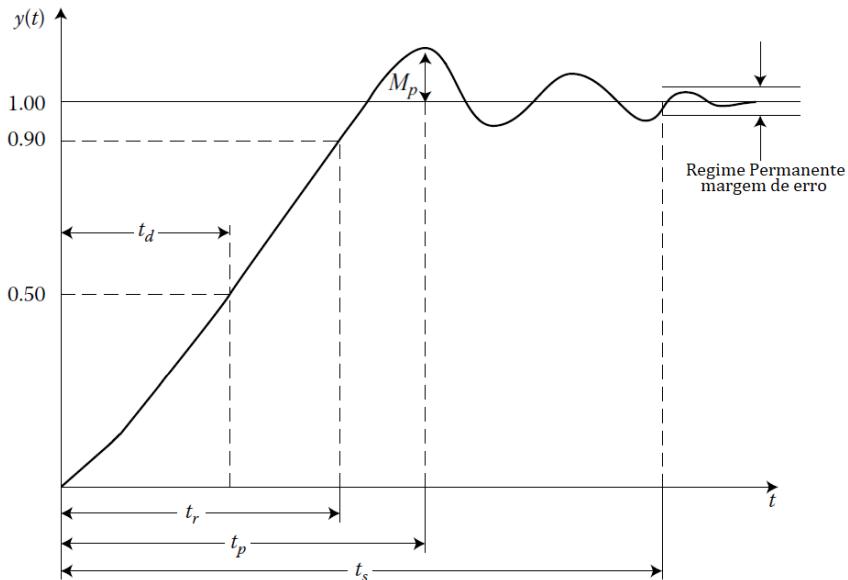
Fonte – Adaptado de Nise (2012).

### 2.3.1 Resposta ao Degrau de um Sistema

Conhecendo o conceito básico de um sistema de controle, resta entender como se chega ao algoritmo que irá calcular e corrigir os erros na resposta do sistema. Como dito, o cálculo se baseia em um modelo que descreve o comportamento do sistema que pode ser obtido teoricamente através das equações matemáticas que modelam o sistema, mas para isso é necessário conhecer por inteiro a planta a ser controlada. É bastante comum que não se tenha as equações que modelam o sistema e nem se conheça toda a planta, obrigando a ser obtida a lei que descreve o sistema utilizando-se de métodos empíricos, que em geral se baseiam na resposta transiente do sistema a excitação de um pulso, degrau, rampa ou qualquer outro sinal de entrada conhecido (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995). Estes métodos empíricos são suficientes para sintonizar controladores como o PID, que será abordado no próximo tópico, mas para sistemas mais complexos a modelagem matemática e o íntimo conhecimento da planta se tornam indispensáveis.

O comportamento do sistema é dividido entre a resposta transitória e a resposta estacionária. A resposta transitória é entendida como o comportamento do sistema desde o momento zero até a estabilização do mesmo, enquanto a resposta estacionária é o comportamento do sistema quando tendemos o tempo ao infinito. Assim, com a aplicação de um degrau na entrada do sistema, que é uma das formas mais comuns de se levantar os dados do sistema, visto que é um sinal de excitação brusco e fácil de se gerar, e assim calcular a resposta do sistema para quaisquer sinais de entrada. Normalmente, antes de atingir o regime permanente (resposta estacionária), o sistema em geral apresenta oscilações amortecidas, que representam os principais parâmetros observados na resposta ao degrau de um sistema de segunda ordem ou maior, como é visto no gráfico 11:

Figura 11 – Parâmetros da resposta ao degrau de um sistema de segunda ordem ou superior.

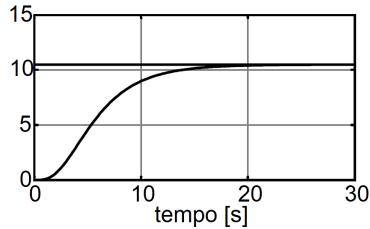


Fonte – Adaptado de Levine (2011).

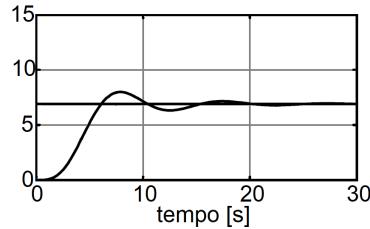
Os parâmetros observados tratam-se de:  $t_d$  (*delay time*) que representa o tempo necessário para que a resposta atinja metade de seu valor de regime pela primeira vez,  $t_r$  (*rise time*) que representa o tempo para a resposta atingir o valor de regime,  $t_p$  (*peak time*) que representa o tempo até o pico máximo da resposta,  $M_p$  (*maximum overshoot*) que representa o percentual acima do valor de regime que o maior pico da resposta atinge,  $t_s$  (*settling time*) que representa o tempo necessário para que a resposta atinja uma oscilação dentro de uma faixa (de 2 a 5%) em torno do valor de regime (OGATA, 2011). Não é apresentado no gráfico 11, mas atingido o regime, a diferença entre o valor da resposta em relação ao desejado é entendido como o erro em regime estacionário  $e_{ss}$  (*steady state error*).

Dependendo da ordem e dos parâmetros da planta e da amplitude do degrau de entrada, a resposta pode apresentar várias dinâmicas diferentes, sendo que na figura 12 é possível ver alguns tipos de respostas ao degrau observados comumente:

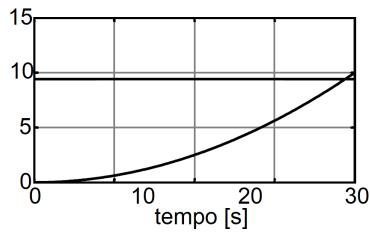
Figura 12 – Tipos de respostas ao degrau.



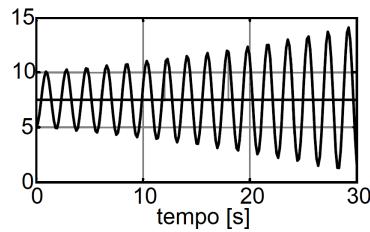
(a) Suave ou superamortecida.



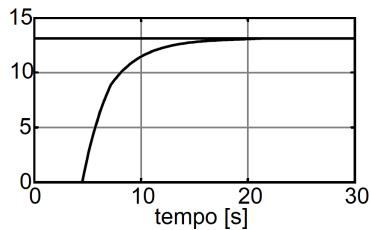
(b) Oscilatória ou subamortecida.



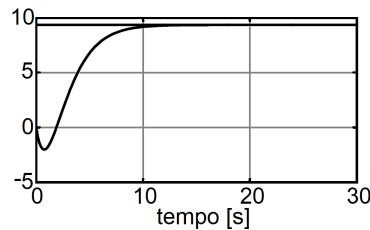
(c) Instável.



(d) Instável e oscilatória.



(e) Atrasada.



(f) Fase não-mínima.

Fonte – Adaptado de Paz (2001).

Para cada uma destas respostas, os polos e zeros do sistema se encontram em posições diferentes do plano complexo, e assim acabam resultando nestas diferenças. A exemplo disso, sistemas superamortecidos de segunda ordem, como o representado na figura 12a, possuem dois polos reais e negativos que geram uma resposta ao degrau muito parecida com a resposta de um sistema de primeira ordem. Em contrapartida, sistemas com resposta oscilatória e estável, como o representado na figura 12b, possuem dois polos complexos, onde a posição deles no plano  $s$  complexo produz duas formas de resposta diferentes: subamortecido e não amortecido (NISE, 2012).

O primeiro citado, apresenta dois polos complexos conjugados com parte real negativa e produz uma resposta como a da figura 12b, com um pequeno sobressinal, seguido de uma oscilação amortecida. Entretanto, se a parte real destes polos fosse nula, ou seja, fosse um par de polos imaginário puro, a oscilação nunca iria ser amortecida e assim o sistema permaneceria oscilando indefinidamente, mas estável.

Ambas as respostas das figuras 12c e 12d, representam sistemas instáveis, ou seja, com polos no semi-plano direito do plano  $s$ . Para a figura 12c, esta resposta é em decorrência de polos

reais e positivos, enquanto a resposta da figura 12d, ocorre quando o sistema tem um par de polos complexos conjugados e positivos, oscilando indefinidamente de forma instável. A resposta da figura 12f, por sua vez, apresenta um zero no semi-plano direito, causando com que ao receber o degrau de entrada, o sistema primeiro responda no sentido oposto ao do sinal de entrada e depois siga no sentido correto, onde este fenômeno é conhecido como *undershoot*, ou fase não-mínima (NISE, 2012).

### 2.3.2 Controlador PID

Controlador proporcional-integral-derivativo, ou simplesmente controlador PID, é uma técnica de controle de processos que une as ações derivativa, integral e proporcional fazendo com que o sinal de erro seja minimizado pela ação proporcional, zerado pela ação integral e obtido com uma velocidade antecipativa pela ação derivativa. Este tipo de controlador é um dos controladores mais utilizados em aplicações de automação industrial, sendo encontrado no interior de controladores eletrônicos, em microprocessadores dedicados ou em software de controladores programáveis e outros equipamentos de controle (LEVINE, 2011).

Uma forma de entender o controle PID é analisar a analogia com um carro que viaja a uma velocidade constante por um percurso qualquer (COOPER, 2015). Se o carro estiver parado e ao sair deseja-se atingir uma velocidade de 100 km/h, deve-se pressionar o pedal do acelerador de forma que a velocidade do veículo aumente até a velocidade objetivo. A medida que o veículo aproxima-se dela, alivia-se o acelerador proporcionalmente para evitar que o veículo vá além dos 100 km/h. Neste caso, supõem-se que o carro estabilizou em 95 km/h ao fim do alívio do pedal, assim entende-se como o controle proporcional, sendo representado pela equação abaixo:

$$u(t) = Ke(t) + u_b \quad (11)$$

Onde,  $u(t)$  é a saída do controlador,  $K$  é o ganho proporcional do controlador,  $e(t)$  é o erro, entendido como a diferença entre o valor da saída desejada (*Setpoint*) subtraído pelo valor realimentado da saída real do sistema (*Process Variable*) e  $u_b$  é dado como uma constante de *Offset*, que ajusta o valor da saída do controlador para quando o sinal de erro for zero (LEVINE, 2011), neste caso:

$$u(t) = u_b \quad (12)$$

No exemplo do carro, a ausência de  $u_b$  se entenderia como se liberasse completamente o acelerador, uma vez que a velocidade desejada fosse alcançada. O que não faria sentido, sabendo que isto acarretaria na redução da velocidade.

Se não for observado o velocímetro, o carro seria conduzido abaixo da velocidade desejada, apresentando erro em regime. Assim, pode-se usar esta realimentação para corrigir o

erro (que no caso é de  $-5 \text{ km/h}$ ) e acelerar lentamente, aumentando a velocidade e diminuindo o erro até atingir a velocidade desejada. Trata-se da ação integral, que se adicionada a ação proporcional tens-se:

$$u(t) = K e(t) + u_b + \frac{K}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (13)$$

Onde,  $T_i$  é o tempo integral e sabe-se que a ação integral tende a apresentar um valor residual que se adiciona ou subtraí  $u_b$ , formando a saída do controlador (COOPER, 2015).

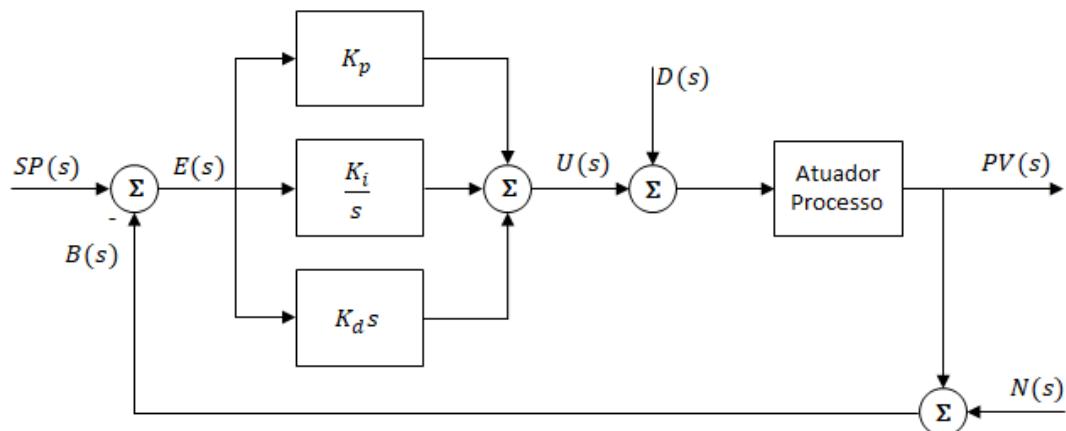
Com a velocidade real igual a velocidade desejada e mantida através da realimentação do velocímetro, ao ocorrer uma mudança repentina na inclinação da estrada, como uma colina íngreme, é necessário compensar a redução de velocidade devido a subida, acelerando mais. Se após a colina haver outra reta, é necessário desacelerar para evitar que a velocidade ultrapasse os  $100 \text{ km/h}$ . A quantidade de correção e o tempo para estabilizar o erro em zero, pode ser comparado a ação derivativa.

Neste caso, pode-se genericamente definir o sinal de controle gerado pelo controlador PID como:

$$u(t) = K e(t) + \frac{K}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (14)$$

Onde,  $T_d$  é o tempo derivativo. Assim, percebe-se que a saída do controlador PID se dá pela ação combinada dos três parâmetros: o ganho proporcional  $K$ , o tempo integral  $T_i$  e o tempo derivativo  $T_d$ . Tornando possível o ajuste, ou sintonia, para se controlar a resposta de quase todas as plantas, conforme as especificações requeridas para uma dada entrada. Podendo ser representado em diagrama de blocos como na figura 13:

Figura 13 – Representação em diagrama de blocos de um controlador PID com distúrbios.



Fonte – Adaptado de Ogata (2011).

Nesta representação, entenda-se que  $SP(s)$  é o valor de referência (*Setpoint*),  $PV(s)$  é a

variável do processo (*Process Variable*),  $D(s)$  e  $N(s)$  são distúrbios de saída do controle e de medição, respectivamente, inerentes a qualquer processo real e  $B(s)$  é o valor realimentado da saída considerando a ação dos distúrbios de medição. Aqui, os parâmetros são representados como  $K_p = K$  que é o ganho proporcional,  $K_i = K/T_i$  que é o ganho integral e  $K_d = KT_d$  que é o ganho derivativo do controlador. A contribuição de cada um dos parâmetros na resposta dinâmica do sistema é apresentada no quadro 1.

Quadro 1 – Contribuição dos parâmetros do PID na resposta do sistema.

Parâmetros	Tempo de Subida ( $t_r$ )	Sobressinal ( $M_p$ )	Tempo de Acomodação ( $t_s$ )	Erro em Regime ( $e_{ss}$ )
Aumentando $K_p$	Diminui	Aumenta	Aumenta Pouco	Diminui
Aumentando $K_i$	Diminui Pouco	Aumenta	Aumenta	Elimina
Aumentando $K_d$	Diminui Pouco	Diminui	Diminui	Pouco Altera

Fonte – Adaptado de Ang, Chong e Li (2005).

Existem algumas variações do controlador PID que são utilizadas de acordo com as características da planta e atuadores controlados. Da mesma forma como o comportamento da planta influí diretamente na metodologia empregada para implementar o controlador, o sinal de referência também pesa ao sistema. A exemplo disto, o PID teórico utiliza um derivador puro, sendo assim, tenderá a amplificar mais agressivamente os sinais de entrada com frequência alta ou em degrau que serão transportadas para a saída do controlador como um impulso. Então, mesmo com amplitudes muito pequenas, o derivador irá causar saturação indesejada no atuador, ou mesmo a instabilização.

Para resolver este problema, em controladores reais não se utiliza um derivador puro, mas sim um filtrado por um sistema de primeira ordem que atenua os ruídos de alta frequência, melhorando a ação derivativa do controlador, assim empregando o seguinte termo derivativo (OGATA, 2011):

$$u(t) = \frac{T_d s}{1 + \gamma T_d s} \quad (15)$$

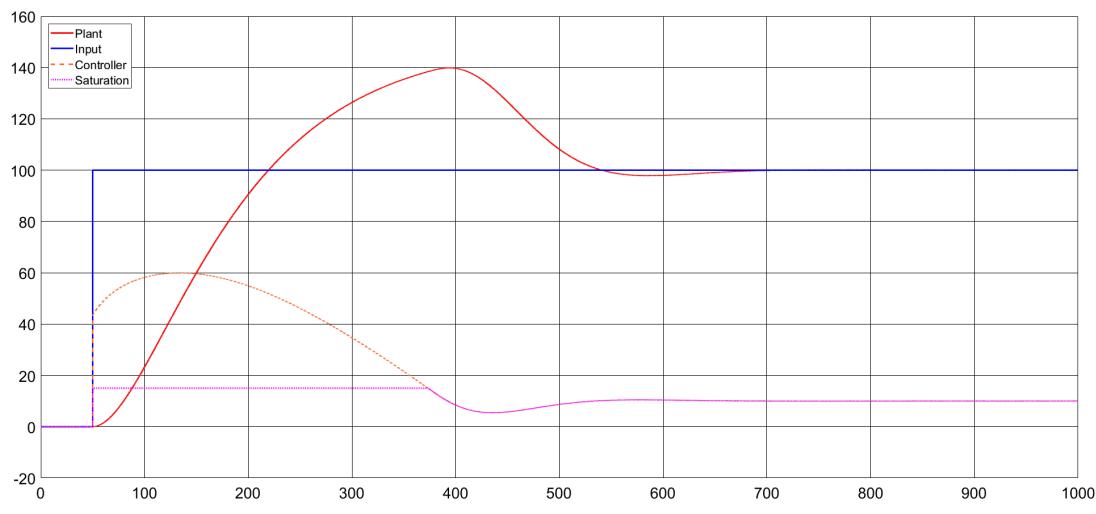
Onde o fator  $\gamma$  é um valor em torno de 0,1, que quando a entrada do sistema for um degrau ou possuir componentes de alta frequência, a saída de controle agirá como uma função pulso estreita, conhecida como *salto do valor de referência*, que também pode ser evitada com outras modificações na estrutura do controlador PID.

Conforme dito, a dinâmica da planta controlada e o valor de referência são fatores importantes para o controle, assim como a possibilidade do atuador controlado sofrer saturação indesejada. O fenômeno da saturação é um efeito não-linear associado a qualquer atuador real,

podendo ser entendido como quando lhe é solicitado além da sua capacidade. Por exemplo, uma válvula proporcional que controla o fluxo de um determinado fluído em uma planta qualquer, que sofre uma ação de controle que solicita um valor de vazão que mesmo com a válvula totalmente aberta (saturada) é incapaz de fornecer. A mesma analogia pode ser obtida quando se deseja acelerar um motor além da sua velocidade máxima ou solicitar para um braço robótico erguer uma massa que gera um torque superior a capacidade do servomotor. Em todos estes casos, perde-se o controle da planta e esta passa a operar em malha aberta.

Então, da mesma forma como existem problemas na ação derivativa, para a ação integral a saturação torna-se sua inimiga. Quando um atuador satura, o controle da planta só é retomado quando o atuador receber uma solicitação que seja capaz de fornecer, porém, durante a saturação a ação integral fica integrando o erro associado da planta e com isso acumulando-o no sinal de controle. Quando a planta volta a atingir o patamar desejado, é necessário desacumular todo o erro até dessaturar o atuador e enfim retomar o controle (OGATA, 2011).

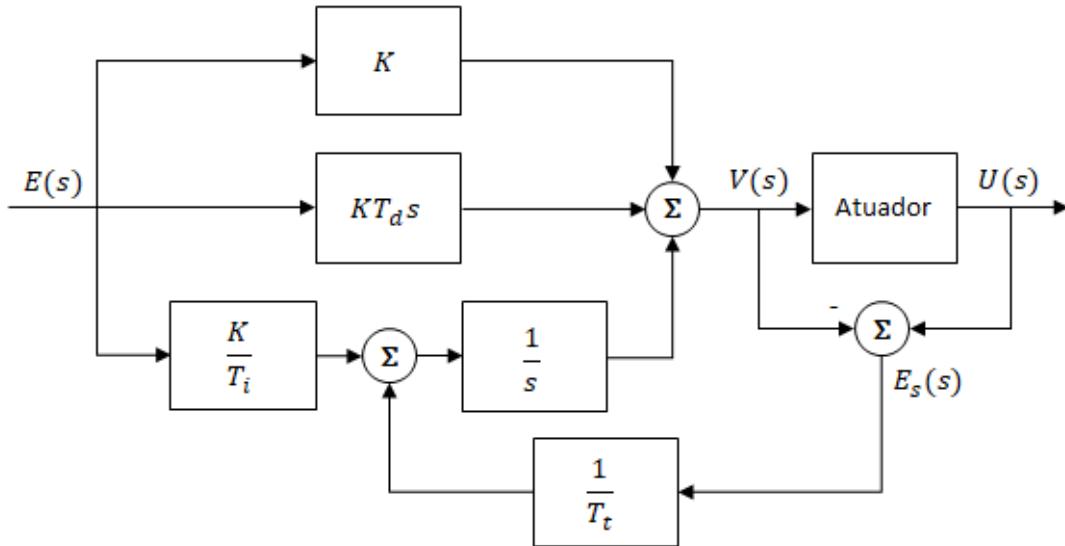
Figura 14 – Resposta ao degrau de um sistema com saturação do atuador.



Fonte – Elaborado pelo autor.

Como pode ser observado na figura 14, a curva laranja tracejada, que representa o controle, insere um sinal que o atuador não é capaz de responder e acaba saturando, representado pela curva roxa pontilhada, o que causa um efeito indesejado na resposta da planta, inclusive tendo um sobressinal grande, representado pela curva vermelha que tenta buscar a referência representada pela curva azul.

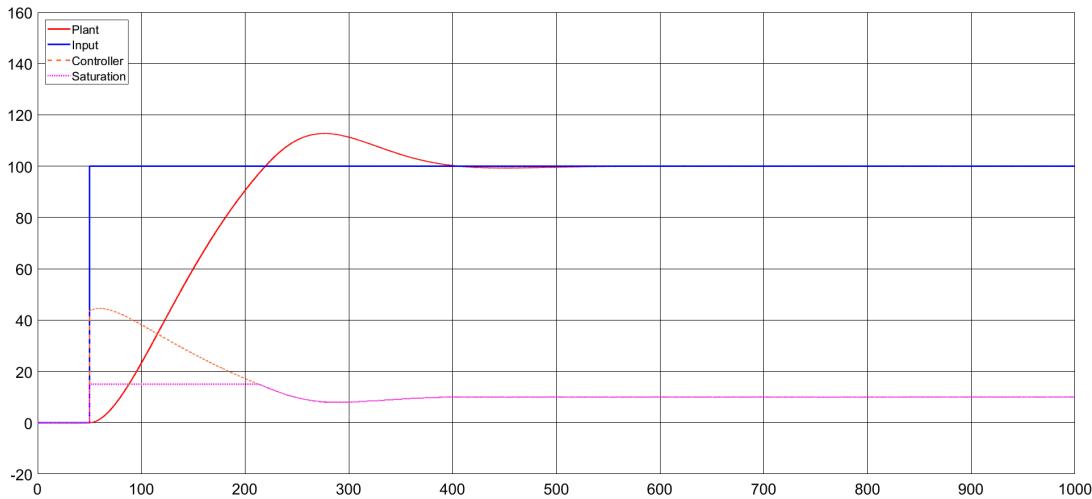
Uma forma de minimizar este problema é com a implementação do *anti-windup*, que é uma topologia de PID que realimenta a ação integral do controlador com o excesso do sinal de controle que satura o atuador de forma a impedir um acúmulo de erro muito grande.

Figura 15 – Representação em diagrama de blocos de um controlador PID com *anti-windup*.

Fonte – Adaptado de Yu (2006).

Como se observa no diagrama de blocos apresentado na figura 15, o sinal  $V(s)$  representa o sinal de controle gerado pelo controlador PID e  $U(s)$  é o sinal real transmitido do atuador para o sistema a ser controlado. Enquanto o atuador não está saturado as amplitudes de  $V(s)$  e  $U(s)$  são iguais, então o erro  $E_s(s)$  será igual a zero e assim não influenciando no integrador do controlador. Contudo, quando ocorre a saturação do controlador, o sinal de saída do atuador terá uma amplitude inferior ao sinal de controle e, neste caso,  $E_s(s)$  assumirá um valor negativo igual a subtração dos sinais de entrada e saída do atuador. Este erro será multiplicado pelo inverso do tempo  $T_t$  e será subtraído do ganho integral. Desta forma, evita-se que se acumule muito erro no integrador e assim tornando mais rápida a retomada de controle do sistema. Este efeito pode ser visualizado na figura 16 e se comparado com a figura 14, é visível a diferença de tempo para dessaturar o atuador e como o sinal de controle é limitado não crescendo demais:

Figura 16 – Resposta ao degrau de um sistema com saturação e ação anti-windup.

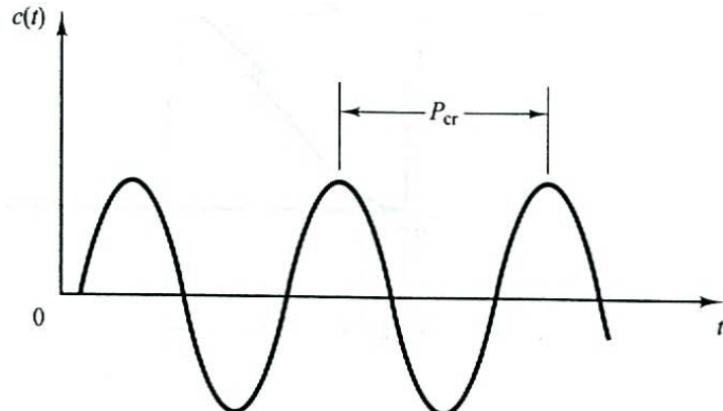


Fonte – Elaborado pelo autor.

### 2.3.3 Métodos de Sintonia em Malha Fechada

Existem diversos métodos de sintonia de controladores para se encontrar os parâmetros do controlador PID, sendo dois dos métodos mais conhecidos e difundidos no mundo foram apresentados em 1942 por Ziegler e Nichols (Yu, 2006), sendo ainda muito usados em suas formas originais ou com algumas reformulações. O primeiro método é conhecido como Resposta ao Degrau, sendo aplicado em sistemas com malha aberta e utiliza dois parâmetros medidos na resposta para se calcular o controlador PID, enquanto o segundo método, conhecido como Resposta em Frequência, também utiliza dois parâmetros medidos, mas isto ocorre com a malha fechada. Neste projeto será abordado apenas o método da Resposta à Frequência.

Segundo Ziegler e Nichols (OGATA, 2011), neste método os parâmetros do controlador são alterados para  $T_i = \infty$  e  $T_d = 0$  e, usando apenas o controle proporcional, o ganho  $K$  é aumentado lentamente de 0 até atingir o *ganho crítico* da planta, ou  $K_u$ , onde a resposta da planta passa a ter uma oscilação sustentada, ou seja, alcança-se o ponto de estabilidade marginal. A partir das respostas, é medido o período de oscilação, conhecido como *período crítico*, ou  $P_u$ , fazendo assim com que os parâmetros da planta sejam tomados experimentalmente, conforme a figura 17. Importante ressaltar que, se para qualquer valor de  $K$  a resposta não apresentar oscilação, significa que a planta não possui um  $K_u$ , tornando este método não aplicável.

Figura 17 – Representação da oscilação sustentada com o período  $P_u$  medido em segundos.

Fonte – Adaptado de Ogata (2011).

Por fim, Ziegler e Nichols (OGATA, 2011) sugerem que se use as equações disponíveis no quadro 2 para se calcular os parâmetros  $K$ ,  $T_i$  e  $T_d$  com base no *ganho crítico* e *período crítico* obtidos pelo método:

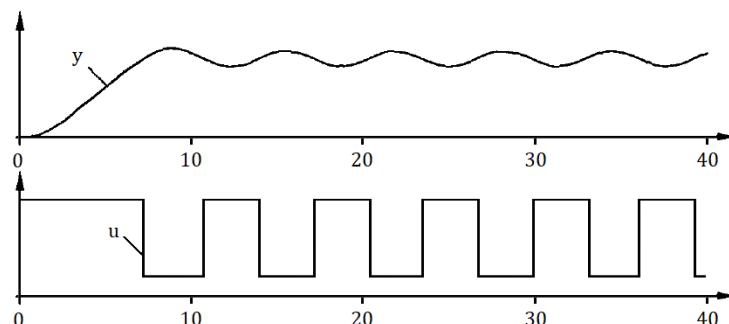
Quadro 2 – Parâmetros de Sintonia em Malha Fechada de Ziegler e Nichols.

Controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0,5 \times K_u$	$\infty$	0
PI	$0,45 \times K_u$	$\frac{K_u}{1,2}$	0
PID	$0,6 \times K_u$	$0,5 \times P_u$	$0,125 \times P_u$

Fonte – Adaptado de Ogata (2011).

Forçar a operação do sistema no ponto de estabilidade marginal torna este método perigoso de ser implementado na prática, inclusive automatizado para rotinas de auto-sintonia de controladores, pois operar na margem da estabilidade pode levar o sistema facilmente à instabilidade, causando acidentes e danos físicos ou materiais. Assim, para resolver este problema, é utilizada uma alternativa a este método, forçando uma oscilação com um controlador relé.

Figura 18 – Representação da oscilação sustentada gerada por um controlador relé.



Fonte – Adaptado de Åström e Häggglund (1995).

Conforme observado na figura 18, percebe-se que o sinal de controle trata-se de uma onda quadrada enquanto o sinal de saída aproxima-se de uma senoide, tendo uma defasagem de 180 deg entre eles. Se considerar que o sinal quadrado do relé pode ser entendido por uma expansão em série de Fourier, pode-se entender que a planta opera como filtro para as harmônicas de alta frequência, praticamente suficiente para considerar os efeitos apenas da fundamental. Considerando  $d$  como sendo o ganho do relé e  $a$  sendo a amplitude do sinal de saída, pode-se descrever que o ganho observado é (Yu, 2006):

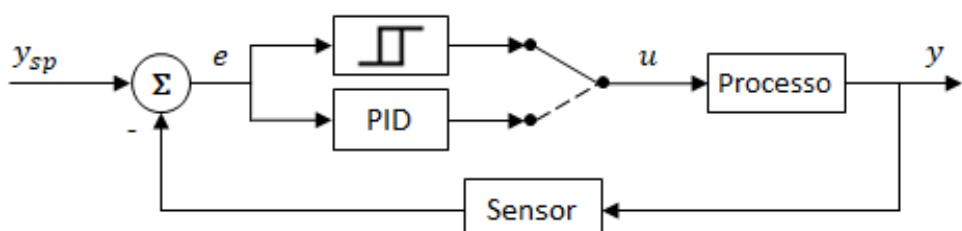
$$K_u = \frac{4d}{\pi a} \quad (16)$$

Contudo, apesar da eficiência e facilidade envolvidas no uso do relé, existe um método similar onde é utilizado um relé com histerese que torna-se menos suscetível a ruídos, estes que no relé puro, poderiam fazê-lo comutar aleatoriamente. Neste caso, a equação 17 representa o ganho crítico usando um relé com histerese:

$$K_u = \frac{4d}{\pi a} \left( \sqrt{1 - \left( \frac{\varepsilon}{a} \right)^2} - i \frac{\varepsilon}{a} \right) \quad (17)$$

Aqui, com a relação entre  $d$ , o ganho do relé, e  $\varepsilon$ , histerese do relé, é possível obter diversas oscilações com amplitudes e frequências diferentes apenas variando-os e assim usando as equações presentes no quadro 2 para se obter os parâmetros do controlador. O que torna fácil a implementação de sistemas de sintonia automática que possuem arquitetura típica como a apresentada na figura 19.

Figura 19 – Representação em diagrama de blocos de um sistema com auto-sintonia.



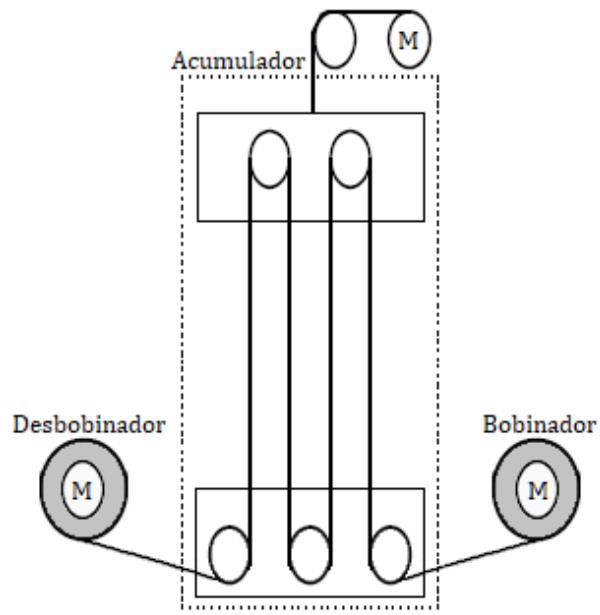
Fonte – Adaptado de Åström e Hägglund (1995).

### 3 METODOLOGIA

Dado todo o embasamento levantado até aqui, inicia-se a etapa da descrição do projeto, manufatura e controle da planta proposta ainda na introdução desta monografia. Este capítulo ficará dividido de forma a apresentar o modelo de cada das partes constituintes do acumulador, apresentando seu projeto e dimensionamento e todas as premissas estipuladas para montagem da planta e controle e os indicadores utilizados para atestar o funcionamento e o cumprimento dos objetivos propostos.

O modelo proposto de planta contará com a montagem de um pequeno acumulador vertical de 5 rolos, com controle motorizado de deslocamento do carro móvel. Serão construídos ainda mais dois sistemas bobinadores responsáveis por desbobinar material para o acumulador e bobinar o material na saída dele, conforme pode ser visto na figura 20:

Figura 20 – Esboço idealizado da planta proposta.



Fonte – Elaborado pelo autor.

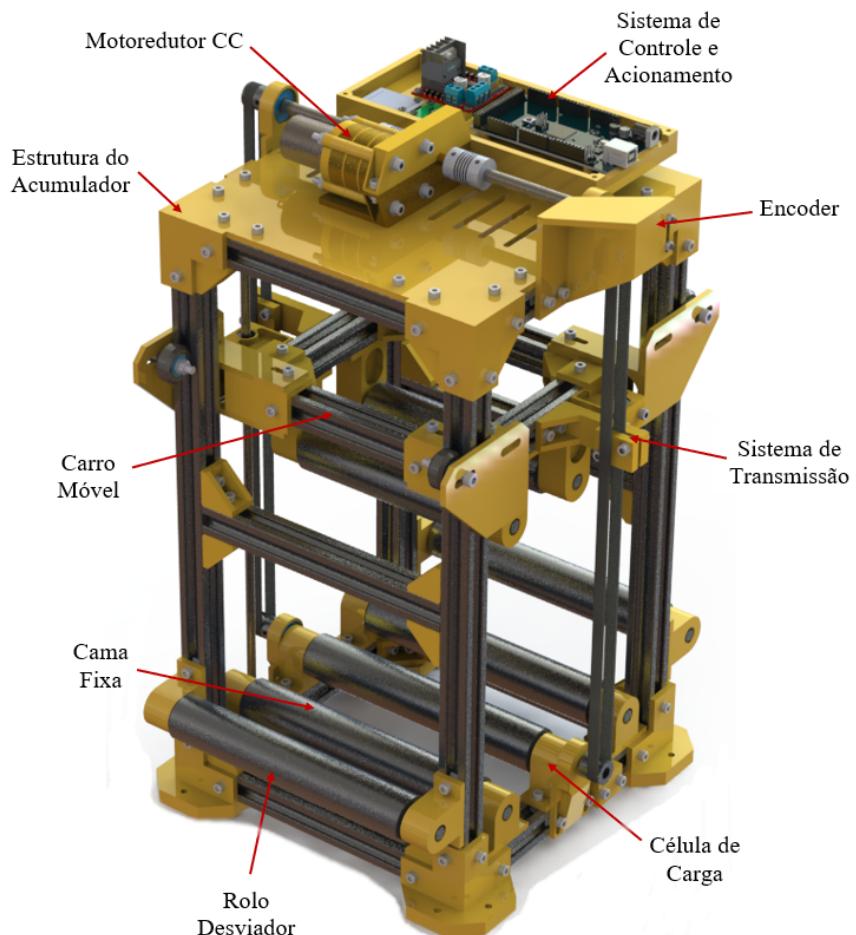
#### 3.1 Protótipo e Modelagem do Sistema

A partir desta seção será iniciado a apresentação dos modelos e dimensionamento das partes, iniciando-se pelo projeto do acumulador, seguido pelo dimensionamento e modelo típico que descreve um motor de tensão contínua e por fim o projeto e dimensionamento do desbobinador e bobinador. Para fins de simplicidade, os dois últimos serão mencionados sempre como bobinadores.

### 3.1.1 Acumulador Vertical

Conforme indicado anteriormente, será exposto o projeto e dimensionamento do acumulador. Este terá como dimensões totais de  $200\text{ mm} \times 200\text{ mm} \times 400\text{ mm}$ , sendo composto por perfis de alumínio extrudados de  $20\text{ mm} \times 20\text{ mm}$ , peças de junção modeladas e impressas em impressora 3D, um motor de tensão contínua com redutor, correias sincronizadoras, guias com rolamentos lineares, sistema de nivelamento com roldanas, mancais com rolamentos, eixos de transmissão e rolos de alumínio usinados. Na figura 21, é apresentado o modelo 3D final do projeto desenvolvido no *software SolidWorks*®:

Figura 21 – Projeto mecânico do acumulador vertical com todas as partes.



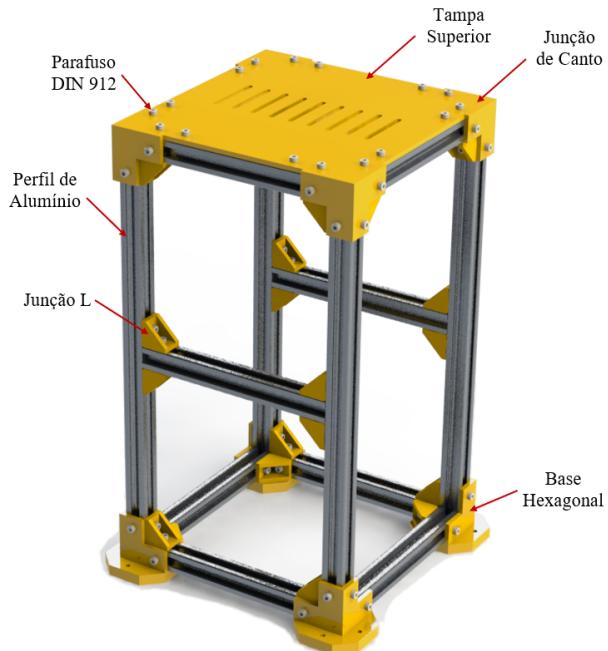
Fonte – Elaborado pelo autor.

Nas próximas seções serão explicadas as principais partes que compõem o acumulador, detalhando todos os pontos relevantes de seus projetos. Importante ressaltar que os cálculos de resistência mecânica e atritos da estrutura não serão abordados neste trabalho por não se tratar do foco do mesmo.

### 3.1.1.1 Estrutura

É o corpo principal do acumulador que fornece toda a rigidez necessária para que o sistema apresente a menor quantidade de vibrações e distorções, de forma a reduzir os distúrbios externos que irão desestabilizar o sistema e resistir as forças de tração do sistema de movimentação.

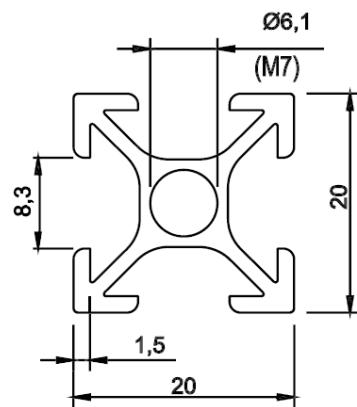
Figura 22 – Estrutura do acumulador vertical.



Fonte – Elaborado pelo autor.

A estrutura do acumulador é formada por um conjunto de perfis de alumínio extrudado padronizado *P20101* da Alu-Cek, unidas através de diversas junções plásticas impressas fixadas com parafusos *Allen DIN 912 M4x10* e porcas martelo. Por fim, é instalada uma tampa superior para futura instalação do motoredutor e sistema de movimentação do carro móvel.

Figura 23 – Perfil de alumínio extrudado padronizado.

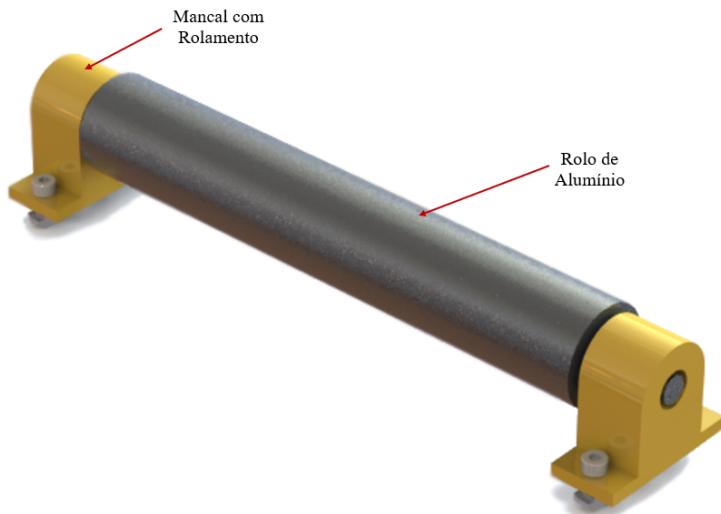


Fonte – Adaptado de Alu-Cek (2018)

### 3.1.1.2 Rolo Desviador

Os rolos deviadores são de alumínio com o diâmetro de 30 mm com as pontas de eixo usinadas para encaixe em rolamentos rígidos de esfera *SKF 608* com diâmetro interno de 8 mm, diâmetro externo de 22 mm, largura de 7 mm e momento de atrito  $C_{fk} = 0,0016 \text{ Nm}$ , conforme dados de catálogo (SKF, 2019). Sobre a estrutura são montados 3 conjuntos de rolos na parte interna, formando a cama fixa de rolos, e dois conjuntos montados na parte externa do acumulador para guiar a entrada e saída do material. Com o uso do *software SolidWorks*®, obteve-se o momento de inércia de cada rolo, sendo  $J_k = 397,99 \text{ g.cm}^2$ , para fins de dimensionamento será adotado  $J_k = 398 \text{ g.cm}^2$ .

Figura 24 – Mancais e rolo desviador.

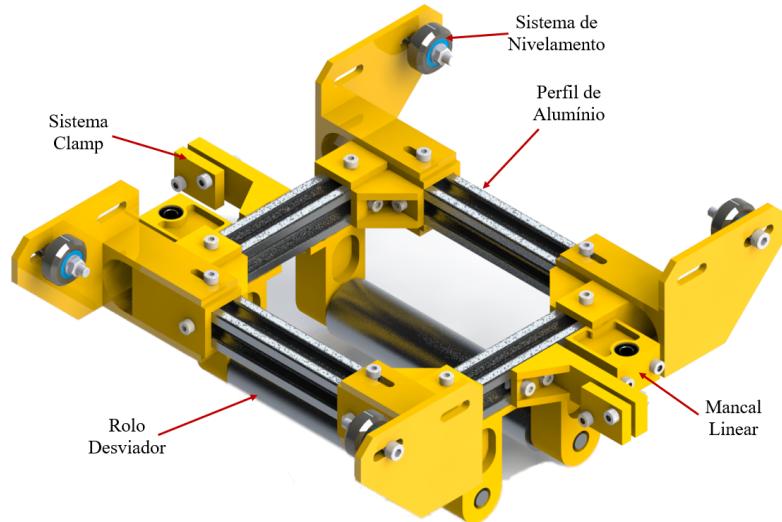


Fonte – Elaborado pelo autor.

### 3.1.1.3 Carro Móvel

A parte mecânica mais importante do acumulador é também formada por perfis de alumínio, junções impressas, contando com rolamentos lineares mancalizados, por onde corre as guias de aço retificado de 8 mm e guias laterais com roldanas para evitar desalinhamentos do carro durante a movimentação. Uma peça nomeada de *clamp* também é instalada lateralmente no carro com o objetivo de fixá-la à correia sincronizadora movida pelo motoredutor que transmite o movimento de elevação ao sistema. No carro são montados dois conjuntos de rolos desviadores que operam em conjunto com os três montados na parte interna estrutura, podendo ser visto na figura 25. Com o *software SolidWorks*®, foi possível ter uma estimativa da massa do carro, que será necessária para a etapa de modelagem do sistema e definição do motoredutor, sendo esta de aproximadamente 1348,96 g, ou, para fins de dimensionamento,  $m_t = 1,35 \text{ kg}$ , logo,  $m_t g \approx 13,5 \text{ N}$ .

Figura 25 – Carro móvel.

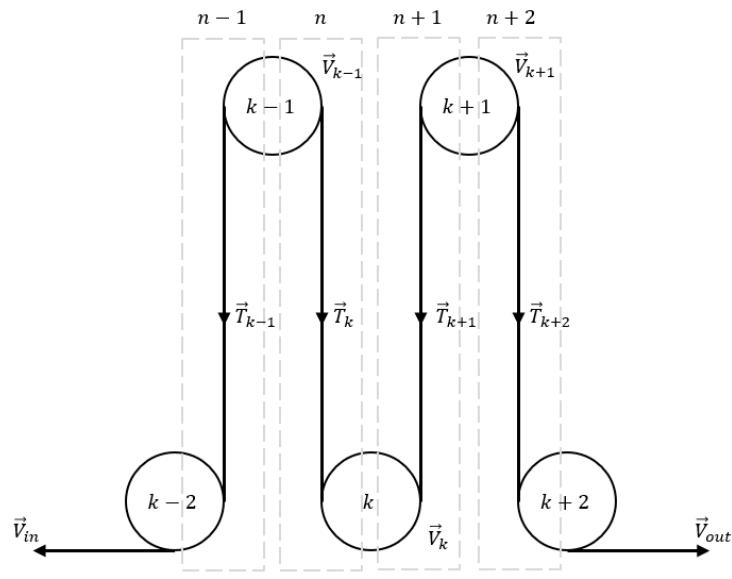


Fonte – Elaborado pelo autor.

### 3.1.1.4 Modelo do Acumulador

Conforme abordado no referencial, nesta sessão será desenvolvido o modelo que descreve a dinâmica do acumulador a partir das equações já apresentadas e determinadas premissas de projeto. Segundo a figura 26, a configuração de rolos do acumulador proposto é apresentada como um acumulador com  $n = 4$  seções e  $n + 1 = 5$  rolos:

Figura 26 – Modelo do acumulador proposto por seções.



Fonte – Elaborado pelo autor.

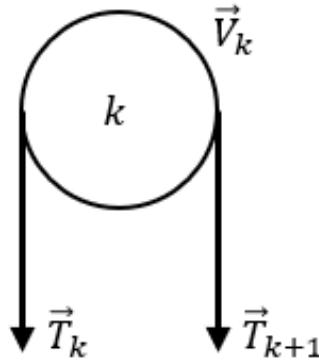
Pode-se observar a existência de uma dependência de cada seção entre dois rolos consecutivos com a seção seguinte e a anterior através das tensões parciais presentes nas seções. Se

for isolado apenas um rolo e fazer o balanço dos torques que agem nele, chega-se à relação 7, já apresentada no referencial:

$$\frac{d}{dt}(J_k \omega_k) = C_{mk} - C_{rk} - C_{fk} \quad (7)$$

Aqui recorda-se que o termo  $C_{mk}$  representa o torque exercido pelo motor para um rolo acionado,  $C_{rk}$  representa o torque equivalente exercido pelo material no rolo e  $C_{fk}$  que agrupa o somatório dos torques exercidos pelas forças de fricção no eixo do rolo. A partir desta equação já é possível fazer algumas simplificações, como referente ao termo  $C_{mk}$  que não é aplicável uma vez que os rolos de passagem são livres, assim como o torque  $C_{fk}$  também pode ser ignorado, por se tratando da mancalização dos rolos com rolamentos rígidos de esferas que apresenta forças de fricção muito menores do que a exercida pelo material, segundo visto na seção 3.1.1.2. Com isto, o modelo do rolo isolado pode ser representado de acordo com a figura 27:

Figura 27 – Modelo de um rolo isolado.



Fonte – Elaborado pelo autor.

Equacionando o modelo e substituindo o termo  $C_{rk}$  pelas trações parciais  $T_k$  e  $T_{k+1}$ , tens-se:

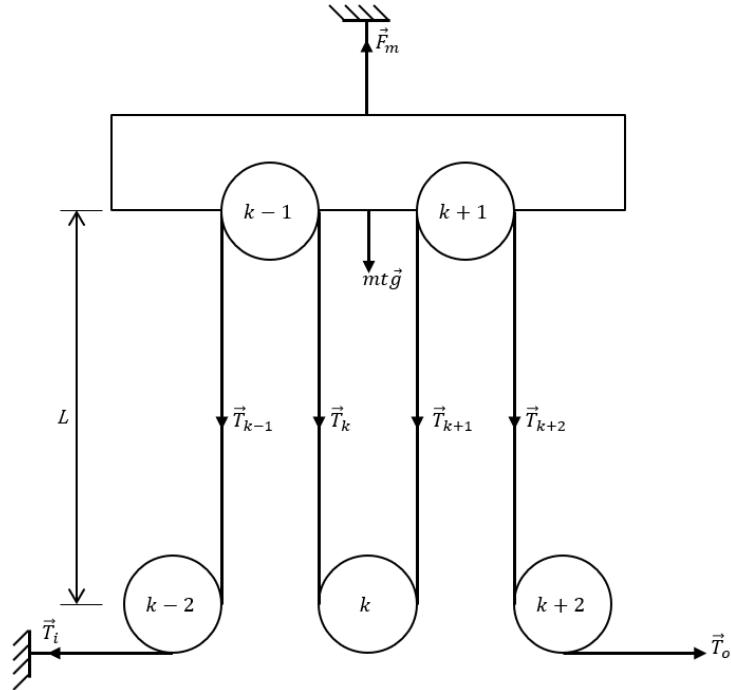
$$\frac{d}{dt}(J_k \omega_k) = R_k(T_{k+1} - T_k) \quad (18)$$

Considerando as relações de grandezas angulares e lineares, onde  $\omega_k = \frac{V_k}{R_k}$ , logo:

$$\frac{d}{dt}V_k = \frac{R_k}{J_k}R_k(T_{k+1} - T_k) \quad (19)$$

Contudo, ainda resta conhecer o valor das tensões parciais impressas pelo material. Partindo da ideia de prender o material na entrada e travar o carro em uma posição fixa, conforme a figura 28, faz-se uma análise de como as tensões se comportam ao longo do acumulador.

Figura 28 – Modelo do acumulador estático.



Fonte – Elaborado pelo autor.

Uma das primeiras premissas levantadas diz sobre desconsiderar o alongamento do material, encarando-o como uma manta rígida. Ao aplicar uma força  $T_o$  na saída do acumulador com o material preso, esta força deverá aparecer ao longo de todas as seções de forma a impedir a rotação dos rolos. Nesta hipótese,  $T_{k+2}$  deverá ter módulo igual ao de  $T_o$  de forma que no somatório dos torques sobre o rolo seja zero e assim não haja aceleração. Assim, pode-se concluir que todas as tensões apresentadas na figura 28 terão módulos iguais e por isso as acelerações de todos os rolos serão nula. Da mesma forma, se fosse instalado um dinamômetro no carro vertical, medindo a força  $F_m$ , poderia se concluir que:

$$F_m - m_t g - T_{k-1} - T_k - T_{k+1} - T_{k+2} = m_t g a_{acc} \quad (20)$$

Conforme a hipótese anterior, todas as trações observadas ao longo do material em cada seção terá o mesmo valor de  $T_o$ , e como o carro permanece travado não haverá aceleração, zerando o lado direito da igualdade. Assim, pode-se concluir que:

$$F_m = m_t g + 4T_o \quad (21)$$

No caso em que o material seja solto na entrada e nele seja impressa uma força  $T_i$ , terá que a tração  $T_o$  da equação 21 será substituída pela diferença entre as tensões, onde:

$$F_m = m_t g + 4(T_o - T_i) \quad (22)$$

Por fim, o termo  $(T_o - T_i)$  na equação 22 pode ser substituído pelo valor da tensão nominal desejada no material, que será chamada de  $T_k$ , e a constante 4 deve ser entendida como o número de seções  $n$  do acumulador. Assim:

$$F_m = m_t g + nT_k \quad (23)$$

A relação 23 apresenta um caso específico em que o carro permanece em equilíbrio, onde o material poderia estar em repouso ou em velocidade constante, mas descarta situações em que há um desbalanceamento das forças e que para isso o carro deva se mover para compensar. Então, a equação 23 pode ser reescrita de forma a considerar o efeito:

$$F_m - (m_t g + nT_k) = m_t g a_{acc} \quad (24)$$

Se a aceleração linear do carro for substituída pelo diferencial de velocidade observado, tens-se:

$$F_m - (m_t g + nT_k) = m_t g \dot{V}_{acc} \quad (25)$$

Recordando-se da equação 10 apresentada no referencial, que relaciona o balanceamento de torques apreciados pelo motor e sistema de movimentação:

$$J_m \dot{\omega}_m = C_m - R_m (\Sigma T_k + F_{fv}(\dot{x}) \pm F_{fs} + m_t g) \quad (10)$$

Pode-se fazer pequenas adaptações e mesclar as equações 10 e 25. Com a utilização de guias, rolamentos lineares e o sistema de nivelamento guiando o carro móvel, acaba por haver um contato quase desprezível dele com a estrutura, assim, as forças de fricção dinâmica e estática abordadas em 10 como  $F_{fv}(\dot{x})$  e  $F_{fs}$ , podem ser desconsideradas da modelagem visto a pouca influência que exercerão ao sistema. O momento de inércia  $J_m$  pode ser reescrito como  $J_s$  para representar a inércia de todo o sistema de movimentação e não somente do motor, evitando confusões. A velocidade angular  $\dot{\omega}_m$  será reescrita como a velocidade linear de movimentação do carro  $\dot{V}_{acc}$ . Então:

$$\frac{J_s}{R_s} \dot{V}_{acc} = R_s [F_m - (m_t g + nT_k)] \quad (26)$$

Onde  $R_s$  representa o raio do eixo de saída do sistema de movimentação. Reorganizando os termos da equação 26 e aplicando a transformada de Laplace, tens-se:

$$sV_{acc}(s) = \frac{R_s}{J_s} R_s [F_m(s) - (m_t g + nT_k(s))] \quad (27)$$

Ao aplicar a transformada de Laplace à equação 8 e em seguida derivar a transformada, obtém-se:

$$sV_{acc}(s) = \frac{s}{n}(V_{in}(s) - V_{out}(s)) \quad (28)$$

Substituindo a equação 28 em 27, fica-se com:

$$\frac{s}{n}(V_{in}(s) - V_{out}(s)) = \frac{R_s}{J_s}R_s[F_m(s) - (m_t g + nT_k(s))] \quad (29)$$

Após alguns ajustes algébricos, tens-se:

$$(V_{in}(s) - V_{out}(s)) = \frac{nR_s}{sJ_s}[\tau_m(s) - R_s(m_t g + nT_k(s))] \quad (30)$$

Onde  $\tau_m(s) = R_s F_m(s)$ , entendido como o torque aplicado pelo sistema de movimentação. Uma vez que  $T_k$  é dado como uma variável de entrada para a tensão de interesse sobre o material, pode-se concluir que se houver um aumento de  $V_{in}$  em relação à  $V_{out}$  e se o carro permanecesse imóvel o valor apreciado do torque  $\tau_m$  deve diminuir gradativamente, pois o material começaria a afrouxar e com isso  $T_k$  também diminuiria. De forma a reverter este processo  $\tau_m$  deverá aumentar, representando um deslocamento ascendente do carro do acumulador. A recíproca será verdadeira. Então, caso  $V_{out}$  se sobreponha à  $V_{in}$  e o carro permaneça imóvel, o torque apreciado irá aumentar, representando um maior esticamento no material e, provavelmente, o rompimento do mesmo. De forma a evitar esta situação,  $\tau_m$  deve diminuir e com isso gerar um movimento descendente do carro. Estas situações são entendidas como as situações de acúmulo e desacúmulo, respectivamente. Em equilíbrio, com as velocidades de entrada e saída iguais, conforme a equação 23, o torque será igual ao somatório dos torques gerados pelo material e pelo próprio peso do carro:

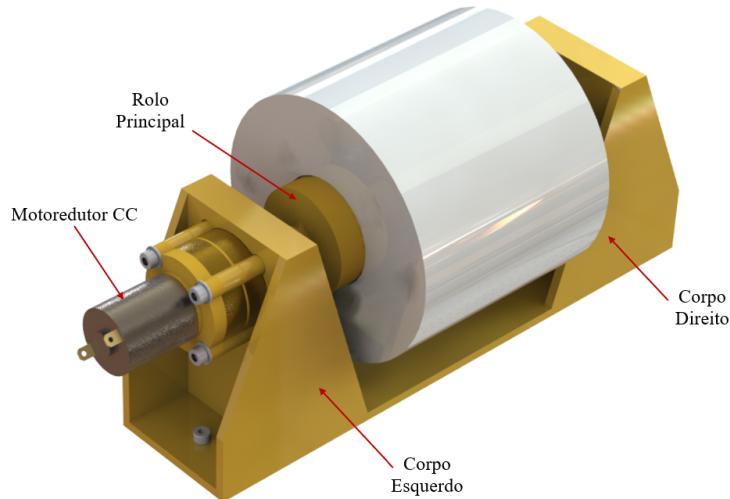
$$\tau_m(s) = R_s(m_t g + nT_k(s)) \quad (31)$$

Do ponto de vista de um sistema com pequenas variações na posição do carro, a equação 31 também é válida e servirá para desenvolver o controle do sistema.

### 3.1.2 Bobinadores

A partir desta seção será apresentado o projeto mecânico do bobinador e desbobinador, que por similaridade serão chamados apenas por bobinadores. Eles terão como dimensões totais de  $254 \text{ mm} \times 60 \text{ mm} \times 100 \text{ mm}$ , sendo composto apenas por peças impressas, um motoreudor de tensão contínua e o rolo principal terá pontas de eixo quadrado de forma a facilitar a montagem e remoção do rolo de papel. Na figura 29, é apresentado o modelo 3D final do projeto desenvolvido no software *SolidWorks*©:

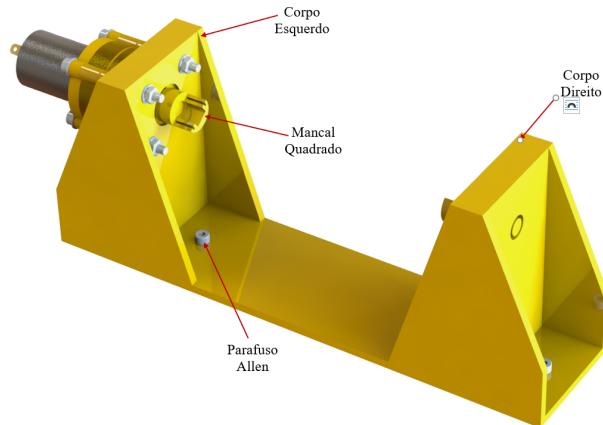
Figura 29 – Projeto mecânico do bobinador com todas as partes.



Fonte – Elaborado pelo autor.

A estrutura principal dos bobinadores é formada por dois corpos espelhados e praticamente idênticos que irão sustentar o rolo principal e o motoredutor. Assim como o acumulador, as peças são fixadas com o uso de parafusos *Allen* DIN 912, podendo ser vista na figura 30 com mais detalhes:

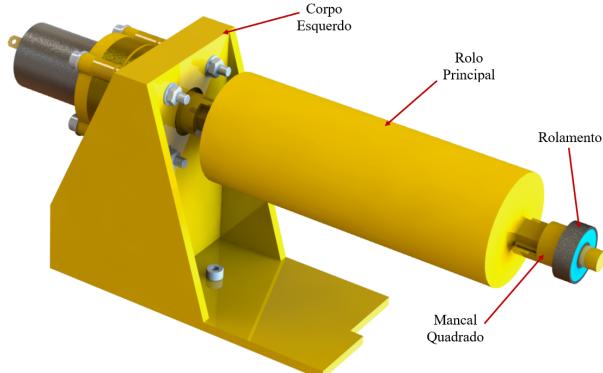
Figura 30 – Diagrama de forças do bobinador.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

O rolo principal do bobinador é acionado pelo motoredutor, sendo impresso com o diâmetro correto para que o rolo de papel seja bem encaixado, uma vez que o rolo principal apresenta boa resistência mecânica e está em contato com o tubo interno da bobina, evitando que a bobina deslize sobre o rolo ele. Na figura 31 é apresentado o rolo principal com os mancais quadrados:

Figura 31 – Diagrama de forças do bobinador.

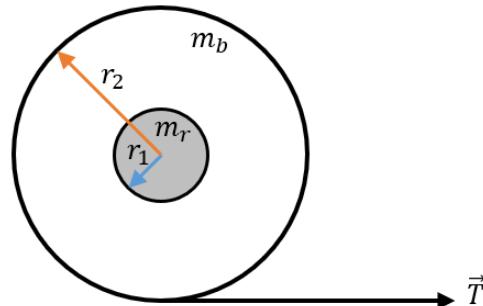


Fonte – Elaborado pelo Autor.

### 3.1.2.1 Modelo do Bobinador

Para os bobinadores basta desenvolver o cálculo para apenas um deles, contudo, diferentemente do acumulador, nos bobinadores a carga é dinâmica, pois no desbobinador a medida que o material é desenrolado o volume de material diminui, o que implica na redução do diâmetro e do momento de inércia do sistema, alterando o torque verificado pelo motor. No bobinador ocorre o efeito contrário, onde a carga aumenta conforme o material é bobinado no equipamento e, por isso, aumentando o torque observado pelo motor.

Figura 32 – Diagrama de forças do bobinador.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

Conforme a figura 32, onde  $T$  é a tensão no material,  $r_1$  é o menor raio da bobina, ou o raio do próprio rolo do bobinador,  $r_2$  é o maior raio da bobina,  $m_r$  é a massa do rolo e  $m_b$  é a massa da bobina, o torque observado pelo motor depende da tensão no material e do volume de material ainda na bobina, tal que:

$$r_2(T - F_{mb}) = J_{bb}\dot{\omega}_b \quad (32)$$

$$\tau_{mb} = r_2T - J_{bb}\dot{\omega}_b \quad (33)$$

Onde  $\tau_{mb}$  é o torque do motor,  $J_{bb}$  é o momento de inércia do sistema e  $\dot{\omega}_b$  é a derivada da velocidade angular da bobina. Contudo, a inércia é diretamente influenciada pelo volume de material e possui uma parte constante devido à inércia do rolo. Neste caso:

$$J_{bb} = \frac{1}{2}[m_r r_1^2 + m_b(r_1^2 + r_2^2)] \quad (34)$$

No desbobinamento o motor normalmente atua como um freio para manter a tensão no material e com isso a inércia do sistema ajuda o motor a não deixar com que o material acelere. Do ponto de vista do bobinador, a inércia do sistema prejudica seu funcionamento, uma vez que ele deve manter-se sempre tracionando o material, porém, em operação normal o bobinador só assume velocidades superiores a do desbobinador se o último desacelerar, implicando que após a partida e estabilização do processo a velocidade do bobinador será sempre constante e assim desconsiderando a aceleração do sistema. Então, como pode-se perceber, durante a operação em regime com velocidade constante, a inércia do sistema não influi e pode ser desconsiderada. Resultando em:

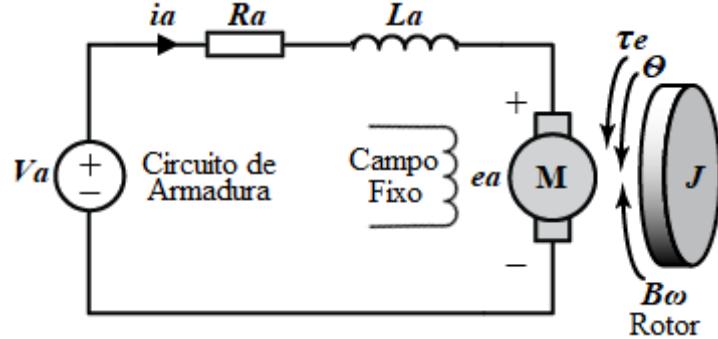
$$\tau_{mb} = r_2 T \quad (35)$$

Para este projeto, será construído apenas um bobinador para fazer o esforço de puxar o papel através do acumulador, mas não faz parte do escopo o controle deste bobinador, sendo acionado diretamente com velocidade constante.

### 3.1.3 Modelo de um Motor de Tensão Contínua

Para os acionamentos dos sistemas de bobinamento e movimentação do acumulador foi definido o uso de motores de corrente contínua (CC). Então, como parte necessária para o desenvolvimento do controle, faz-se necessário a geração do modelo que descreve a física do motor. Segundo Leonhard (2001), o modelo de um motor CC pode ser definido pelo circuito de armadura e de campo que geram através de forças magnéticas o movimento do sistema mecânico do rotor, visto na figura 33:

Figura 33 – Modelo de um motor de corrente contínua.



Fonte – Adaptado de Ogata (2011).

A equação diferencial que representa o circuito de armadura do motor é definida como:

$$v_a(t) - e_a = L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + R_a i_a(t) \quad (36)$$

Onde,  $v_a$  é a tensão de armadura,  $e_a$  é a tensão induzida,  $R_a$  é a resistência de armadura,  $L_a$  é indutância de armadura e  $i_a(t)$  é a corrente de armadura. Sabendo que a tensão induzida no rotor é dada como:

$$e_a(t) = K_\omega \omega(t) \quad (37)$$

Onde,  $K_\omega$  é a constante de velocidade, pode-se substituir a equação 37 na equação 36, obtendo-se:

$$v_a(t) - K_\omega \omega(t) = L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + R_a i_a(t) \quad (38)$$

O torque observado no rotor do motor é visto como:

$$\tau_m(t) = K_T i_a(t) \quad (39)$$

Onde,  $\tau_m(t)$  é o torque do motor e  $K_T$  é a constante de torque. Considerando o sistema mecânico do rotor, pode-se definir que:

$$\tau_m(t) = J \frac{d}{dt} \omega(t) + B \omega(t) \quad (40)$$

Onde,  $J$  representa o momento de inércia do sistema mecânico em que  $J = J_m + J_s$ , para  $J_m$  como o momento de inércia do motor e  $J_s$  o momento de inércia da carga acoplada ao eixo. O atrito viscoso do sistema mecânico é representado por  $B$  em que  $B = B_m + B_s$ , para  $B_m$  como o

atrito viscoso do motor e  $B_s$  o atrito viscoso da carga acoplada. Substituindo a equação 39 na equação 40, tens-se:

$$K_T i_a(t) = J \frac{d}{dt} \omega(t) + B \omega(t) \quad (41)$$

Ainda, é possível se utilizar de recursos de notação, para apresentar as equações com  $\theta$  como a posição angular do rotor, medido em radianos:

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \theta(t) = \dot{\theta} \quad (42)$$

$$\alpha(t) = \frac{d}{dt} \dot{\theta}(t) = \ddot{\theta} \quad (43)$$

Substituindo os recursos de notação nas equações 41 e 38, chega-se em:

$$v_a(t) - K_\omega \dot{\theta} = L_a \dot{i}_a + R_a i_a(t) \quad (44)$$

$$K_T i_a(t) = J \ddot{\theta} + B \dot{\theta} \quad (45)$$

Aplicando a Transformada de Laplace nas equações 45 e 44, obtêm-se:

$$V_a(s) - s K_\omega \theta = s L_a I_a + R_a I_a(s) \quad (46)$$

$$K_T I_a(s) = s^2 J \theta + s B \theta \quad (47)$$

Isolando o termo  $I_a(s)$  em ambas as equações e em seguida as igualando, tens-se:

$$\frac{V_a(s) - s K_\omega \theta(s)}{(s L_a + R_a)} = \theta(s) \frac{s^2 J + s B}{K_T} \quad (48)$$

Ao isolar e fazer a equação 48 em função da razão  $\frac{\theta(s)}{V_a(s)}$ , obtêm-se a função de transferência da posição angular de um motor CC genérico:

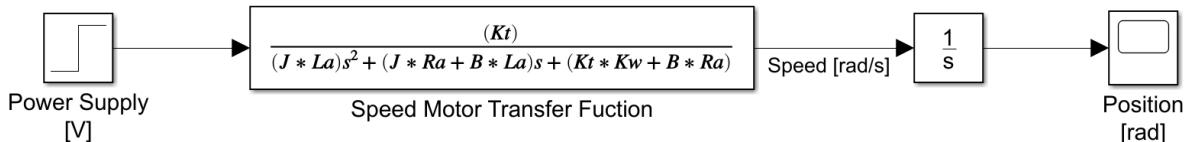
$$\frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{K_T}{s[s^2 J L_a + s(J R_a + L_a B) + (K_T K_\omega + B R_a)]} \quad (49)$$

Ao derivar a equação 49 se obtém a função de transferência da velocidade angular do motor CC genérico:

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{s \theta(s)}{V_a(s)} = \frac{K_T}{s^2 J L_a + s(J R_a + L_a B) + (K_T K_\omega + B R_a)} \quad (50)$$

A partir desta equação, pode-se fazer a representação em diagrama de blocos do motor conforme a figura 34:

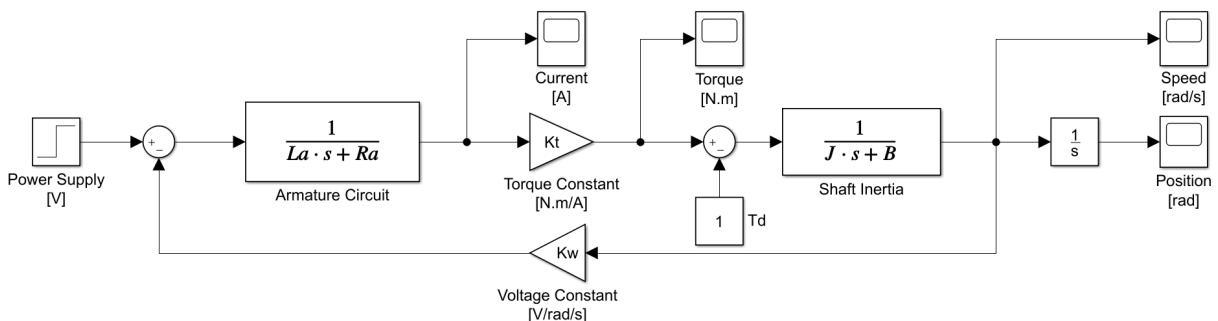
Figura 34 – Representação em diagrama de blocos de um motor CC.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

Como percebe-se no diagrama, não há a possibilidade de se acessar diretamente algumas variáveis intermediárias como a corrente e torque do motor. Neste caso, é feita uma nova representação do diagrama de blocos a partir do diagrama de fluxo de sinal, usando as equações 46 e 47 (NISE, 2012):

Figura 35 – Representação em diagrama de blocos explodido de um motor CC.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

Agora com o diagrama da figura 35 pode-se acessar diretamente a leitura de corrente e velocidade, além da aplicação de torque ao eixo do motor, visto como  $T_d$ .

### 3.1.4 Material de Teste

Nesta sessão é descrito brevemente as características mecânicas do material a ser utilizado nos testes da planta. Então, a primeira definição a ser feita diz respeito às dificuldades encontradas para se obter um material elastomérico além da complexidade de controlar um material imprevisível no sistema. Por isso, decidiu-se por optar por um material de fácil acesso, que apesar de apresentar características muito distintas, para os fins de modelagem e controle da planta será suficiente para o desenvolvimento do projeto. O material escolhido para operação será um rolo de papel Mili Bianco Folha Simples de 60 metros.

Os dados técnicos disponíveis sobre as características mecânicas do tipo de papel escolhido são escassos e para o desenvolvimento e dimensionamento do projeto serão considerados os valores apresentados na tabela 1, conforme fornecidos por contato informal por meio de correio eletrônico com um funcionário da Mili.

Tabela 1 – Características mecânicas do material de teste

Grandezas	Unidade
Resistência à Tração $[\sigma_r]$	90 $\frac{\text{N}}{\text{m}}$
Tensão Nominal $[T_{ro}]$	12 N
Alongamento Máximo $[\Delta l_r]$	30 mm
Densidade de Massa $[\rho_r]$	0,15 ~ 0,22 $\frac{\text{g}}{\text{m}^3}$
Massa Aproximada $[m_r]$	106 g
Diâmetro Interno $[D_{ri}]$	46 mm
Diâmetro Externo $[D_{ro}]$	112 mm
Largura do Rolo $[L_r]$	100 mm
Espessura Aproximada $[e_r]$	0,08 ~ 0,11 mm

Fonte – Cortesia de Fagundes (2019).

Recordando que estes dados não estão disponíveis para acesso público e serão utilizados para fins de dimensionamento inicial e posteriormente ajustados conforme a dinâmica identificada na planta.

### 3.1.5 Dimensionamento dos Motores

Com os dados obtidos do sistema mecânico projetado e das características mecânicas do material de teste, torna-se possível calcular e dimensionar a motorização utilizado na planta. Então, ao utilizar-se da equação 31 e considerando que a variação de velocidade do carro sempre será pequena, o peso morto do sistema é de 13,5 N, a tensão nominal do material é de 12 N conforme tabela 1, e sabendo que o leito da polia sincronizadora por onde a correia corre tem diâmetro de 12 mm, calcula-se o torque mínimo que o sistema de movimentação deve entregar para o sistema mecânico:

$$\tau_m = \frac{12}{2} (13,5 + 4 \cdot 12) = 369 \text{ N} \cdot \text{mm} \quad (51)$$

Alterando as unidades, tens-se:

$$\tau_m = 3690 \text{ gf} \cdot \text{cm} \quad (52)$$

Como o sistema de transmissão conta com um redutor de 1 : 64, o torque sentido pelo motor deve ser de aproximadamente 57,6 gf · cm. Então, com base no torque necessário para movimentar o carro móvel, o modelo de motor CC escolhido é o AK360/78.8PL12S7000S da Neoyama. As características do motor podem ser vistas na tabela 2:

Tabela 2 – Características do motor AK360/78.8PL12S7000S.

Grandezas	Unidade
Tensão Nominal	12 V
Faixa de Tensão	6 ~ 24 V
Rotação a Vazio	7000 RPM
Corrente a Vazio	170 mA
Rotação com Carga	5700 RPM
Corrente Máxima	590 mA
Torque Máximo	78,8 gf·cm
Potência Máxima	4,58 W
Rendimento	63 %
Torque de Partida	407 kgf·cm

Fonte – Adaptado de Neoyama (2019).

Através da tabela 2, verifica-se que o torque nominal do motor é de 78,8 gf·cm e a rotação a plena carga do motor é de 5700 RPM, logo, com a redução de 1 : 64, espera-se na saída um torque de 5043 gf·cm e uma rotação de 89,06 RPM. Se considerar um fator de perda de 20% no redutor, tens-se um torque de 4034,4 gf·cm no eixo de saída a uma velocidade linear máxima de:

$$V_{acc} = \frac{\pi D_p \eta_a}{60} = \frac{\pi \cdot 12 \cdot 89,06}{60} \approx 56 \text{ mm/s} \quad (53)$$

Onde,  $D_p$  é o diâmetro do leito da polia sincronizadora,  $\eta_a$  é rotação máxima na saída do redutor e 60 é o fator de conversão de minutos para segundos.

Para os bobinadores, conforme visto na seção 3.1.2, considerando a equação 33 e desprezando o termo dependente da aceleração, pode-se calcular os valores máximo e mínimo de torque exigidos pelo sistema usando os valores de diâmetro do rolo de acordo com a tabela 1, onde:

$$\tau_{mbmax} = r_2 T = 5,6 \cdot 1200 = 6720 \text{ gf·cm} \quad (54)$$

$$\tau_{mbmin} = r_2 T = 2,3 \cdot 1200 = 2760 \text{ gf·cm} \quad (55)$$

Foi visto que a velocidade máxima que o carro móvel pode alcançar com a redução é de 56mm/s e pela equação 8 que a velocidade do carro móvel depende da diferença da velocidade de entrada e de saída e do número de seções do acumulador. Então, seguindo pela premissa que a maior diferença de velocidade se dá quando a velocidade de entrada está no máximo e a

velocidade de saída no mínimo, reajustando os termos pode-se definir que:

$$V_{in} = nV_{acc} + V_{out} \quad (56)$$

Para o valor de  $V_{out} = 0$ , tens-se:

$$V_{in} = 4 \cdot 56 = 224 \text{ mm/s} \quad (57)$$

Da mesma forma como o torque varia com raio, a rotação do bobinador também deve varia para manter a mesma velocidade linear do material, assim:

$$\eta_{mbmax} = \frac{60V_{in}}{2\pi r_2} = \frac{60 \cdot 224}{2\pi 23} = 93 \text{ RPM} \quad (58)$$

$$\eta_{mbmin} = \frac{60V_{in}}{2\pi r_2} = \frac{60 \cdot 224}{2\pi 56} = 38,2 \text{ RPM} \quad (59)$$

Então, com base no torque e na rotação calculados, para os bobinadores os motores escolhidos são do modelo *AK360/78.8PL12S7000S*, o mesmo modelo usado no acumulador, mantendo apenas uma referência de motor e redutor para todo o projeto. Apesar da redução na rotação máxima, não será um problema para o sistema, apenas influindo na redução da velocidade máxima de movimentação do acumulador.

## 3.2 Acionamento e Instrumentação

Nesta seção está descrito o hardware empregado na automação e medição dos sistemas do protótipo proposto. Primeiramente é abordado os motores escolhidos e o projeto de acionamento deles, seguindo pelo método utilizado para medir o torque dos motores e a posição do carro vertical e finalizando com a medição de velocidade dos bobinadores.

### 3.2.1 Acionamento dos Motores

Motores de corrente contínua são largamente aplicados em diversas aplicações eletrônicas, desde uma simples furadeira elétrica até trens. Os tipos mais comuns de motores CC são os chamados motores *brushed* ou motores com escovas. Devido a enorme gama de aplicações, este tipo de motor também precisa ser controlado de forma a garantir as exigências do processo. Desta forma, o motor de corrente contínua possui uma grande vantagem devido a linearidade da sua relação tensão-velocidade, o que possibilita várias formas de controle, como: um potenciômetro em série com o motor, um transistor na região ativa com controle da corrente de base e o uso de um controlador PWM (*Pulse Width Modulation* - Modulação de Largura de Pulso) (HUGHES, 2006).

Apesar do método de controle mais simples ser com o potenciômetro em série, há um grande desperdício de energia uma vez que a tensão que não é imposta às bobinas do motor ficam no potenciômetro que irá dissipar esta energia em forma de calor, tornando-se um sistema extremamente ineficiente, apesar de eficaz. O mesmo pode ser dito do controle com um transistor na região ativa, já que igualmente ao caso anterior, toda a energia não dissipada pelo motor será convertida em calor pelo transistor. Neste caso, a opção com maior aplicação e rendimento é o controle PWM, onde um transistor em série com o motor atua somente nas regiões de corte e saturação onde a dissipação de potência é mínima. O transistor recebe um *clock* variável na base com frequência fixa, em que é alterado a largura do pulso de sinal alto variando de 0 % até 100 %. Este percentual de tempo com sinal alto é conhecido como *Duty Cycle*, sendo representado por (ÖZER; KIVRAK; YÜKSEL, 2017):

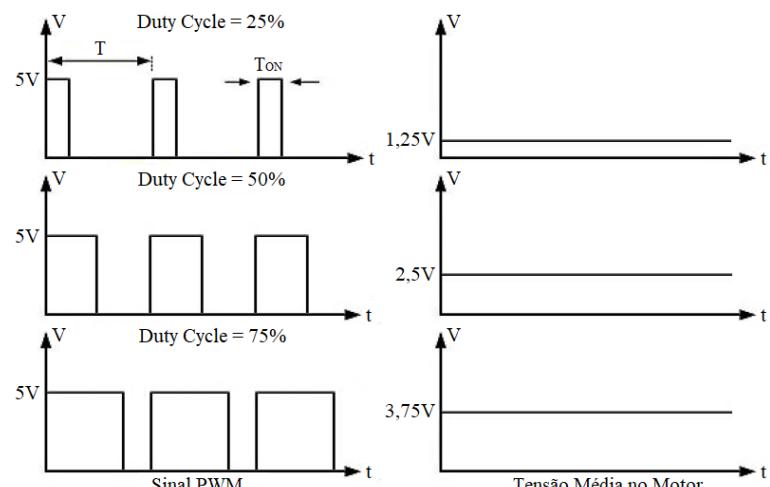
$$DC\% = \frac{T_{ON}}{T} \times 100 \quad (60)$$

Na equação 60, para simplificação de notação o *Duty Cycle* será chamado por  $DC\%$ , o termo  $T_{ON}$  é o tempo de sinal alto e  $T$  é o período da frequência do PWM, ambos medidos em segundos.

$$f_{PWM} = \frac{1}{T} \quad (61)$$

A medida que o valor do  $DC\%$  aumenta até 100 %, a tensão média enxergada nos terminais do motor se aproxima da tensão da fonte de alimentação apenas reduzida pela queda de tensão  $V_{CE}$  no transistor em série. Isto é melhor entendido na figura 36:

Figura 36 – Representação do sinal PWM nos terminais de um motor CC.



Fonte – Adaptado de Özer, Kivrak e Yüksel (2017).

De acordo com a figura anterior, percebe-se que com o aumento do *Duty Cycle*, a tensão média aumenta e isto se deve a este parâmetro ser em função da área abaixo da curva do sinal

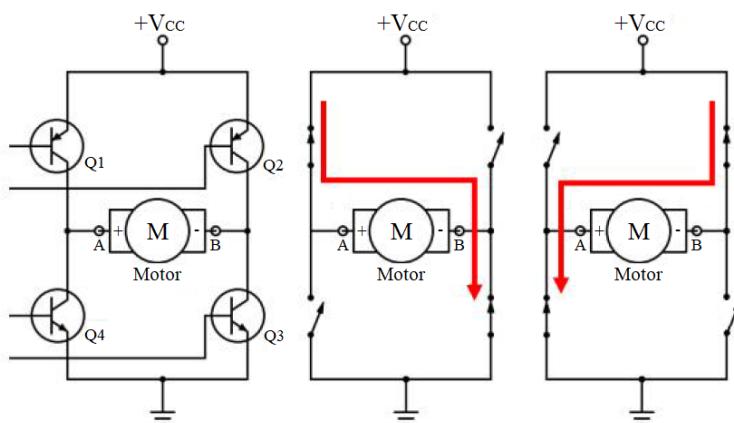
PWM.

$$V_{med} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} V_s dt \quad (62)$$

Onde  $V_{med}$  é tensão média vista nos terminais do motor e  $V_s$  é a amplitude da tensão aplicada na entrada do controlador.

Contudo, o método aplicado com um único transistor em série com o motor não permite a operação bidirecional, isto é, nesta topologia não é possível alterar a direção para qual o eixo do motor irá girar. Com isto, foi criada a topologia de Ponte H, também conhecida como *H-Bridge*, que recebe este nome pois o sistema é basicamente composto por quatro transistores dispostos de tal forma a criar duas linhas verticais e paralelas onde o motor é colocado entre as linhas conectando-as dando a aparência de uma letra "H" para a montagem, conforme figura 37.

Figura 37 – Esquema de uma ponte H com representação da alteração de sentido de rotação.

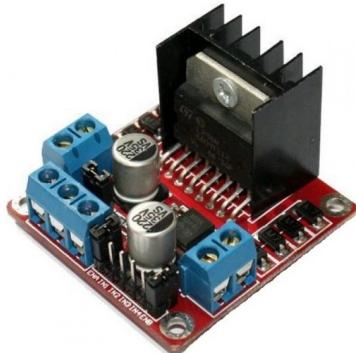


Fonte – Adaptado de Özer, Kivrak e Yüksel (2017).

Com este tipo de topologia, os transistores são acionados aos pares e de lados opostos da ponte de forma a fechar um circuito em "S" para a corrente fluir pelo motor fazendo-o girar para um sentido. Quando se deseja alterar o sentido de rotação, basta trocar o par acionado e o motor será energizado com a polaridade invertida fazendo com que o sentido mude (ROHM Semiconductor, 2009). As pontes H podem ser projetadas conforme a necessidade do projetista, é possível adquirir componentes integrados (CI) em que a ponte H já vem embarcada e ou comprar módulos prontos em que é apenas necessário alimentar e mandar o sinal PWM.

Considerando que o objetivo desta monografia não é o projeto eletrônico do sistema, decidiu-se por adquirir um módulo pronto para acionamento de até dois motores CC ou um motor de passo, visto na figura 38:

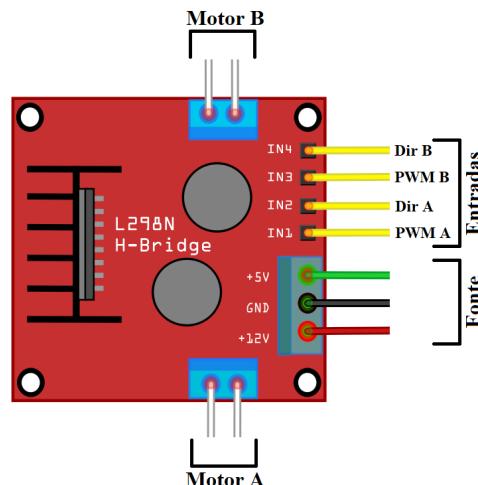
Figura 38 – Driver com dupla ponte H completa para acionamento de motores CC.



Fonte – Adaptado de Baú da Eletrônica (2019a).

Este módulo vem equipado com o CI principal *L298* de fabricação da *STMicroelectronics* que é um integrado com duas pontes H completas e quatro entradas digitais para o comando PWM e inversão de sentido dos motores. O esquema de pinagem do módulo é observado na figura 39:

Figura 39 – Esquema de ligação do driver L298N elaborado na ferramenta *Fritzing*®.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

De acordo com a figura, observa-se a simplicidade da ligação do módulo, que disponibiliza os pinos das entradas digitais para controle. Inclusive, a partir de três *jumpers* é possível habilitar e desabilitar os canais de saída e o circuito regulador de tensão do módulo, onde se o último estiver desabilitado é necessário fornecer a tensão de controle externamente.

Serão necessários dois módulos para contemplar os dois motores do projeto e assim é possível a concentração dos esforços sobre o entendimento do sistema e da elaboração do controle sem a necessidade de se preocupar com implementação e comissionamento de uma etapa de eletrônica de potência.

### 3.2.2 Medição de Corrente

Conforme observado na seção 3.1.3, o torque verificado no eixo do motor depende diretamente da constante de torque do motor e da corrente de armadura. Com isso, significa que ao medir-se a corrente do motor e sabendo o valor de  $K_T$  é possível calcular o torque  $\tau_m$  e assim fazer o controle de torque do motor e, indiretamente, o controle de tensão do material. Para se fazer medição de corrente de motores, comumente usa-se resistores sensores que são resistores de baixíssima resistência em série com a carga. Então, mede-se a queda de tensão sobre ele, desta forma, sabendo o valor da resistência e a queda de tensão calcula-se a corrente que circula no circuito através da Lei de Ohm:

$$I = \frac{V}{R} \quad (63)$$

Para este projeto, optou-se pela aplicação de um módulo baseado no CI *INA219* de fabricação da *Texas Instruments* que é um sensor bidirecional de corrente e monitor de energia com uma interface de comunicação *I2C* com capacidade de retornar informações de corrente, tensão e potência na carga com uma acurácia máxima de 0,5 % em uma faixa de tensão de 0 ~ 26 V Texas Instruments (2019). Na figura 40 é visto o módulo de medição:

Figura 40 – Módulo bidirecional de monitoração de corrente por resistor *shunt*.



Fonte – Adaptado de Baú da Eletrônica (2019d).

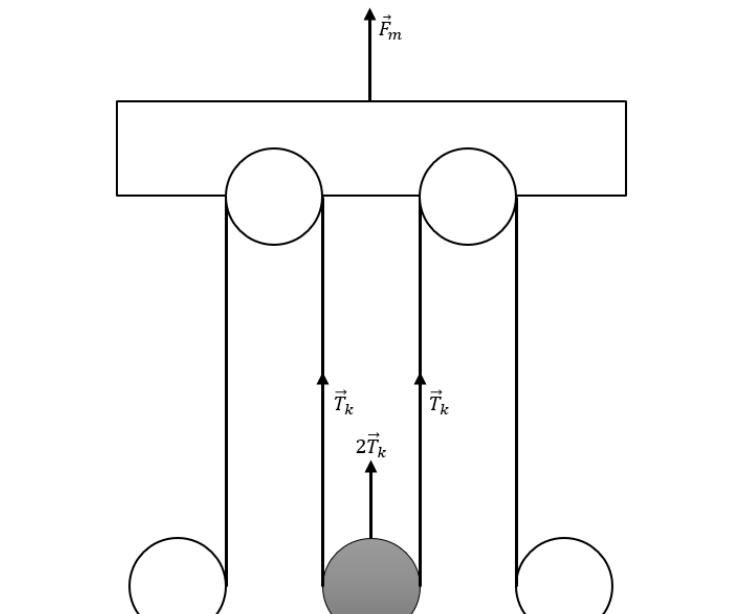
### 3.2.3 Medição de Tensão

Apesar da possibilidade de controle indireto de tensão no material, optou-se por utilizar um método de medição direta com o uso de *strain gauges*, que são sensores resistivos para medição da distância de deformação de corpos, assim podendo obter informações como força, pressão e aceleração atuantes sobre o corpo medido. Os *strain gauges* são extremamente úteis no campo de análise de estresse nos mais diversos tipos de corpos, funcionando por um princípio descoberto por William Thompson em 1856, de que fios de cobre ou de ferro tinham a sua resistência elétrica alterada quando eram esticados ou comprimidos por alguma força externa Britannica (2009).

Graças a esta descoberto, hoje os *strain gauges* são largamente utilizados na criação de células de carga, inclusive sendo aplicados em linhas de processamento com sistemas de

acúmulo para medição da tensão do material e controle em malha fechada Gilbert (2018). Para isto, foi instalado nos mancais centrais da cama fixa de rolos, sensores *strain gauges* para a medição direta da deformação do mancal, causada pelo esforço do papel sendo tracionado pelo carro móvel, conforme figura 41.

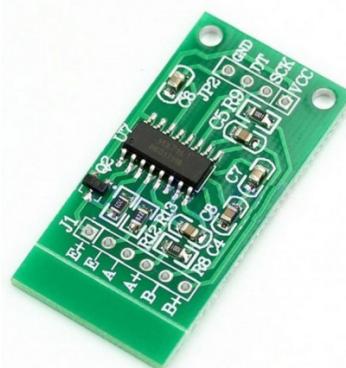
Figura 41 – Célula de carga e medição de tensão no acumulador.



Fonte – Elaborado pelo autor.

Conforme a figura 41, com o sensor montado nesta posição, é possível fazer a medição direta da tensão no material, sendo esta duas vezes maior, devido ao laço de papel que envolve o rolo de alumínio. Para este projeto, optou-se pela utilização de um módulo baseado no CI *HX711* de fabricação da *Mouser Electronics* que é um conversor analógico digital (*ADC*) de 24 bits para medição de células de carga. Na figura 42 é visto o módulo de medição:

Figura 42 – Módulo conversor de célula de carga.



Fonte – Adaptado de Baú da Eletrônica (2019c).

### 3.2.4 Medição de Posição e Velocidade

Outra realimentação importante para o sistema é a posição onde o carro móvel está, isso pois há um limite tanto para a posição mínima como máxima que ele pode atingir devido às limitações mecânicas do sistema. Para isto, imagina-se utilizar um sensor de posição no carro e aplicando uma derivada à variação de posição medida é possível calcular a velocidade instantânea. Existem diversas formas diferentes de se fazer a medição de posição e velocidade de um motor desde métodos sem uso de sensor (*sensorless*) ao uso de diversos tipos de sensores diferentes como ópticos e ultrassônicos (DWIVEDI; TIWARI, 2017).

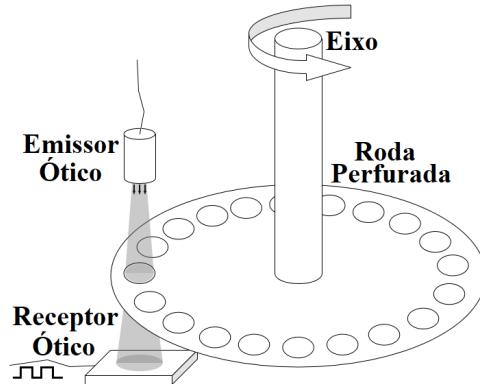
Figura 43 – Módulo de medição de velocidade por pulsos.



Fonte – Adaptado de Baú da Eletrônica (2019b).

Para a fazer as medições decidiu-se pelo uso de um módulo de medição rotativo por pulsos de fabricação *Keyes* que é um sensor muito parecido com um potenciômetro, visto na figura 43, que possui resolução de 20 pulsos por volta e interface de comunicação a partir de dois canais A e B que enviam um trem de pulsos em código *Gray*, conforme o eixo do sensor é rotacionado. Neste módulo, um sensor ótico emite uma luz infravermelha para um receptor que toda vez que este feixe é cortado por uma roda perfurada emite pulsos na saída. Este tipo de funcionamento é o princípio de um *encoder* padrão de mercado, que é um dispositivo de medição de velocidade/posição ótica utilizado largamente na indústria. Para poder medir corretamente a velocidade de rotação de um eixo, por exemplo, é necessário construir uma roda perfurada, onde o comprimento do arco formado entre um furo e outro será a medida do deslocamento angular por pulso. Somando a quantidade de pulsos por um intervalo de amostragem é possível obter-se a velocidade e posição angular do eixo (JOSHI; SHRESTHA; CHAUDHARY, 2014).

Figura 44 – Representação de um encoder ótico



Fonte – Elaborado pelo Autor.

### 3.3 Controle

Nesta seção, é elaborado uma explicação rápida do tipo de controlador embarcado utilizado para este sistema, a representação da topologia empregada e a definição dos pontos chaves na elaboração do software e supervisório para todo o controle da planta.

#### 3.3.1 Embarcado

Procurando uma plataforma simples para desenvolvimento com uma comunidade ativa e com bastante bibliografia disponível, optou-se pela utilização de um Arduino Mega 2560 WiFi, de fabricação da *RobotDyn*, que possui já integrado na placa o chip ESP8266 da *Espressif*. O Arduino Mega é uma das placas de desenvolvimento mais comuns no mercado e altamente empregada em projetos de impressoras 3D e robótica caseira que conta com um microcontrolador embarcado ATmega 2560. Este CI proporciona até 54 pinos de I/O (*Inputs/Outputs* - Entradas/Saídas) digitais dos quais 15 deles podem ser parametrizados para operar como saídas PWM e ainda conta com 16 entradas analógicas de 10bits e *timer RTC* (*Real Time Clock* - Relógio de Tempo Real). A placa pode ser vista na figura 45 a seguir, sendo observado que ela possui conexão de alimentação externa de 12 V e comunicação Serial/USB, além da antena para conexão WiFi.

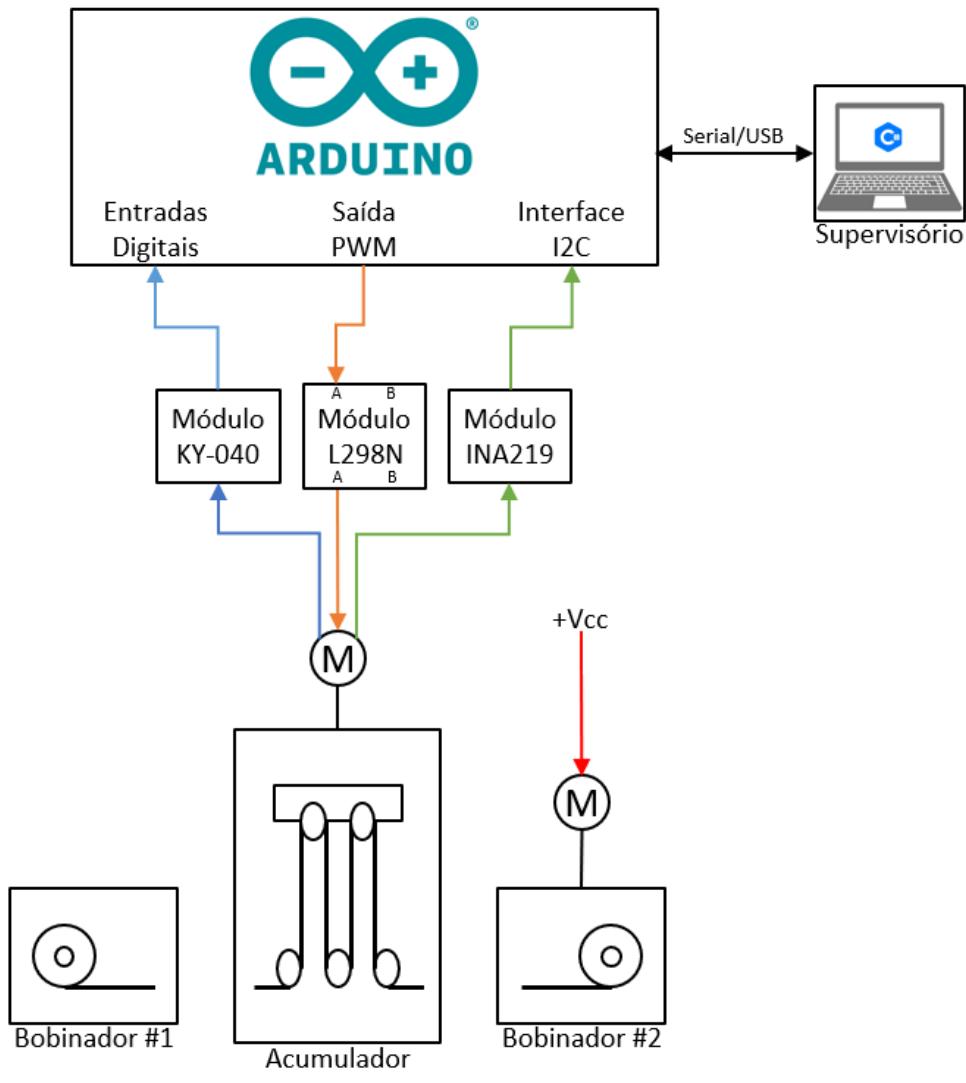
Figura 45 – Placa de programação Arduino Mega com microcontrolador ATMega 2560.



Fonte – Adaptado de RobotDyn (2019).

Devido a alta densidade de pontos da placa, torna-se fácil a interligação de todos os sensores e desenvolvimento dos controles planejados que serão melhor exemplificados na seção seguinte. Na figura abaixo é representado simplificadamente a topologia do hardware empregado e a comunicação Serial/USB usada para enviar os comandos via supervisório para a planta, *setpoint* de tensão e posição do acumulador e a alteração dos parâmetros da planta para possíveis ajustes:

Figura 46 – Topologia de hardware empregada para o desenvolvimento do sistema.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

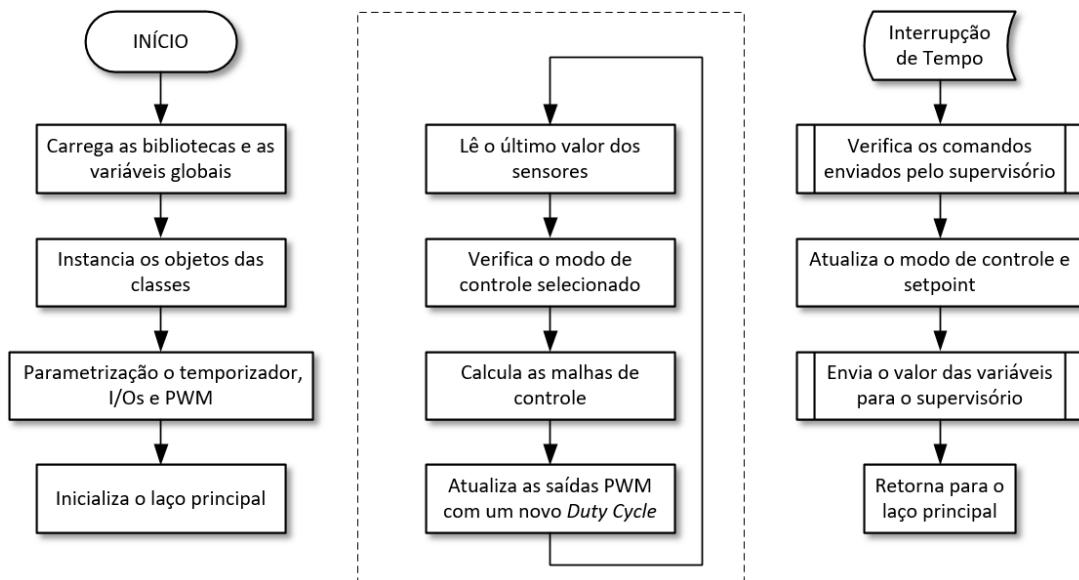
### 3.3.2 Software

Devido a expansão do universo de projetos caseiros com plataformas *OpenSource*, a comunidade do Arduino é extremamente ativa e possui uma grande gama de funções e blocos de códigos prontos disponíveis na rede para serem usados e adaptados conforme a necessidade do programador. A interface IDE (*Integrated Development Environment* - Ambiente de Desenvolvimento Integrado) utilizado para a programação é o *Visual Studio Code*© que

possui uma interface bastante amigável e com suporte a diversas linguagens de programação, inclusive linguagem C e C++, com diversas bibliotecas e suporte a vários modelos de placas de desenvolvimento, como o próprio Arduino Mega. O que facilita a parametrização do hardware sem necessidade de profundo conhecimento de programação de microcontroladores. Por sua vez, isto também opera como uma desvantagem já que o uso destas bibliotecas aumenta o uso de processamento do dispositivo e assim prejudica a otimização para sistemas mais refinados que buscam trabalhar no limite da capacidade.

O objetivo do software empregado no sistema é fazer periodicamente a leitura dos sensores, calcular o novo erro do sistema de controle, recalcular a malha de controle PID e atualizar as saídas PWM com um novo valor de *Duty Cycle*, recebendo comandos do sistema supervisório em tempos específicos com uma interrupção de tempo.

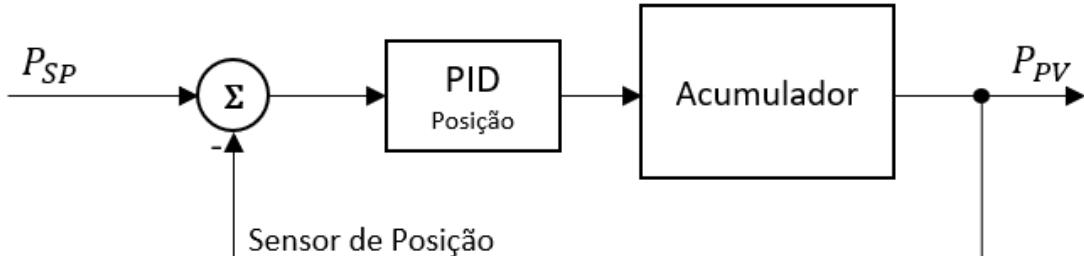
Figura 47 – Fluxo macro do *software* de controle.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

O bobinador de saída operará isoladamente do sistema de controle, sendo controlado manualmente com aplicação direta de tensão em seus terminais. Enquanto que na entrada do acumulador o papel será desenrolado e freado manualmente para controlar a variação de tensão no material e assim permitir que o controle do acumulador atue e possa ser analisado e validado. O acumulador possui a opção de duas malhas de controle diferentes, sendo uma malha de posição, vista na figura 48, onde  $P_{SP}$  é a referência de posição do carro móvel e  $P_{PV}$  é a posição efetiva do carro móvel.

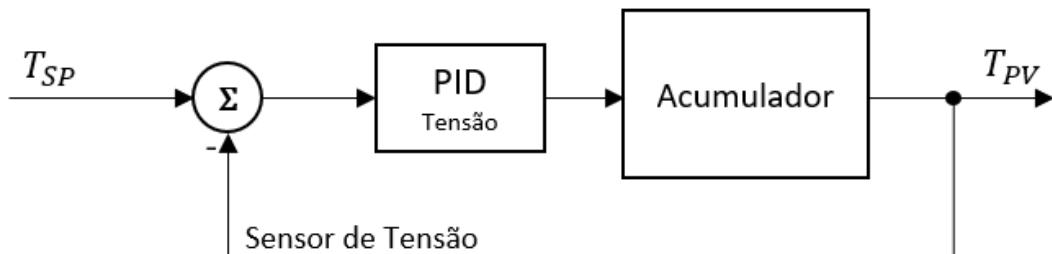
Figura 48 – Diagrama de blocos da malha de posição do acumulador.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

Já a segunda malha de controle é uma malha de tensão, vista na figura 49, onde  $T_{SP}$  é a referência de tensão no material sendo esticado e  $T_{PV}$  é a tensão efetiva medida pela célula de carga.

Figura 49 – Diagrama de blocos da malha de tensão do acumulador.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

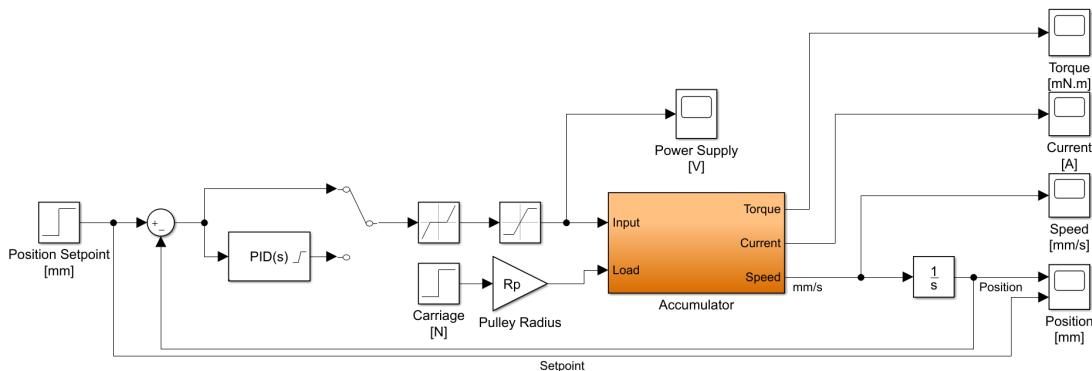
O sistema supervisório é desenvolvido em linguagem C# no ambiente do *VisualStudio*® e servirá para alterar os valores de referência do sistema, como tensão e posição, além dos ganhos  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  das malhas de controle para eventuais ajustes manuais. A partir dele também é possível visualizar o valor das principais variáveis de processo como corrente do motor, tensão na célula de carga, velocidade e posição do carro móvel. Através do supervisório será possível selecionar o tipo de modo de controle como manual, por tensão ou por posição, além de gerar relatórios do funcionamento da planta.

O método de sintonia escolhido para encontrar os parâmetros da planta e parametrizar o controlador PID é o método do relé com histerese já comentado neste trabalho. Desta forma, colocando o carro móvel a oscilar sem carga e lendo a frequência e amplitude da oscilação, pode-se obter os ganhos do controlador utilizando a equação 17 e o quadro 2, assim tendo um ponto de partida para ajustar e otimizar o sistema com outras formas de controle mais robustas e refinadas, sendo que a função relé pode ser executada através do sistema supervisório.

## 4 SIMULAÇÃO DO MODELO EM TEMPO CONTÍNUO

Para a simulação do sistema do acumulador, decidiu-se pela utilização do *software MATLAB*®, devido a simplicidade da utilização das bibliotecas do pacote *Simulink* que vem integrado ao programa. Utilizando a modelagem do motor de corrente contínua já apresentado neste trabalho, foram feitas algumas adições ao modelo contemplando a ação da carga do sistema e a ação do redutor acoplador ao motor de forma a obter-se uma representação em blocos do sistema conforme a figura 50:

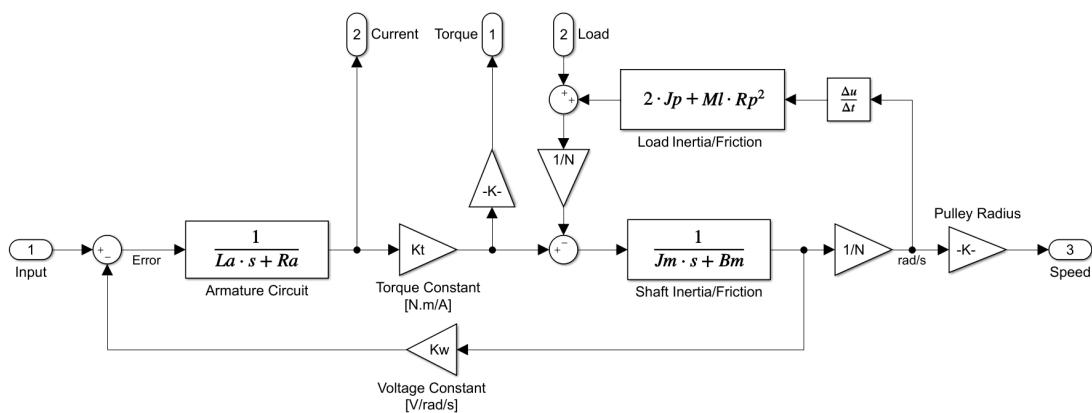
Figura 50 – Diagrama de blocos do acumulador.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

Como pode-se observar no modelo, a partir do acumulador é possível retirar quatro informações importantes, que são o torque do motor, a corrente de armadura e a velocidade e posição do carro móvel, este último está identificado como *Carriage*, sendo adicionado ao sistema como uma força peso. Ao expandir o bloco do acumulador, pode-se ver os detalhes de como a inércia refletida e o peso da carga atuam sobre o motor do acumulador.

Figura 51 – Diagrama de blocos do acumulador explodido.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

Na figura 51,  $J_p$  é a inércia das polias sincronizadoras,  $M_l$  é a força peso do carro móvel e  $R_p$  é o raio da polia. Estes termos retornam em forma de torque consumido para o motor, sendo reduzidos por  $N^2$ , onde  $N$  é o fator de redução do redutor, neste caso 1:64. Importante também perceber que a velocidade angular de saída do motoredutor é derivada para calcular a inércia refletida, usando a aceleração angular do sistema, conforme o cálculo de forças em sistemas rotacionais:

$$\tau = J \frac{d\omega}{dt} = J\alpha \quad (64)$$

Onde  $\tau$  é o torque produzido pela imposição de uma aceleração angular  $\alpha$  sobre um corpo qualquer com momento de inércia  $J$ .

A simulação de controle dos bobinadores não será abordada neste trabalho, tendo o enfoque total apenas no acumulador.

## 4.1 Identificação dos Parâmetros do Motor

Antes de simular o sistema, é necessário encontrar os parâmetros do motor, sendo eles: resistência de armadura ( $R_a$ ), indutância de armadura ( $L_a$ ), constante de torque ( $K_T$ ), constante de velocidade ( $K_\omega$ ), inércia do rotor ( $J_m$ ) e o atrito viscoso do motor ( $B_m$ ). Para isto, seguiu-se os passos descritos na dissertação de Tiago de Arruda Russolo (2011), onde com o uso de multímetro, osciloscópio e uma fonte variável, foi possível encontrar valores aproximados para os parâmetros do motor.

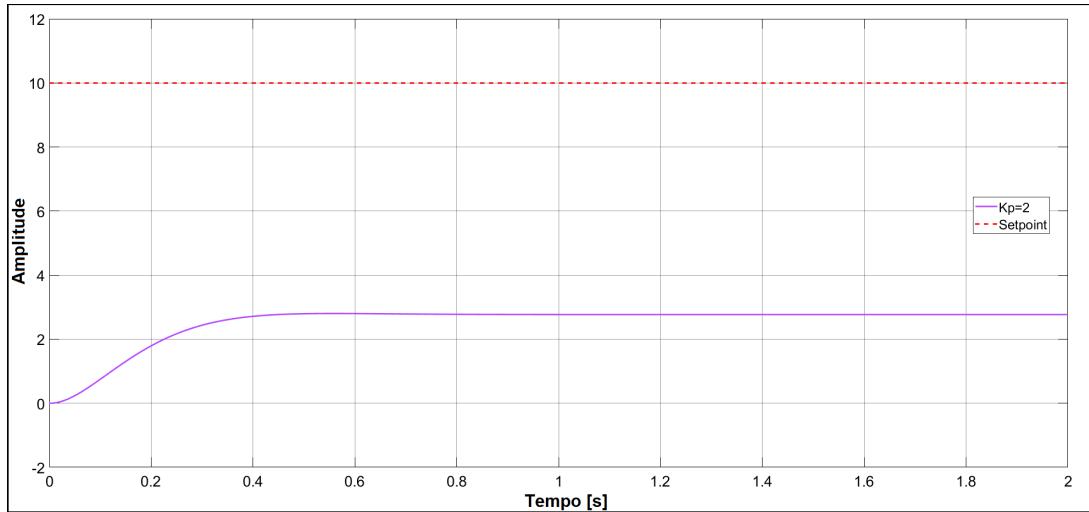
Tabela 3 – Parâmetros do motor AK360/78.8PL12S7000S.

Grandezas	Unidade
Resistência de Armadura	7,5 $\Omega$
Indutância de Armadura	13,3 mH
Constante de Torque	0,01502 N · m/A
Constante de Velocidade	0,01502 V · s/rad
Momento de Inércia	$1,9 \times 10^{-6}$ kg m <sup>2</sup>
Atrito Viscoso	$1,6 \times 10^{-6}$ N · m · s/rad

Fonte – Elaborado pelo Autor.

Aplicando os dados encontrados para o motor e conhecendo a força peso e inércia do sistema mecânico, obtidos com o software *SolidWorks*®, pode-se obter a resposta ao degrau vista na figura 52:

Figura 52 – Resposta ao degrau simulada do acumulador com ganho proporcional unitário.



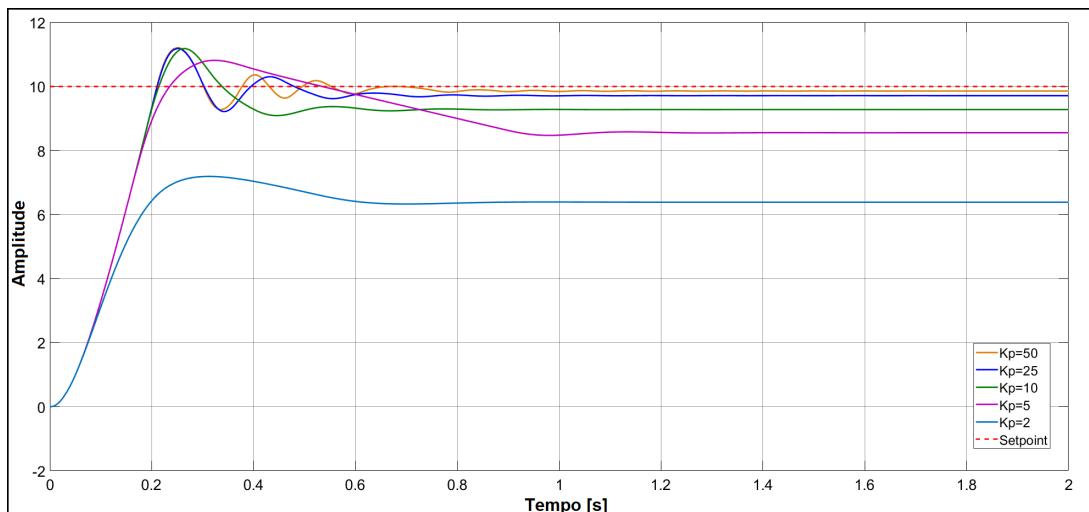
Fonte – Elaborado pelo Autor.

Conforme observa-se na figura 52, a partir do momento que é dada a referência o sistema tentar buscar, mas apresenta um grande erro em regime para um ganho unitário no controlador.

## 4.2 Comportamento com Controle Proporcional

Simulando novamente, mas desta vez variando o ganho proporcional para verificar o comportamento do sistema a medida que o ganho  $K_p$  é aumentado, obtém-se a resposta:

Figura 53 – Resposta ao degrau simulada do acumulador variando o ganho proporcional.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

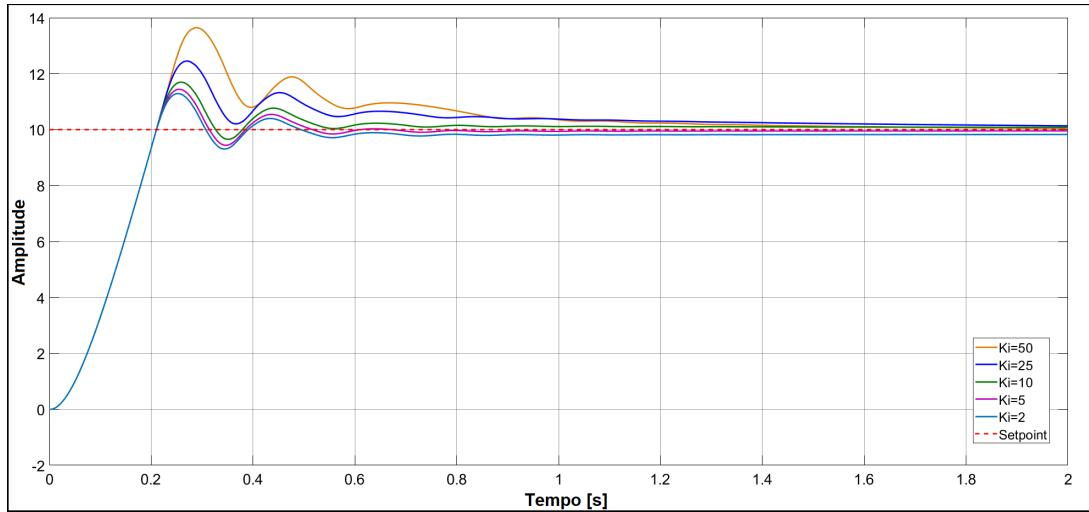
Conforme observa-se na figura 53, a medida que é aumentado o ganho sistema, ele se torna cada vez mais rápido, atingindo o limite do tempo de subida com ganho  $K_p = 10$ , a partir

deste ponto o sistema começa a apresentar cada vez mais oscilação e um menor erro em regime, mas nunca de fato alcançando a referência.

### 4.3 Comportamento com Controle Proporcional-Integral

Efetuando uma nova série de simulações, fixando o ganho proporcional em 25 e alterando somente o ganho integral, obtém-se a resposta:

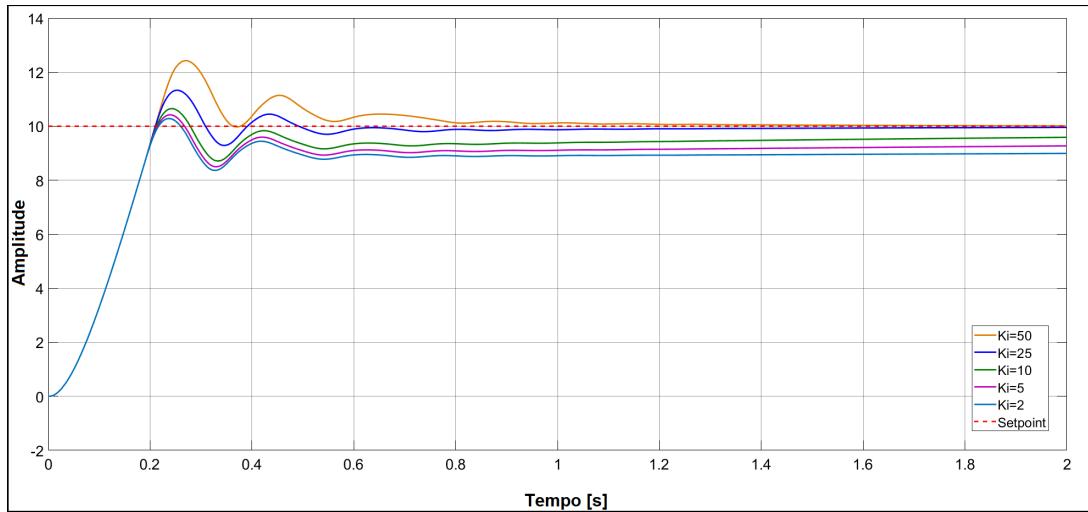
Figura 54 – Resposta ao degrau simulada do acumulador variando o ganho integral.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

Conforme observa-se na figura 54, a medida que é aumentado o ganho integral, maior fica o sobressinal do sistema, mas todos em determinado ponto estabilizam ainda mais próximo da referência e com uma oscilação muito menor do que apenas com o uso do controle proporcional. Considerando o grande sobressinal observado para os maiores ganhos, torna-se muito interessante a aplicação de um *anti-windup*, para diminuir o erro de controle acumulado devido a saturação da fonte, limitada em 12 V:

Figura 55 – Resposta ao degrau simulada do acumulador variando o ganho integral e ação anti-windup.



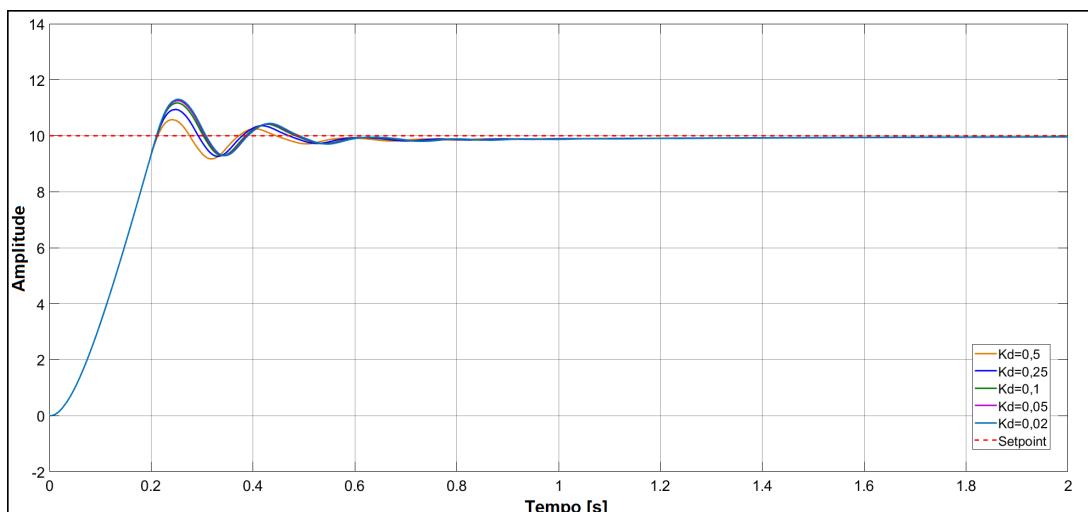
Fonte – Elaborado pelo Autor.

Agora com a ação do *anti-windup* operando o sobressinal para todos os ganhos diminuíram e para  $K_i = 50$  e  $K_i = 25$ , especificamente, o sistema apresentou praticamente nenhum erro em regime com um tempo de acomodação menor do que sem a ação operando.

#### 4.4 Comportamento com Controle Proporcional-Integral-Derivativo

Para adicionar o controle derivativo ao sistema, foi fixado o valor dos ganhos proporcional e integral em 25 e 25, respectivamente, e alterando somente o ganho derivativo, para se obter a resposta:

Figura 56 – Resposta ao degrau simulada do acumulador variando o ganho derivativo.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

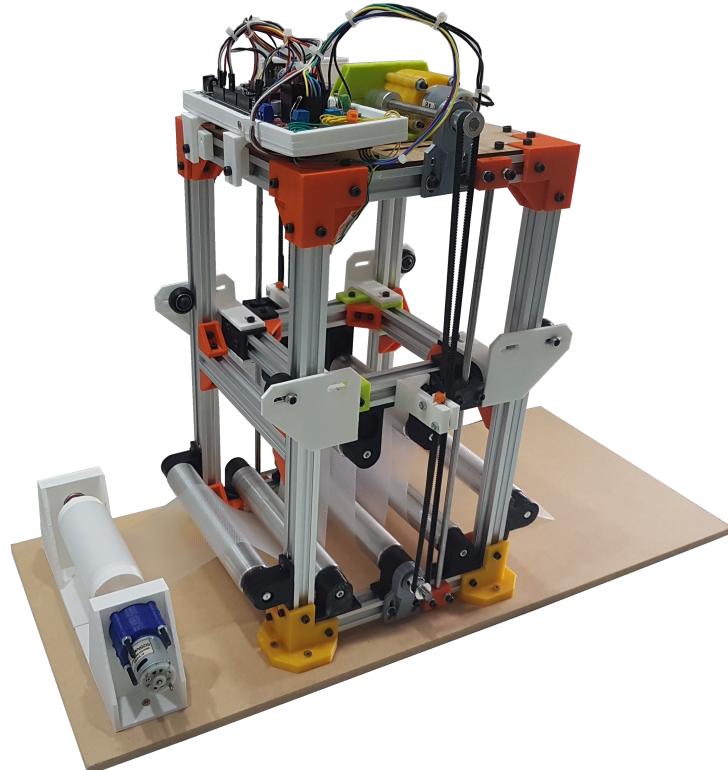
Observando a figura 56, a adição do ganho derivativo reduziu ainda mais o sobressinal do sistema em todas as respostas, além de levar as respostas ao regime mais rapidamente e próximo da referência e com pouquíssima oscilação.

Comparando todas as respostas obtidas, pode-se concluir que o sistema que apresentou a melhor resposta, visto sobressinal, tempo de acomodação e erro em regime, utilizou os ganhos de controlador  $K_p = 25$ ,  $K_i = 25$  e  $K_d = 0,5$ , com a ação *anti-windup* ativa.

## 5 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE EM TEMPO DISCRETO

Para implementação prática do sistema de controle, algumas condições precisaram ser satisfeitas primeiramente, como ajustes e nivelamento do carro móvel e o correto esticamento e posicionamento da correia sincronizadora de forma a reduzir ao máximo a quantidade de vibração e travamentos no movimento, deixando-o o mais livre possível e assim não impactar no controle.

Figura 57 – Planta real do acumulador com um bobinador.



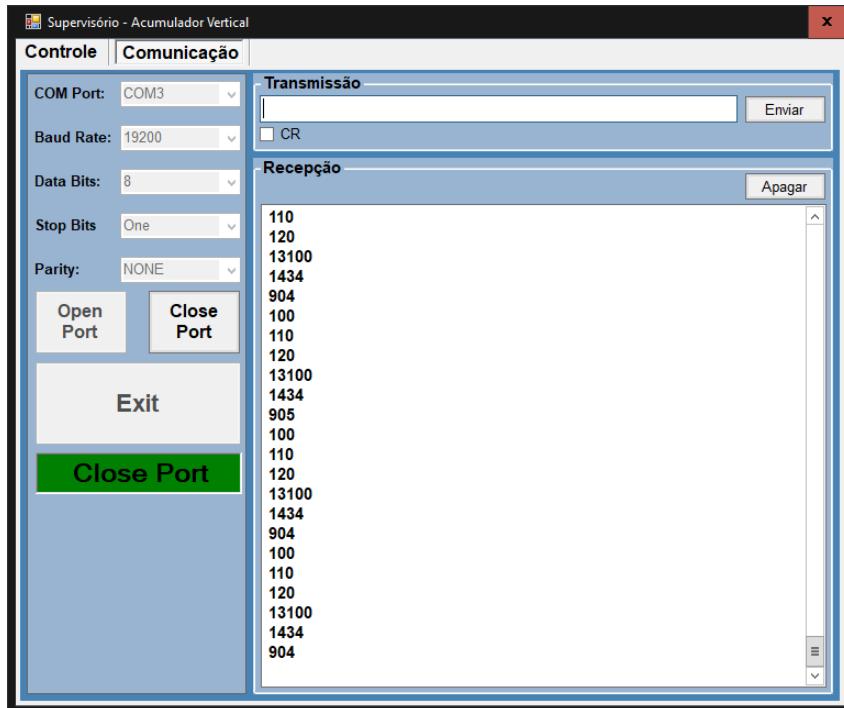
Fonte – Elaborado pelo Autor.

Na figura 57, observa-se a montagem final da planta, já com um bobinador montado na saída do acumulador, podendo ser acionado manualmente para simular a movimentação do material dentro do acumulador, enquanto é feito o controle de tensionamento do material. Toda a parte eletrônica é encontrada sobre a tampa superior do acumulador e todo o comissionamento elétrico finalizado para testes.

## 5.1 Estrutura do Supervisório

Conforme abordado no capítulo 3, o software a todo o ciclo faz varreduras de todas as entradas digitais, analógicas e comunicação *I2C*, atualizando os valores das variáveis internas e tomando as decisões necessárias. Na figura 58, vê-se a tela de conexão e comunicação do supervisório com o controlador embarcado. A função da tela é bastante simples, sendo apenas necessário configurar a forma de comunicação serial, selecionando a porta, velocidade e formato da mensagem. No campo "Recepção", é possível monitorar os comandos enviados pelo Arduino para o supervisório, enquanto o campo "Transmissão" é uma interface para enviar comandos ao Arduino sem o uso dos botões e campos da tela de controle. Com o uso do *Timer0* do controlador embarcado, a cada 100 ms é feita uma leitura na entrada serial/USB para confirmar se há comandos vindos do sistema supervisório.

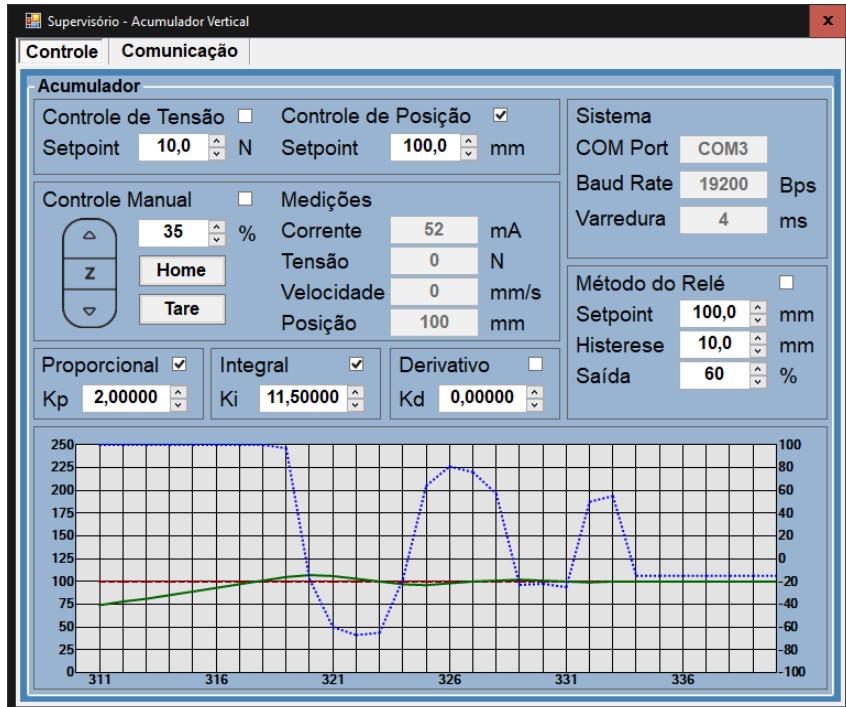
Figura 58 – Tela de comunicação do sistema supervisório.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

Caso existam comandos, é feita a leitura e interpretação do comando e executado assim que a sua respectiva função de controle seja chamada pelo laço principal do programa. Após verificar a presença de comandos do supervisório, o controlador embarcado envia cinco informações para o supervisório, sendo: a corrente do motoredutor, a tensão medida na célula de carga, a velocidade e posição instantâneas do carro móvel e, por fim, o tempo da última varredura do laço principal. Conforme a figura 59, pode-se selecionar entre 4 tipos de operação, sendo: controle manual, controle de tensão, controle de posição e método do relé.

Figura 59 – Tela de controle do sistema supervisório.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

No controle manual, o acumulador permanece sem se movimentar e aguarda um comando de subida ou descida do supervisório através do botão duplo. Deve ser digitado um valor percentual no campo ao lado do botão duplo para escolher o *Duty Cycle* que será comandado ao motoreductor. Os dois botões adicionais são utilizados para zerar o valor lido na célula de carga (*Tare*) e zerar o valor da posição do carro móvel (*Home*), indicando que ele esteja na posição totalmente embaixo.

Nos controles de tensão e posição, o usuário deve digitar o valor do *setpoint* desejado para o tipo de controle selecionado, e pode alterar o valor dos ganhos do controlador alterando seus respectivos valores nos campos mais abaixo, podendo habilitar ou desabilitar um ganho dinamicamente para testar o comportamento da planta.

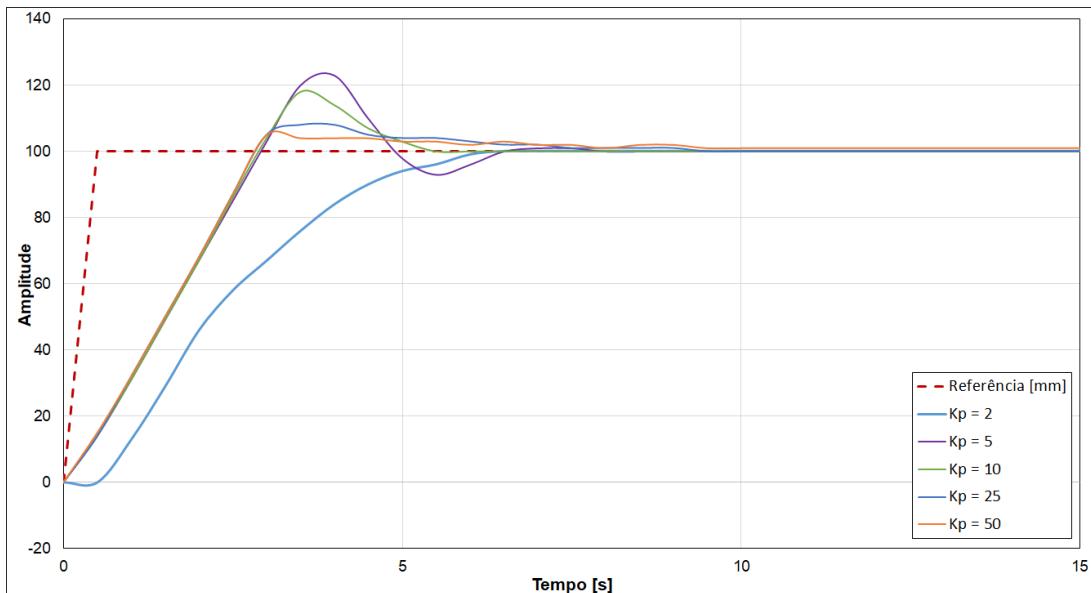
O método do relé solicita que o usuário insira três parâmetros, sendo um *setpoint* de posição para a oscilação ocorrer ao redor, o valor da histerese e o ganho do relé em percentual do *Duty Cycle*. Além dos modos de controle, o sistema supervisório possui um gráfico para visualização do comportamento do carro móvel e do controle, além de gerar um arquivo em formato *.txt* com o valor amostrado das principais variáveis do sistema para posterior uso de análise de desempenho do controlador.

## 5.2 Comportamento com Controle Proporcional

Na sequência de testes na planta real, é aplicado uma entrada em degrau no modo de controle de posição, variando o ganho proporcional para verificar e comparar o comportamento

do sistema a medida que o ganho  $K_p$  é aumentado em relação a sua resposta simulada. Contudo, devido a velocidade de aquisição dos dados da planta, não é possível testar usando um sinal de referência de 10 mm, causando uma resposta com poucos para geração do gráfico. Então, para os testes reais, foi aplicado um sinal de referência de 100 mm:

Figura 60 – Resposta ao degrau real do acumulador variando o ganho proporcional.



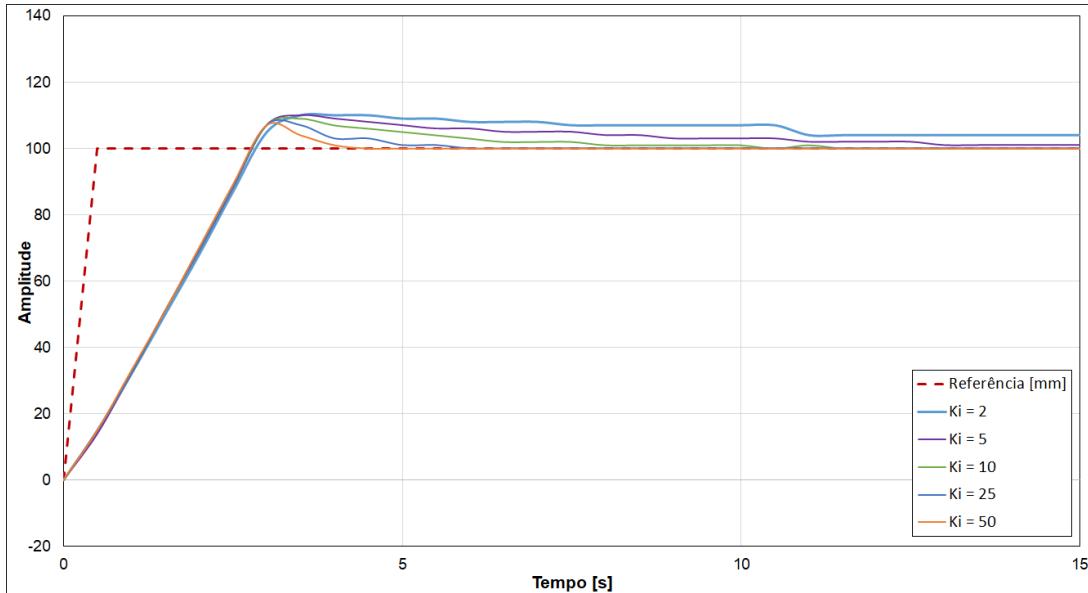
Fonte – Elaborado pelo Autor.

Observando a resposta do sistema, em geral, o comportamento da planta apresenta um formato próximo do simulado, dada as diferenças no degrau de entrada e demais parâmetros não contemplados na planta simulada, tais como os atritos.

### 5.3 Comportamento com Controle Proporcional-Integral

Seguindo a mesma sequência de testes da simulação, foi fixado o ganho proporcional  $K_p = 25$  e foi sendo variado o ganho integral  $K_i$ . Devido a forma como a biblioteca de PID do Arduino foi criada, o controlador já apresenta naturalmente a ação *anti-windup*, para evitar que seja colocado um valor superior a 255 na saída *PWM*, que seria quando o *Duty Cycle* é máximo.

Figura 61 – Resposta ao degrau real do acumulador variando o ganho integral.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

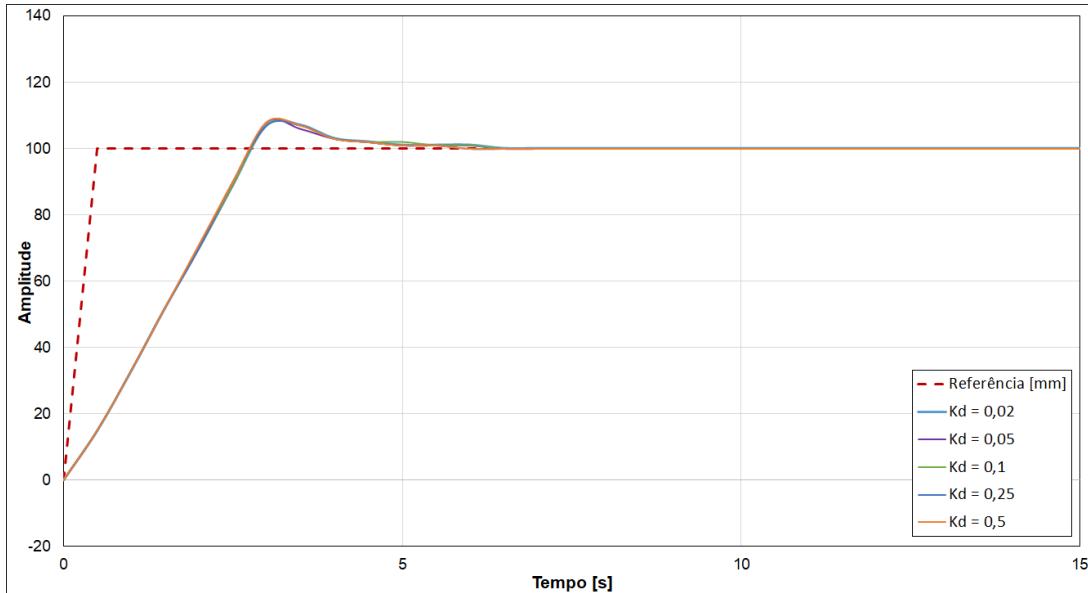
A medida que é aumentado o valor do ganho integral, a recuperação do controle após a ultrapassagem é mais rápida, pois o erro acumulado é tão grande que com ganhos pequenos é necessário um maior tempo para o somatório se anular e a planta apresentar nenhum erro em regime, como visto na resposta para um ganho  $K_i = 50$ , onde o sistema possui uma recuperação muito mais rápida do que comparado com as demais respostas.

É interessante observar que na figura 55, a planta simulada apresenta mais oscilação e sobressinal para alcançar o regime, indicando a falta de um parâmetro de amortecimento para estabilizar o sistema, como os atritos não considerados.

#### 5.4 Comportamento com Controle Proporcional-Integral-Derivativo

Agora fixando os ganhos proporcional e integral em 25 e 25, respectivamente, e variando o ganho derivativo  $K_d$ , assim como na planta simulada, espera-se que as repostas apresentem um tempo de acomodação e sobressinal menores:

Figura 62 – Resposta ao degrau real do acumulador variando o ganho derivativo.



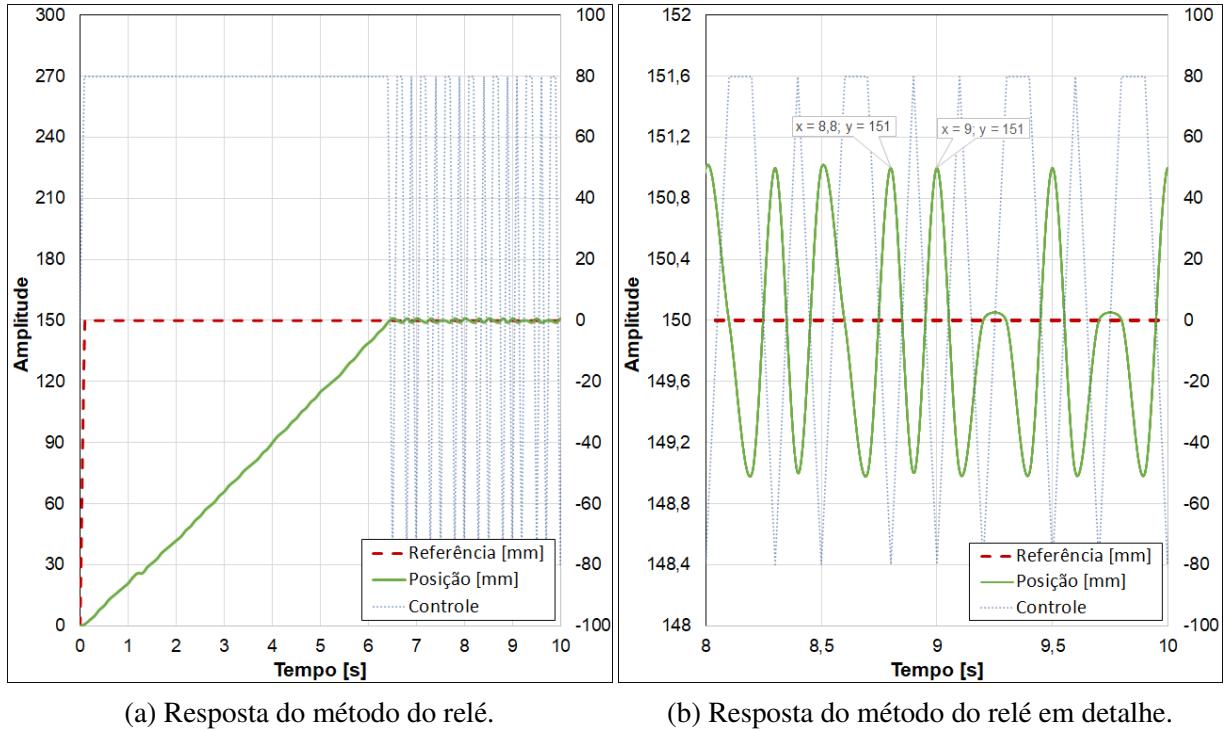
Fonte – Elaborado pelo Autor.

Diferentemente da simulação, a adição do ganho derivativo reduziu muito pouco o tempo de acomodação e o sobressinal do sistema. Além disso, a alteração do ganho, praticamente, não alterou a resposta, o que pode indicar que os ganhos são baixos demais para a planta real.

## 5.5 Método de Sintonia com Relé

Durante o desenvolvimento deste trabalho, foi discutido brevemente sobre alguns métodos de sintonia de controladores em malha fechada, em especial o método do relé com histerese, que fornece uma forma mais segura de utilizar o método da sensibilidade limiar de Ziegler e Nichols. Então, com isto em mente, foi implementado e disponibilizado no sistema supervisório a opção de ativar um controle de relé com histerese para se levantar os parâmetros de controle da planta. Aplicando a saída com relé na planta, obteve-se o seguinte resultado:

Figura 63 – Método de Sintonia com relé.



(a) Resposta do método do relé.

(b) Resposta do método do relé em detalhe.

Fonte – Elaborado pelo Autor.

Na figura 63a, observa-se que logo que o carro móvel alcança o valor de referência e ultrapassa a banda superior, formada pela soma do valor de referência e da histerese, a saída do relé inverte o sinal de controle e força a descida do carro até alcançar a banda inferior, formada pela subtração do valor de referência e da histerese, invertendo novamente o sinal de controle. Com esta inversão da saída, o carro móvel começa a oscilar indefinidamente de forma estável ao redor do valor de referência e, com isso, pode-se ler a amplitude da oscilação e o seu período e calcular o obter-se o ganho e período crítico. Assim, observando a figura 63b, onde foi detalhada a oscilação do sistema com valor da amplitude e período dela, para usar a equação 17 e encontrar o valor do ganho crítico  $K_u$  e, em seguida, aplicar os resultados no quadro 2. Com isto, obtendo-se os valores vistos na tabela 4:

Tabela 4 – Parâmetros da planta obtidos com o método do relé com histerese.

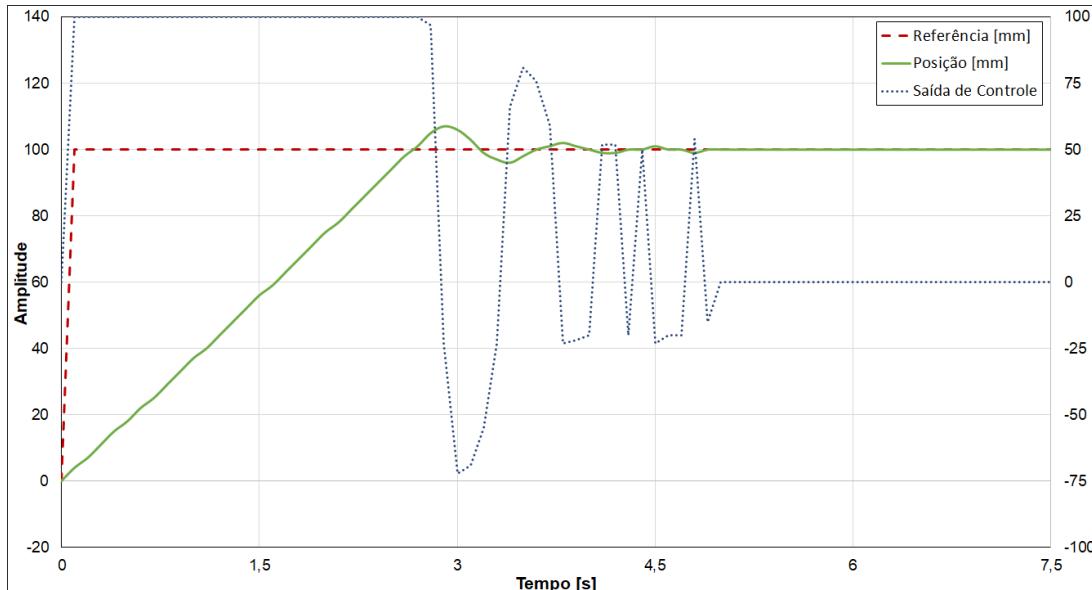
Parâmetro	Valor
$K_u$	29,50917
$P_u$	0,2 s
$K_p$	17,7055
$T_i$	0,1
$T_d$	0,025
$K_i$	177,05503
$K_d$	0,44263

Fonte – Elaborado pelo Autor.

## 5.6 Análise dos Resultados

Aplicando os parâmetros obtidos com o método do relé na planta, conforme visto na figura 64, obteve-se uma melhora notável em termos de sobressinal e tempo de acomodação, apresentando uma pequena oscilação amortecida até alcançar o regime:

Figura 64 – Resposta ao degrau do acumulador com os parâmetros do método do relé.



Fonte – Elaborado pelo autor.

A partir da figura 64, pode-se retirar todos os dados de desempenho da planta, onde:

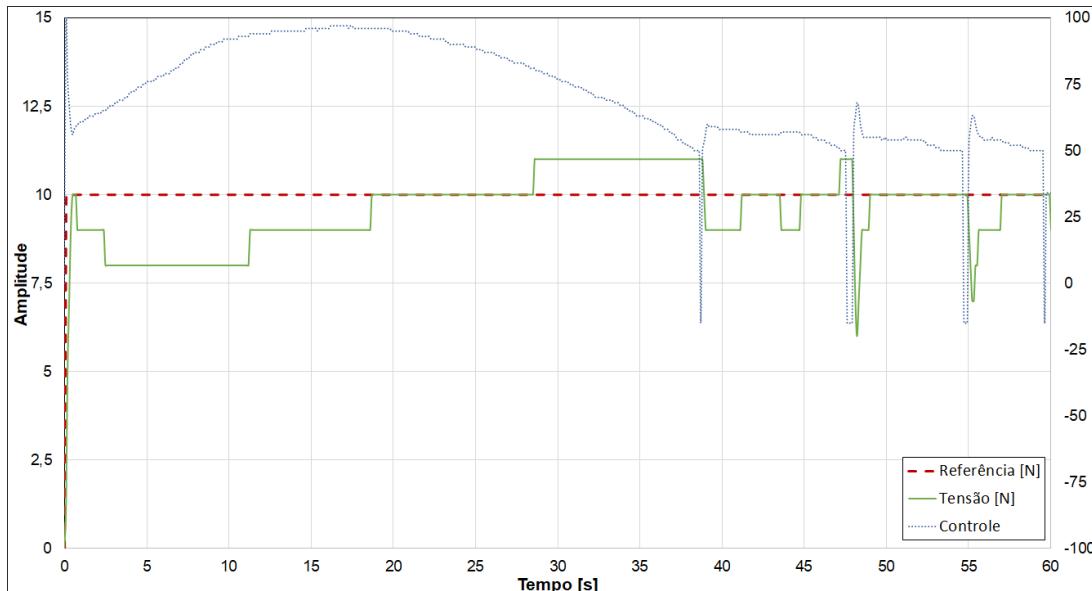
Tabela 5 – Dados de desempenho da resposta ao degrau da planta com os parâmetro do método do relé com histerese.

Parâmetro	Valor
Tempo de Subida ( $t_r$ )	2,7 s
Tempo de Pico ( $t_p$ )	2,9 s
Sobressinal ( $M_p$ )	7 %
Tempo de Acomodação ( $t_s$ )	4,4 s
Erro em Regime ( $e_{ss}$ )	0 %

Fonte – Elaborado pelo Autor.

Entretanto, a utilização do modo de controle de tensão no material, não utiliza os mesmos parâmetros do que o modo de controle de posição. Visto isto, foram testados diversos ganhos diferentes até se atingir a resposta da figura 65, onde o comportamento do acumulador apresentou a melhor estabilidade e responsividade para o universo de parâmetros testados.

Figura 65 – Controle de tensão do material com  $K_p = 10$ ,  $K_i = 5,5$  e  $K_d = 0$ .



Fonte – Elaborado pelo autor.

Durante os testes com controle de tensão, observou-se que o valor lido da célula de carga, acaba aumentando lentamente com o tempo, mesmo com o sistema parado e sem carga imposta à célula. Este comportamento se repetiu em todos os testes e prejudicou diretamente o controle de tensão do sistema, uma vez que, este valor aumentava ao ponto de desestabilizar o sistema, fazendo o carro móvel descer, folgar o material e não conseguir corrigir, necessitando reiniciar a planta para remover o erro acumulado.

O sistema mecânico, em geral, foi capaz de fornecer a estrutura e versatilidade para executar todos os testes necessários e monitoração das variáveis do sistema. Todavia, a estrutura

mecânica apresentou alguns problemas de nivelamento do carro móvel, que não influenciaram muito nos resultados do sistema, operando normalmente com bastante estabilidade.

Apesar dos problemas apresentados e, principalmente, da variação no valor medido da célula de carga, todos os testes foram satisfatórios e validaram a proposta de criação de uma maquete didática para aplicação dos conceitos de controle e métodos de resolução de problemas.

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O trabalho foi divido em 5 etapas distintas, buscando aprofundar e desenvolver um projeto multidisciplinar, onde envolveu-se conhecimentos de mecânica para definição, dimensionamento e projeto do acumulador e bobinadores; conhecimentos de eletrônica para seleção de módulos de acionamento e medição compatíveis com as necessidades do escopo; conhecimentos de física e modelagem de sistemas dinâmicos, relacionando os problemas de física mecânica translacional e rotacional com o desenvolvimento do modelo que descreve o funcionamento do acumulador; conhecimentos de linguagem de programação e sistemas embarcados para a criação de classes e métodos para cada um dos módulos de sensores e acionamento, criando um esqueleto de *software* capaz de ser reutilizável e escalável, além da abordagem de sistemas de comunicação, gerando um protocolo próprio para interação entre o microcontrolador e o PC; por fim, a aplicação dos conhecimentos de sistemas de controle clássico para resolução de problemas reais, possibilitando facilmente escalar a solução aplicada neste projeto em um equipamento real, com as devidas alterações em virtude das diferenças de *hardware*.

A primeira parte, foi abordado uma explicação geral de como opera a indústria da borracha no Brasil e no mundo, relacionando a importância da utilização de acumuladores, não só na indústria de elastômeros, mas também sua aplicação em linhas de processamento de polímeros, celulose e metais, que levaram a ideia da criação deste projeto. Na sequência, foi feito uma explicação geral sobre sistemas de controle clássicos e os métodos mais utilizados para sintonização de controladores, com um enfoque maior na aplicação do método de sensibilidade limiar de Ziegler e Nichols com o uso de um controlador relé com histerese para geração de uma oscilação sustentada que não ofereça riscos patrimoniais ao sistema a ser controlado ou humanos à terceiros envolvidos no projeto. A terceira parte do projeto buscou apresentar o projeto mecânico e dimensionamento dos acionamentos e criação do modelo em diagrama de blocos da planta. Nesta etapa, percebeu-se como a importância de um bom projeto mecânico e bem definido podem mudar completamente a abordagem do engenheiro de controle para encontrar soluções na hora de automatizar uma planta qualquer.

A partir dos testes simulados e, posteriormente, na planta real, percebeu-se a enorme quantidade de conhecimento construído ao longo do desenvolvimento, e como é possível se aprofundar ainda mais neste tipo de equipamento, abordando o problema por vários ângulos diferentes, tornando-se uma escola para desafios e aperfeiçoamento dos conhecimentos na área. O projeto como um todo tinha o objetivo de fornecer um sistema miniaturizado de um equipamento real que tivesse a capacidade de oferecer aos estudantes uma maquete didática versátil e de fácil parametrização para entendimento de como os parâmetros de controle podem alterar a resposta real de um sistema. Ao fim da análise de resultados, observou-se como a alteração dos parâmetros são capazes de influenciar no comportamento da planta, de forma que a inclusão

de ganho integral diminui a oscilação na saída do sistema, mas que com ganhos muito baixas aumenta o tempo até o sistema ficar com erro zero. Percebendo-se também que a necessidade de uma melhor instrumentação com tempo de amostragem menor e aquisição estável, resolveria problemas de controle, tornando a planta mais robusta. Contudo, que para os testes de controle de posição a planta apresentou resultados muito satisfatórios e responsivos.

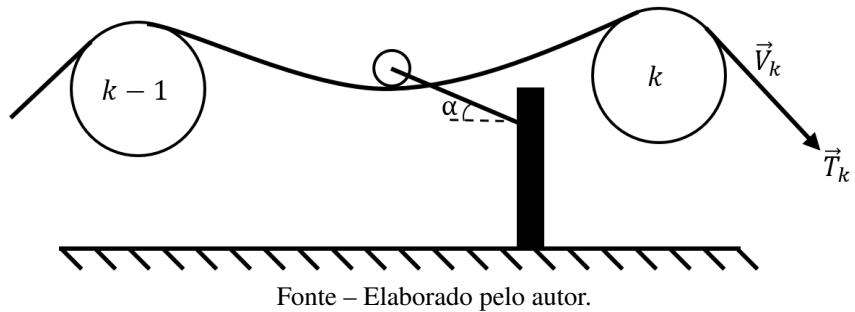
## 6.1 Sugestões de Melhoria e Trabalhos Futuros

Para sugestões de melhorias no equipamento, seria recomendado a alteração do sistema de medição de tensão no material, mudando o módulo de leitura de célula de carga por um amplificador de instrumentação com comunicação *I2C*, e mudança da configuração da célula de carga de forma a compensar a deriva térmica do sistema. Também sugere-se alterar o sistema de nivelamento para um conjunto com ao menos três rodas, abraçando as colunas da estrutura, assim aumentando a estabilidade do carro móvel, além de alterar o projeto de transmissão mecânica para utilizar contrapesos e assim diminuir a relação de redução do motoredutor, reduzindo a quantidade de peças móveis que sofrem desgaste continuamente.

Conforme dito, esta maquete possibilita uma enorme gama de abordagens e sistemas que podem ser aplicados, sendo assim, entre os trabalhos futuros que dão continuidade ao projeto, destaca-se o desenvolvimento de controle em cascata de torque, velocidade e posição para o acumulador, o desenvolvimento do controle dos bobinadores, também em cascata com três malhas de controle, compensando no controle de torque e velocidade a variação do diâmetro na bobina para manter uma tensão constante no material. Aproveitando o sistema de compensação do diâmetro da bobina, pode-se testar as diferenças de controle, fazendo medição indireta do diâmetro com um encoder no eixo do motor, contando as voltas e desenvolvendo um cálculo de camadas e medição direta usando um sensor ótico ou ultrassônico para medir o diâmetro.

Outra opção de trabalho futuro, envolvendo a melhoria no sistema de medição de tensão no material e mudança do sistema de transmissão, pode-se testar e comparar o controle de tensão usando também medição direta e indireta, onde a medição direta pode ser feita com célula de carga, igual ao sistema atual, ou adição de células nos rolos desviadores de entrada e saída do acumulador. Para medição indireta, é possível desenvolver um sistema com um *dancer* mecânico apoiado sobre o material e estimando a tensão no material a partir da medição do ângulo, conforme a figura 66

Figura 66 – Medição indireta da tensão no material com uso de *dancer* mecânico.



Fonte – Elaborado pelo autor.

Por fim, outra sugestão de trabalho futuro, é a criação de um sistema de alinhamento do material na saída do acumulador com um controle ótico de medição de sombra, acionando um rolo que translada horizontalmente, tentando alinhar o material que será enrolado no bobinador, evitando que as faces laterais da bobina não fiquem paralelas.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALU-CEK. **Catálogo: Perfil de Alumínio.** Brasil, 2018. v. 1. Citado na página 41.
- ANG, K. H.; CHONG, G.; LI, Y. PID control system analysis, design, and technology. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 13, n. 4, p. 559–576, 2005. ISSN 10636536. Citado na página 33.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID Controllers: Theory, Design and Tuning.** 2. ed. [S.l.]: ISA: Instrument Society of America, 1995. ISBN 1556175167. Citado 3 vezes nas páginas 28, 37 e 38.
- ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. **Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers.** 2.11b. ed. [S.l.]: Princeton University Press, 2008. 426–426 p. ISSN 0033-5770. ISBN 9780691135762. Citado na página 28.
- Baú da Eletrônica. **Driver Motor ponte-H - L298N.** 2019. Driver Motores. Disponível em: <<http://www.baudaelectronica.com.br/driver-motor-ponte-h-l298n.html>>. Acesso em: 11 Jun 2019. Citado na página 59.
- Baú da Eletrônica. **Encoder Decoder KY-040 Rotacional.** 2019. Módulos. Disponível em: <<https://www.baudaelectronica.com.br/encoder-decoder-ky-040-rotacional.html>>. Acesso em: 08 Ago 2019. Citado na página 62.
- Baú da Eletrônica. **Módulo Conversor HX711 para Sensor de Peso.** 2019. Módulos. Disponível em: <<https://www.baudaelectronica.com.br/modulo-conversor-hx711-para-sensor-de-peso.html>>. Acesso em: 10 Out 2019. Citado na página 61.
- Baú da Eletrônica. **Sensor de Corrente DC INA219 I2C.** 2019. Módulos. Disponível em: <<https://www.baudaelectronica.com.br/sensor-de-corrente-dc-ina219-i2c.html>>. Acesso em: 08 Ago 2019. Citado na página 60.
- BRITANNICA, T. E. of E. **Strain Gauge.** 2009. Encyclopædia Britannica. Disponível em: <<https://www.britannica.com/technology/strain-gauge>>. Acesso em: 15 out 2019. Citado na página 60.
- BRITISH STANDARD EUROPEAN NORM. **BS EN 12301:2000+A1:2008:** Plastics and rubber machines. calenders. safety requirements. United Kingdom, 2000. Citado na página 20.
- COOPER, D. **The P-Only Algorithm.** 2015. Control Guru - Practical Process Control. Disponível em: <<https://controlguru.com/the-p-only-control-algorithm/>>. Acesso em: 04 abr 2019. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.
- DWIVEDI, A.; TIWARI, A. N. A Review : Speed Control of Brushless DC Motor A Review : Speed Control of Brushless DC Motor. n. December, 2017. Citado na página 62.
- FAGUNDES, J. Propriedades mecânicas papel higiênico. [mensagem pessoal]. 2019. Disponível em: <[jonas.fagundes@mili.com.br](mailto:jonas.fagundes@mili.com.br)>. Acesso em: 11 Jun 2019. Citado na página 54.
- FIA. **Indústria 4.0: o que é, consequências, impactos positivos e negativos [Guia Completo].** 2018. FIA - Fundação Instituto de Administração. Disponível em: <<https://fia.com.br/blog/industria-4-0/>>. Acesso em: 20 mai 2019. Citado na página 15.

- GENT, A. N. Rubber: Chemical compound. **Encyclopædia Britannica**, Encyclopædia Britannica, inc., v. 1, n. 1, p. 1–8, 2016. Disponível em: <<https://www.britannica.com/science/rubber-chemical-compound>>. Acesso em: 08 Jun 2019. Citado na página 18.
- GILBERT, W. Web tension control fundamentals. 2018. Citado na página 61.
- GOMES, M. M. **Negro de Carbono**. RubberPedia - Portal da Indústria da Borracha. Disponível em: <<http://www.rubberpedia.com/negro-carbono.php>>. Acesso em: 13 abr 2019. Citado na página 18.
- GROOVER, M. P. **Fundamentals of Modern Manufacturing**. 4. ed. [S.l.]: Bookman, 2012. ISSN 1098-6596. ISBN 978-0470-467002. Citado 5 vezes nas páginas 15, 18, 19, 20 e 21.
- HUGHES, A. **Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications**. 3. ed. Great Britain: Elsevier, 2006. 431 p. ISBN 978-0-7506-4718-2. Citado na página 56.
- IMC. **How To Size and Select Load Cells for Web Process Productivity Introduction the Handbook**. [S.l.]: Cleveland Motion Controls. Citado na página 22.
- JOSHI, B.; SHRESTHA, R.; CHAUDHARY, R. Modeling , Simulation and Implementation of Brushed DC Motor Speed Control Using Optical Incremental Encoder Feedback DC Motor Model Simulink Modeling , Simulation and Parameter estimation. **Proceeding of IOE Graduate Conference**, n. October 2014, p. 497–505, 2014. Citado na página 62.
- KOÇ, H. et al. Modeling and Control of an Industrial Accumulator in a Web Transport System. **European Control Conference (ECC)**, n. September, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- KOÇ, H. et al. Modeling and Robust Control of Winding Systems for Elastic Webs. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 10, n. 2, p. 197–208, 2002. ISSN 10636536. Citado na página 24.
- KUHM, D.; KNITTEL, D. New design of robust industrial accumulators for elastic webs. **Elsevier**, n. January, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 27.
- KUHM, D.; KNITTEL, D. New mathematical modelling and simulation of an industrial accumulator for elastic webs. **Elsevier**, n. November, 2012. Citado na página 26.
- KUHM, D.; KNITTEL, D.; BUENO, M. A. Robust control strategies for an electric motor driven accumulator with elastic webs. **ISA Transactions**, Elsevier, v. 51, n. 6, p. 732–742, 2012. ISSN 00190578. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2012.05.004>>. Citado 3 vezes nas páginas 24, 26 e 27.
- LEONHARD, W. **Control of electrical drives**. 3. ed. Berlin: Springer, 2001. 473 p. ISSN 00051098. ISBN 3540418202. Citado na página 50.
- LEVINE, W. S. **The Control Handbook - Control Theory Fundamentals**. 2. ed. [S.l.]: CRC Press, 2011. ISBN 978-1-4200-7363-8. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 31.
- MARK, J. E. **The Science and Technology of Rubber**. 4. ed. [S.l.]: Elsevier Inc., 2013. ISBN 9780123945846. Citado na página 15.
- MARTO, G. B. T. **Hevea brasiliensis (Seringueira)**. 2007. IPEF - Instituto de Pesquisas e Estudos Florestais. Disponível em: <<https://www.ipef.br/identificacao/hevea.brasiliensis.asp>>. Acesso em: 27 mar 2019. Citado na página 18.

- Neoyama. **SÉRIE AK555**. 2019. Neomotion. Disponível em: <<https://neomotion.com.br/wp-content/uploads/2019/03/MMDC-R3-Sem-Red.pdf>>. Acesso em: 05 Abr 2019. Citado na página 55.
- NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. ed. [S.l.]: LTC, 2012. ISBN 9788521621355. Citado 4 vezes nas páginas 28, 30, 31 e 53.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. [S.l.]: Pearson, 2011. ISBN 9788576058106. Citado 7 vezes nas páginas 29, 32, 33, 34, 36, 37 e 51.
- PAGILLA, P. R. et al. Dynamics and control of accumulators in continuous strip processing lines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 3, p. 934–940, 2001. ISSN 00939994. Citado na página 24.
- PAGILLA, P. R.; SINGH, I.; DWIVEDULA, R. V. A Study on Control of Accumulators in Web Processing Lines. **Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control**, v. 126, n. 3, p. 453, 2004. ISSN 00220434. Citado na página 23.
- PAZ, R. A. The Design of the PID Controller. **Klipsch School of Electrical and Computer Engineering**, n. 1, p. 1–3, 2001. Citado na página 30.
- RIZZO, J. **Saiba o que é a Indústria 4.0 e descubra as oportunidades que ela gera**. 2018. Sebrae Nacional. Disponível em: <<http://www.sebrae.com.br/sites/PortalSebrae/artigos/saiba-o-que-e-a-industria-40-e-descubra-as-oportunidades-que-ela-gera,11e01bc9c86f8510VgnVCM1000004c00210aRCRD>>. Acesso em: 20 mai 2019. Citado na página 15.
- ROBOTDYN. **Mega+WiFi**. 2019. MEGA+WiFi R3 ATmega2560+ESP8266, flash 32MB, USB-TTL CH340G, Micro-USB. Disponível em: <<https://robotdyn.com/mega-wifi-r3-atmega2560-esp8266-flash-32mb-usb-ttl-ch340g-micro-usb.html>>. Acesso em: 11 Jun 2019. Citado na página 63.
- ROCHA, E. C.; LOVISON, V. M. H.; PIEROZAN, N. J. **Tecnologia de Transformação dos Elastômeros**. 2. ed. São Leopoldo: Centro Tecnológico de Polímeros, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 20.
- ROHM Semiconductor. **Controlling DC Brush Motors with H-bridge Driver ICs**. United States, 2009. Citado na página 58.
- SIEMENS AG. **SIMOTION Web-Accumulator**. Germany, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.
- SKF. **608**. 2019. Rolamentos rígidos de esferas. Disponível em: <<https://www.skf.com.br/products/bearings-units-housings/ball-bearings/deep-groove-ball-bearings/deep-groove-ball-bearings/index.html?designation=608>>. Acesso em: 01 abr 2019. Citado na página 42.
- Texas Instruments. **INA219 Zerø-Drift, Bidirectional Current/Power Monitor With I2C Interface**. 2019. Datasheet. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina219.pdf>>. Acesso em: 08 Ago 2019. Citado na página 60.
- Tiago de Arruda Russolo. **Sistema de Controle de Posição Microprocessado com Servomotor CC**. 84 p. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2011. Citado na página 68.

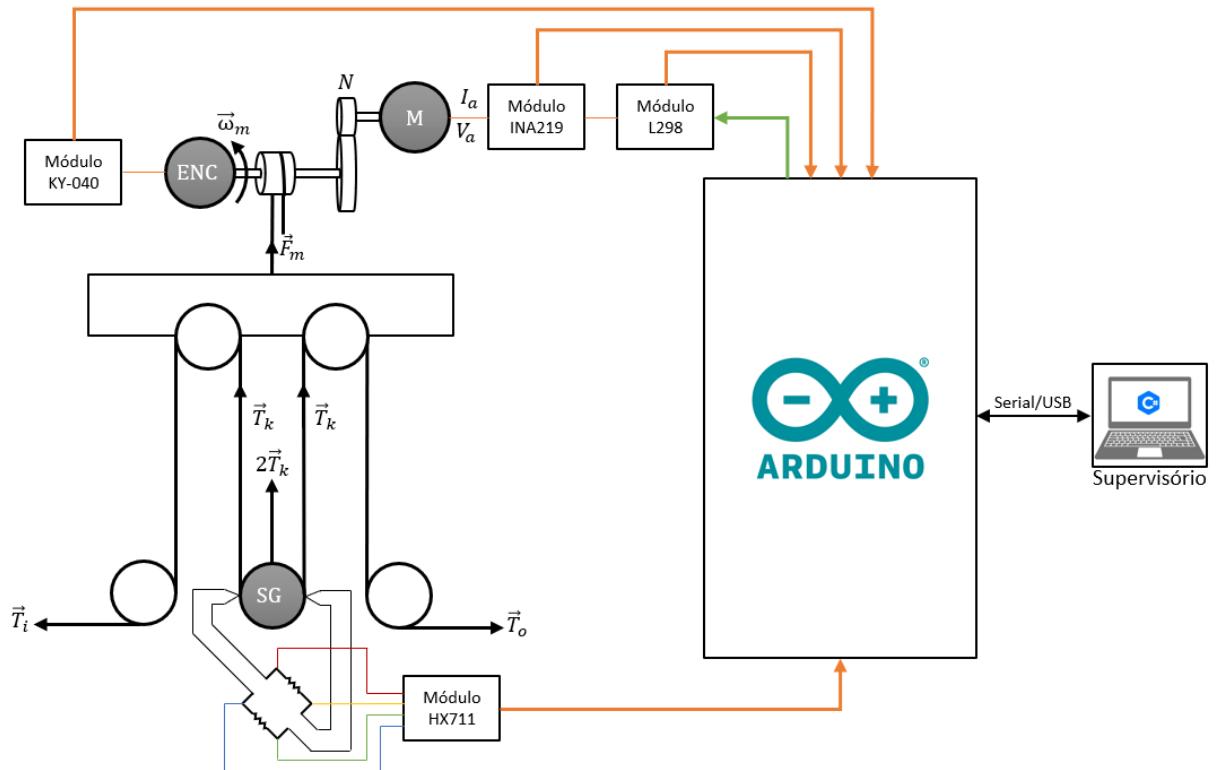
Yu, C.-C. **Autotuning of PID Controllers: A Relay Feedback Approach.** 2. ed. [S.l.: s.n.], 2006. ISBN 9781846280368. Citado 3 vezes nas páginas 35, 36 e 38.

ÖZER, T.; KIVRAK, S.; YÜKSEL, O. H Bridge DC Motor Driver Design and Implementation with Using dsPIC30f4011. **IJERSET: International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology**, n. 5, 2017. ISSN 2319-8753. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 58.

## **Apêndices**

## APÊNDICE A – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO SISTEMA

Figura 67 – Diagrama esquemático do sistema.



Fonte – Elaborado pelo Autor.