

**UNIVERSIDADE REGIONAL INTEGRADA DO ALTO URUGUAI E DAS MISSÕES
PRÓ-REITORIA DE ENSINO, PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
CÂMPUS DE ERECHIM
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS E CIÊNCIA DA COMPUTAÇÃO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

SUÉLEN BAMPI

**CONTROLE DIGITAL DE POSIÇÃO COM REDUÇÃO DE ORDEM DA PLANTA
APLICADO A UMA CÚPULA DE OBSERVATÓRIO ASTRONÔMICO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**ERECHIM - RS
2019**

SUÉLEN BAMPI

**CONTROLE DIGITAL DE POSIÇÃO COM REDUÇÃO DE ORDEM DA PLANTA
APLICADO A UMA CÚPULA DE OBSERVATÓRIO ASTRONÔMICO**

**Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Engenharia Elétrica como
requisito parcial à obtenção do título de
Bacharela em Engenharia Elétrica,
Departamento de Engenharias e Ciência da
Computação da Universidade Regional
Integrada do Alto Uruguai e das Missões –
Campus de Erechim.**

Orientador: Prof. Cássio Luciano Baratieri

**ERECHIM - RS
2019**

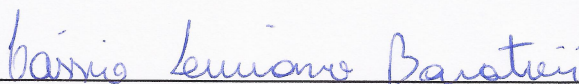
SUÉLEN BAMPI

**CONTROLE DIGITAL DE POSIÇÃO COM REDUÇÃO DE ORDEM DA PLANTA
APLICADO A UMA CÚPULA DE OBSERVATÓRIO ASTRONÔMICO**

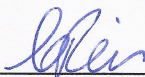
**Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Engenharia Elétrica como
requisito parcial à obtenção do título de
Bacharela em Engenharia Elétrica,
Departamento de Engenharias e Ciência da
Computação da Universidade Regional
Integrada do Alto Uruguai e das Missões –
Campus de Erechim.**

Erechim, 29 de novembro de 2019.

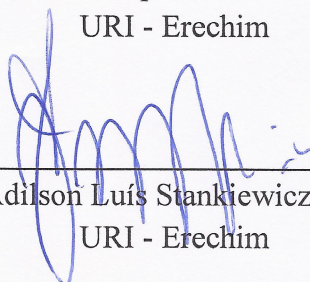
BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Cássio Luciano Baratieri (Orientador)
URI - Erechim



Prof.^a. Ma. Camila Sampaio dos Reis (Examinadora)
URI - Erechim



Prof. Me. Adilson Luís Stankiewicz (Examinador)
URI - Erechim

Dedico este trabalho aos meus pais, Inês e José.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Inês e José, que me ensinaram a importância do conhecimento e da responsabilidade que vem com ele, sendo meus principais incentivadores ao longo da vida. A minha irmã Josiane, pelo incentivo e companheirismo em resolver problemas que nem compreendia e aos meus três irmãos: Ezequiel, Luciano e Odair, por terem tornado esse período mais agradável com suas companhias.

Ao meu namorado Marcos, pela presença constante, apoio, amizade e conforto nas situações mais adversas, deixando essa jornada mais tranquila.

Ao professor Cássio, meu orientador, pelas dicas, recomendações e ensinamentos que contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho e para o meu crescimento pessoal. De modo geral a todos os demais professores do corpo docente da universidade, pelo conhecimento repassado ao longo de toda a minha graduação.

Por fim, aos amigos e colegas que tive o prazer de conhecer e conviver nesse período, foram muitos debates e trocas de experiência que enriqueceram ainda mais essa trajetória.

“O desejo de saber molda o homem”.

Patrick Rothfuss

RESUMO

Este trabalho propõe a aplicação de um método de controle digital de posição em um Motor de Corrente Contínua de Ímãs Permanentes com escovas (MCCIP), aplicado a uma cúpula de observatório astronômico, utilizando controlador clássico de tempo discreto. Uma revisão de literatura sobre servomecanismos, desde os seus componentes básicos até o sistema de controle é apresentada, visando contextualizar o tema proposto. Em seguida são descritos os procedimentos metodológicos que incluem a modelagem matemática do MCCIP, processo de redução de ordem do sistema, projeto de controle para este sistema e acionamento elétrico do motor. O controlador foi projetado por meio do método de sintonização por Lugar Geométrico das Raízes (LGR), utilizando como ferramenta de projeto o *sisotool* do *software* MATLAB®. A validação do modelo matemático e a simulação computacional do controlador foi realizada no *software* PSIM®. Enquanto que o acionamento preliminar do MCCIP, foi efetuado no *software* PROTEUS®. Por fim, são apresentados os valores paramétricos obtidos em ensaios, os resultados de simulação das malhas de controle para rastreabilidade de posição e o comportamento do controlador no protótipo desenvolvido. Como resultado final, o controlador se mostrou adequadamente projetado, mesmo com o atuador apresentando problemas de limitação mínima no esforço do controlador devido à queda de tensão nas escovas.

Palavras-chave: Motor CC de ímãs permanentes. Servomecanismo. Controle digital de posição. Redução de ordem. Simulação computacional. Implementação experimental.

ABSTRACT

This work proposes the application of a digital position control method in a brushed permanent magnet direct current motor (PMDCM), applied to an astronomical observatory dome using a classic discrete time controller. A literature review on servomechanisms, from its basic components to the control system is presented, aiming to contextualize the proposed theme. The following are the methodological procedures that include the PMDCM mathematical modeling, system order reduction process, control design for this system and electric motor drive. The controller was designed using the Geometric Root Location tuning (GRT) method, using as a design tool the sisotool of the MATLAB® software. The validation of the mathematical model and the computer simulation of the controller was performed using the PSIM® software. While the preliminary activation of the MCCIP was performed in the PROTEUS® software. Finally, the parametric values obtained in the tests, the control loop simulation results for position traceability and the controller behavior in the developed prototype are presented. As a final result, the controller proved to be properly designed, even with the actuator experiencing minimal limitation problems in controller effort due to voltage drop on the brushes.

Keywords: Motor DC magnet permanent. Servomechanism. Digital position control. Order reduction. Computational simulation. Experimental implementation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Sistema de acionamento e controle da cúpula do observatório.....	20
Figura 2 – Relação de engrenagens	22
Figura 3 – Estrutura básica do motor CC de ímã permanente.....	24
Figura 4 – Acionamento de motores por comutação eletrônica	27
Figura 5 – Caminhos de correntes em um conversor CC	28
Figura 6 – Elementos chaveadores	28
Figura 7 – Malha de controle com separação de planta	33
Figura 8 – Malha de controle com redução de ordem na planta.....	34
Figura 9 – Circuito elétrico equivalente do MCCIP	38
Figura 10 – Mapa de polos e zeros	41
Figura 11 – Motor adotado no desenvolvimento do projeto	43
Figura 12 – Bloco do circuito eletromecânico do MCCIP	46
Figura 13 – Simulação analógica do acionamento do controlador.....	46
Figura 14 – Malha de controle com planta expandida.....	47
Figura 15 – Lugar das raízes do controlador	48
Figura 16 – Resposta ao degrau do controlador	48
Figura 17 – Malha de simulação do controlador de posição	49
Figura 18 – Microcontrolador DSPIC33FJ12MC202	50
Figura 19 – Optoacoplador 6N136	50
Figura 20 – CI L298	51
Figura 21 – Reguladores de tensão LM1117-3.3 e L7805	51
Figura 22 – Encoder incremental E6B2-CWZ6C	52
Figura 23 – Módulo encoder	52
Figura 24 – Posicionamento dos sensores ópticos.....	52
Figura 25 – Módulo ESP32	53
Figura 26 – Display OLED 128x64.....	53
Figura 27 – 3D da placa de acionamento e controle do MCCIP	54
Figura 28 – Protótipo esboçado.....	55
Figura 29 – Transferidor 360°	55
Figura 30 – Protótipo em escala reduzida vista superior.....	55
Figura 31 – Protótipo em escala reduzida vista inferior.....	56
Figura 32 – Placa de acionamento e controle do MCCIP.....	56

Figura 33 – Circuito interno da interface de comunicação.....	57
Figura 34 – Interface do usuário.....	58
Figura 35 – Resposta da planta simulada a diferentes tensões aplicadas	60
Figura 36 – Resposta do controlador mediante referência de 180°	61
Figura 37 – Comportamento do controlador aplicado ao modelo analógico	62
Figura 38 – Esforço de controle atuando na comutação das chaves na ponte H.....	63
Figura 39 – Comportamento da tensão durante o mapeamento de pulsos	64
Figura 40 – Tensão aplicada ao MCCIP no rastreamento de 359°	64
Figura 41 – Chaveamento em regime permanente	65
Figura 42 – Tensão aplicada ao MCCIP no rastreamento de 90°	65
Figura 43 – Circuito de alimentação e controle.....	72
Figura 44 – Circuito de acionamento	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações técnicas do fabricante.....	43
Tabela 2 – Parâmetros obtidos em ensaio	59
Tabela 3 – Velocidade e corrente obtidas em ensaio.....	60

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Coeficiente de 1ª ordem do polinômio denominador
a	Número de caminhos de corrente da máquina
B	Coeficiente de 0ª ordem do polinômio denominador
B_m	Coeficiente de atrito mecânico [N.m.s]
C	Coeficiente de 1ª ordem do polinômio numerador
$C(s)$	Função do controlador
D	Coeficiente de 0ª ordem do polinômio numerador
E_a	Tensão induzida na armadura [V]
$F(s)$	Função de transferência de malha fechada
$G(j\omega)$	Função de transferência senoidal
$G(s)$	Função de transferência original da planta
$\hat{G}(s)$	Função de transferência de ordem reduzida da planta
$H(s)$	Função de um sinal no domínio da frequência
$h(t)$	Sinal no domínio do tempo
$H(Z)$	Função de um sinal amostrado
I_a	Corrente na armadura [A]
J	Coeficiente de momento de inércia mecânica [kg.m ²]
K	Ganho variável do LGR
k	Constante construtiva
K_d	Ganho derivativo
K_{d1}	Primeiro ganho derivativo
K_{d2}	Segundo ganho derivativo
K_e	Constante de conjugado do motor elétrica [V/(rad/s)]
K_i	Ganho integral
K_m	Constante de conjugado do motor mecânica [V/(rad/s)]
K_p	Ganho proporcional
L_a	Indutância de armadura [H]
M	Relação de amplitude entre a saída e a entrada senoidal
M_p	Máximo sobressinal
n_m	Velocidade mecânica [rpm]

$N(s)$	Numerador da função erro
P	Número de polos
$p(s)$	Polinômio numerador da função de transferência da planta
$\hat{p}(s)$	Polinômio numerador da função genérica de 2ª ordem
$q(s)$	Polinômio denominador da função de transferência da planta
$\hat{q}(s)$	Polinômio denominador da função genérica de 2ª ordem
R_a	Resistência de armadura [Ω]
$R(s)$	Função genérica de entrada
r_1	Raio da engrenagem acoplada ao motor
r_2	Raio da engrenagem acoplada a carga
s	Plano da frequência
T_a	Tempo de acomodação [s]
T_c	Torque requerido pela carga [N.m]
T_e	Torque eletromagnético [N.m]
T_{mec}	Torque mecânico [N.m]
T_s	Tempo de amostragem [s]
V_{esc}	Queda de tensão providas das escovas [V]
V_T	Tensão de terminal [V]
$V_T(s)$	Função tensão de terminal
W	Número total de condutores
$x[n]$	Termos de entrada da equação de diferenças
$y[n]$	Termos de saída da equação de diferenças
$Y(s)$	Função genérica de saída
z	Plano discreto
θ_m	Posição mecânica [rad]
$\theta_m(s)$	Função de ângulo mecânico
ξ	Coeficiente de amortecimento
τ_m	Constante mecânica de tempo [s]
ϕ	Fluxo magnético do estator [Wb]
ω_L	Velocidade de rotação do eixo da carga
ω_m	Velocidade mecânica [rad/s]
$\omega_m(s)$	Função da velocidade mecânica

ω_{m1}	Velocidade de rotação do eixo do motor
ω_n	Frequência natural [rad/s]

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ARM	<i>Advanced RISC Machine</i>
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
CLP	Controlador Lógico Programável
D	Derivativo
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FT	Função de Transferência
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
JFET	<i>Junction Field Effect Transistor</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
MCCIP	Motor de Corrente Contínua de Ímã Permanente Com Escovas
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
Ref.	Referência
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SRAM	<i>Static Random Access Memory</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver Transmitter</i>
ZOH	<i>Zero Order Hold</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	18
1.1 Objetivos	19
1.1.1 Objetivo geral	19
1.1.2 Objetivos específicos	19
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	20
2.1 Servomecanismos rotacionais.....	20
2.2 Estruturas mecânicas.....	21
2.3 Motores.....	22
2.4 Motores CC com escovas	23
2.4.1 Funcionamento dos motores CC de ímãs permanentes	23
2.4.2 Sensores	25
2.4.2.1 Encoder incremental.....	26
2.4.2.2 Encoder absoluto.....	26
2.5 Drives de controle e acionamento.....	27
2.6 Sistemas de controle.....	29
2.6.1 Projeto pelo método do lugar geométrico das raízes	31
2.6.2 Projeto pelo método da resposta em frequência	32
2.6.3 Redução de ordem	33
2.6.4 Controle digital	34
3 METODOLOGIA.....	37
3.1 Modelo matemático	37
3.1.1 Função de transferência MCCIP.....	39
3.2 Ensaios.....	42
3.2.1 Resistência de armadura (R_a).....	43
3.2.2 Indutância de armadura (L_a).....	44
3.2.3 Queda de tensão nas escovas (V_{esc}).....	44
3.2.4 Constante de conjugado do motor (K_e).....	44
3.2.5 Constante de atrito viscoso (B_m)	44
3.2.6 Momento de inércia (J).....	45
3.3 Simulação da planta	45
3.4 Sintonização do controlador.....	47
3.4.1 Determinação do controlador	47
3.4.2 Malhas de simulação.....	49
3.4.3 Discretização do controlador	49
3.5 Definição de componentes	49
3.5.1 Microcontrolador	50
3.5.2 Optoacoplador.....	50
3.5.3 Dispositivos de chaveamento	51
3.5.4 Regulador de tensão.....	51
3.5.5 Sensores de posição	51
3.5.6 Módulo ESP32.....	53
3.5.7 Display OLED 128x64	53
3.6 Placa de controle e acionamento	53
3.7 Protótipo em escala reduzida	54
3.8 Interface de comunicação e entrada de referência.....	57
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	59
4.1 Ensaios experimentais.....	59

4.2 Simulação do controlador.....	61
4.2.1 Simulação por malha	61
4.2.2 Simulação analógica do controlador.....	62
4.3 Implementação experimental.....	63
5 CONCLUSÕES.....	66
5.1 Perspectivas de continuação do trabalho	67
REFERÊNCIAS	68
ANEXO A – CIRCUITOS DE ACIONAMENTO E CONTROLE.....	72

1 INTRODUÇÃO

O controle digital passou por um longo percurso de aperfeiçoamentos até culminar na sua forma mais complexa, com larga utilização no campo tecnológico. Segundo Nise (2017), o uso destes sistemas remonta a época dos gregos em 300 a.C., quando houve o desenvolvimento do relógio d'água para marcar a passagem do tempo. Ainda podem-se citar como primeiras aparições do controle, o controlador de pressão do vapor usado em caldeiras no século XVII e o controle de velocidade em moinhos de vento datado do século XVIII.

O investimento de esforço humano para aprimorar o controle se justifica, pois, a segurança na execução de tarefas, precisão, padronização, qualidade e aumento de funcionalidade são características desejáveis na maioria das áreas, como por exemplo: medicina, robótica, energias renováveis, entre outras. Além disso, o controle, ao ser embarcado em determinadas estruturas, tornam inúmeros processos impraticáveis a mãos humanas possíveis, dado o emprego do controle digital em sistemas microprocessados (NISE, 2017; DORF; BISHOP, 2018).

Existe uma ligação entre servomecanismos e uma unidade de controle, onde é possível desenvolver uma vasta gama de produtos que beneficiam os mais variados segmentos da sociedade (OGATA, 2012; REINTJES; COATE, 1953). Estruturas rotacionais como radares, sistemas meteorológicos, observatórios astronômicos são meros exemplos que empregam controle voltado a geração de informação que beneficiam tantos outros setores.

A interligação de servomecanismos se dá através de um motor elétrico, que podem ser de várias topologias construtivas, o que lhes confere operação, rendimento e potência variada. Segundo Umans (2014) e Chapman (2013), o Motor de Corrente Contínua de Ímã Permanente Com Escovas (MCCIP) apresenta um bom custo benefício quando associado a mecanismos, pois tirando questões de manutenção, é a melhor opção em projetos que envolvam baixo custo de produção, robustez e acionamento simplificado.

Percebe-se a necessidade de um bom ajuste entre o servomecanismo e a unidade de controle projetada, uma estrutura simples dentro da área de controle são os controladores PI, que em sua simplicidade ocupam mais de 90% das estruturas de controle dentro da indústria. Tal abrangência reside na eficácia do controle em uma gama de condições de operação que as plantas podem ser submetidas. Hoje, com a facilidade de embarcar o controlador PI em microcontroladores, o desempenho operacional é ainda melhor (DORF; BISHOP, 2018).

Em vista das potencialidades do servomecanismo na área de engenharia, este trabalho propõe a aplicação do controle clássico e um MCCIP ao controle digital de posição de uma

cúpula de observatório astronômico. Desta forma, inicialmente, almejou-se a caracterização da máquina CC bem como a modelagem matemática em que na função de transferência obtida foi aplicado um método de redução de ordem a função, arrematada pelos ensaios paramétricos. Com a determinação das características operacionais do servo em questão, foi possível desenvolver uma malha de controle eficaz. A concepção do controlador se deu com auxílio do *sisotool* do *software* MATLAB®, sua posterior validação se deu através do *software* PSIM®, que validou tanto a modelagem do MCCIP quanto o controlador. Em seguida, realizou-se um levantamento dos componentes aplicados ao sistema de acionamento e interface com o usuário validados no ambiente de projeto do *software* PROTEUS®, tanto do ponto de vista de funcionamento como de desempenho. Como etapa final tem-se o desenvolvimento do projeto em escala reduzida do sistema visado e a implementação prática do controlador no protótipo. Nos resultados constatou-se que o controlador rastreia a referência imposta e que em virtude do atuador ser limitado pela queda de tensão nas escovas, tal limitação se estendeu para a atuação da lei de controle.

1.1 Objetivos

Os objetivos deste trabalho são classificados em geral e específicos.

1.1.1 Objetivo geral

Desenvolver um controlador digital de posição PI com redução de ordem da planta aplicado a uma cúpula de observatório astronômico.

1.1.2 Objetivos específicos

- Obter o comportamento dinâmico da planta com uma aplicação de redução de ordem do sistema;
- Projetar os ganhos do controlador PI de posição;
- Implementar e validar as estratégias de controle computacionalmente;
- Definir os componentes para os circuitos acionamento da máquina e sensoriamento;
- Confeccionar a placa de circuito impresso que fará o acionamento do MCCIP e a estrutura circular que receberá o controle desenvolvido;
- Desenvolver uma interface de comunicação para o usuário entrar com o valor de referência.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta uma revisão de literatura delimitada aos conceitos básicos sobre servomecanismos e associações de estruturas mecânicas, as características e o funcionamento do MCCIP, sensores de posição, acionamento de motores CC e controladores de posição atrelados a métodos de sintonização, redução de ordem e discretização propostos em diversos trabalhos, objetivando auxílio no desenvolvimento do trabalho proposto.

2.1 Servomecanismos rotacionais

Servomecanismos ou servossistemas podem ser definidos, segundo Reintjes e Coate (1953), como um aparato automático com a finalidade de desempenhar controle em estruturas que requisitem grandes quantidades de força a partir de uma fonte de esforço bem menor. Além disso, sua estrutura é constituída de tal forma a proporcionar a correção comportamental de estruturas mecânicas por meio de uma referência de entrada. As partes comuns a um servomecanismo são: o *drive*, responsável pelo controle; sensores, responsáveis pelo *feedback* de parâmetros; servomotor, responsável pela energia de trabalho e os componentes mecânicos que podem ser aplicados nas mais variadas necessidades.

Dentro da contextualização de servossistema, Ottoboni e Ribeiro (2017) descrevem um servomecanismo rotacional empregado em um observatório astronômico, sob direção do Laboratório Nacional de Astronomia. O servomecanismo consiste em um motor trifásico ligado a um inversor de frequência que por meio de um sistema de engrenagens acopladas ao motor e a uma cremalheira, movimentam uma cúpula de 3,38 m de diâmetro. O controle de velocidade é feito através de um potenciômetro e o acionamento é realizado através de uma chave liga-desliga manual para o posicionamento da cúpula, conforme a figura 1.

Figura 1 – Sistema de acionamento e controle da cúpula do observatório



Fonte: Ottoboni e Ribeiro (2017)

O telescópio é operado de forma manual e não há sistema de integração entre o telescópio e a cúpula. Propõem-se no trabalho a implementação de uma central eletrônica para fazer o posicionamento munida de uma interface gráfica para gerenciar todas as características instrumentais.

Outro emprego de servomecanismo foi alvo do trabalho proposto por Armellini (2006), consistido no projeto de um servomecanismo capaz de suportar e posicionar uma antena de radar Doppler meteorológico. O projeto proposto usou-se de um motor *Brushless DC*, sensorizado por *encoder* absoluto tendo um complexo sistema de controle que envolveu distúrbios inerentes a esse tipo de modelo físico implementado em FPGA.

Servossistemas podem ser de grande porte, por exemplo uma cúpula empregada em um observatório astronômico com as dimensões de 5 m de diâmetro por 4,1 m de altura pode chegar a pesar mais de 1,2 toneladas (OMEGON,2019). Uma antena de radar comumente empregada em meteorologia pode chegar a mais de 550 kg entre a parabólica e o contrapeso da estrutura, isso sem considerar possíveis distúrbios variáveis causados pela força dos ventos (DORF, 2017; ARMELLINI, 2006). Estes dados contextualizam o trabalho de Reintjes e Coate (1953) que detalham a utilização de servomecanismos com baixa energia capazes de controlar grandes estruturas com precisão.

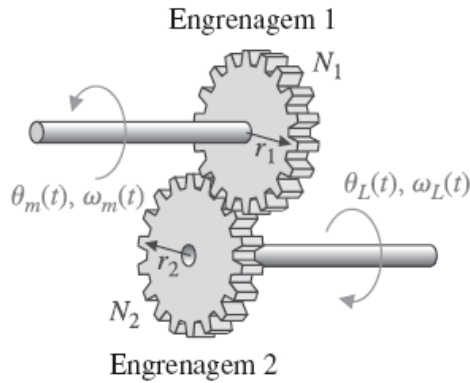
Nas próximas seções serão apresentados detalhes das partes que compõem um servomecanismo e metodologias de acionamento e controle.

2.2 Estruturas mecânicas

Compreende-se como a parte que recebe uma solicitação constante do servomotor, demandando desta uma resposta precisa e regular, dentro das necessidades pré-estabelecidas para a estrutura. A estrutura é parte importante dentro do projeto que envolvem servomecanismos, isso porque dimensões e massas são elementos de grande relevância. (HALLIDAY, 2018).

Não são poucas as estruturas de grande porte que se utilizam de outras estruturas para atingirem objetivos de torque ou velocidade. Aqui tem-se grande destaque as engrenagens que possibilitam o aumento ao a diminuição do torque do eixo em detrimento da velocidade angular [rad/s]. A relação existente está expressa na figura 2, que representa um sistema com engrenagens de raios de dimensões diferentes (MELCONIAN, 2015).

Figura 2 – Relação de engrenagens



Fonte: Dorf (2018)

Sendo que a engrenagem de menor raio é chamada de pinhão e a de maior raio é denominada coroa. A relação matemática associada a duas engrenagens uma acoplada ao eixo do motor e outra vinculada ao eixo de carga é dada por:

$$\omega_{m1}r_1 = \omega_L r_2, \quad (2.1)$$

onde ω_{m1} é a velocidade de rotação do eixo do motor, r_1 é o raio da engrenagem acoplada ao motor, ω_L é a velocidade de rotação do eixo da carga e r_2 é o raio da engrenagem acoplada a carga. Assim tem-se a relação de velocidade entre duas engrenagens dada pela razão entre os raios r_1 e r_2 . A associação existente entre as grandezas torque e velocidade angular se mostra inversamente proporcional. Desse modo, aumentando a velocidade, se diminui o torque e, diminuindo a velocidade, aumenta-se o torque (MELCONIAN, 2012; MOHAN, 2018).

2.3 Motores

De acordo com Umans (2014), o mercado disponibiliza várias topologias construtivas e de funcionamento para motores, que são elementos conversores de energia elétrica em energia mecânica. Dentro das tecnologias desenvolvidas para esse tipo de máquina, tem-se quatro opções: Motores CA; Motores de Passo; Motores *Brushless DC* (sem escovas) e Motores assíncronos CC (com escova).

Motores de Corrente Alternada (CA) exigem um complexo chaveamento de elementos semicondutores para funcionarem de forma adequada, tem como vantagens: baixo custo de manutenção, fabricação e montagem, em relação aos demais (MOHAN, 2018).

Motores de Passo não são indicados para processos que requerem elevado torque, entretanto apresentam como grande qualidade, a operação de controle em malha aberta, dispensando tacômetros e *encoders* (UMANS, 2014).

Brushless DC apresentam uma característica de acionamento por comutação de fases semelhantes aos motores CA, eliminando assim as escovas que são elementos propensos a perdas e desgastes gerando uma máquina mais eficiente, porém mais complexa de acionar (KRAUSE *et. al*, 2013).

2.4 Motores CC com escovas

Existe disponível no mercado uma variedade ampla de configurações e arranjos internos para motores CC, cada um apresenta suas vantagens e desvantagens em relação à aplicação, custo, eficiência, torque-carga (CHAPMAN, 2013).

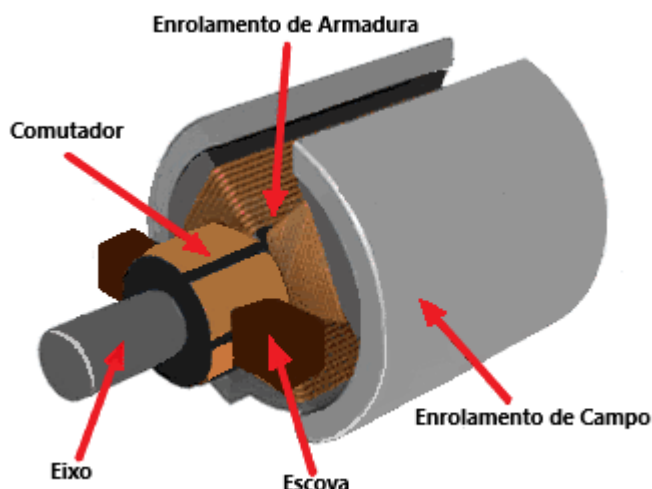
2.4.1 Funcionamento dos motores CC de ímãs permanentes

O motor CC de ímãs permanentes é composto em essência por quatro elementos: ímãs, enrolamento de armadura, anel comutador e escovas. Esses quatro elementos funcionam juntos seguindo os princípios da lei de Lorentz. O funcionamento dessas máquinas rotativas consiste na existência de dois campos magnéticos que tendem a se alinhar com polaridades opostas (norte com sul). Um dos campos é proveniente dos ímãs e o outro do enrolamento de armadura. Essa tendência de alinhamento gera um conjugado induzido (UMANS, 2014).

Para uma revolução ocorrer no rotor é necessário que a corrente que circula nas bobinas da armadura seja invertida de forma que a mudança na polaridade (norte-sul) da bobina do rotor gere a necessidade de alinhamento constante, ou seja, uma rotação suave em um sentido. O caráter de inversão é obtido com a inserção de anéis comutadores ou segmentos comutadores no eixo do rotor, eles estarão presentes na mesma quantidade dos polos do estator com alta isolamento entre si, geralmente por mica, e farão a retificação da corrente da armadura (CHAPMAN, 2013).

A corrente contínua que alimenta o enrolamento de armadura chegará até os comutadores passando por escovas estacionárias de carvão. Os quatro elementos estão assinalados na figura 3.

Figura 3 – Estrutura básica do motor CC de imã permanente



Fonte: Adaptado de Silveira (2019)

Assim como outros tipos de máquinas elétricas cada modelo apresenta características próprias de funcionamento, sendo um dos fatores mais importante para uma boa operação das máquinas CC com escovas a comutação e a ausência de grandes perdas por aquecimento nas escovas.

Para evitar grandes aquecimentos, Umans (2014) aponta a necessidade de a comutação ocorrer na junção dos polos, chamada de neutro magnético. Descrevesse-a como uma linha em que não se tem tensão induzida, não havendo tensão não há curto-circuito entre as escovas e a mudança de segmento comutador que produzem aquecimento. Em valores mais altos de tensão é possível ocorrer um faiscamento nas escovas, que reduziriam drasticamente a vida útil do par de escovas além de danificar os segmentos do comutador de cobre.

Chapman (2013) também é conciso ao afirmar que um dos motivos desse mecanismo apresentar taxas maiores de aquecimento e desgaste nas escovas está relacionado ao ponto de comutação, que acaba sendo modificado quando uma distorção do fluxo principal acontece. A distorção é gerada pelo próprio enrolamento de armadura, que ao criar um campo magnético pela passagem de corrente, acaba por interferir no caráter perpendicular do fluxo magnético gerado pelo estator.

Ao se pensar que a variação de corrente aumenta e diminui o campo gerado nas bobinas da armadura, fica claro que o neutro magnético deixa de ser fixo e a comutação ocorre em pontos inadequados. Além disso, essa distorção nada mais é do que um campo magnético contrário que acaba anulando o fluxo principal e, conseqüentemente, enfraquecendo o fluxo e reduzindo o conjugado de saída no eixo.

Outro aspecto construtivo importante dos motores CC são as escovas. Além de serem responsáveis por interligar os terminais de alimentação aos anéis comutadores, as escovas agregam uma perda considerável, dada a existência de um *gap* entre elas e os comutadores, implicando em perdas de energia durante a operação do motor. Em máquinas de grande porte tal valor é muitas vezes desprezado, dada a irrelevância que essa queda de tensão representa a potência de saída. Entretanto, em máquinas de pequeno porte, tal valor pode apresentar grande impacto, uma vez que qualquer queda de tensão representa significativas perdas na potência do eixo (ÁRON et al., 2017).

Fatores como pressão nas escovas, temperatura do comutador e das escovas, velocidade periférica, condições ambientais (umidade, gases estranhos, oxigênio, etc), material de construção, densidade de corrente são alguns fatores que influenciam e maximizam a queda de tensão relacionada as escovas (BORGES, 2007).

Umans (2014) define que a relação entre a corrente de armadura e a tensão entregue ao rotor não é linear. De modo a confirmar a característica não linear, Áron *et al.* (2017) descrevem em seu trabalho um ensaio que demonstra que o comportamento não linear é provido da queda de tensão nas escovas. O estudo baseou-se na substituição das escovas por blocos de cobre e na medição do comportamento da tensão de terminal *versus* corrente na armadura, como resultado houve um comportamento linear, comprovando que a queda provém de fato das escovas.

Em ensaios realizados por Kesava Rao (1934) descobriu-se que a queda do contato da escova aumenta com o aumento da velocidade. Para o mesmo valor de velocidade, o aumento é inicialmente em proporção direta à corrente, mas tende a um valor constante em correntes muito altas. Com corrente constante, o aumento é diretamente proporcional à velocidade até as velocidades máximas experimentadas.

2.4.2 Sensores

Os sensores são componente fundamental na estrutura de um servomecanismo que informam ao *drive* de controle o funcionamento adequado. O presente trabalho exige duas informações de retorno para guiar o controlador, são elas: posição angular no eixo do motor e posição angular da estrutura mecânica.

Uma das formas mais comuns de medir posição angular é através de *Encoders*, com grande confiabilidade na tratante posição angular instantânea além de poderem estender sua aplicação na medição de velocidade e aceleração. Dadas as características construtivas e

operacionais, os *encoders* podem ser classificados em dois tipos: os incrementais e os absolutos (BRUSAMARELLO; BALBINOT, 2007).

2.4.2.1 *Encoder* incremental

O sensor se compõe de um disco dividido em janelas que se alternam entre espaços opacos e transparentes. No disco tem-se uma fonte de luz e sensores ópticos que interpretam nível lógico alto nos espaços transparente e nível lógico baixo nos espaços opacos. A partir dos pulsos gerados é possível determinar a posição angular. A resolução deste sensor se limita pela quantidade de janelas presentes no disco. Tem-se como necessidade neste tipo de dispositivo um contador externo para determinar o ângulo absoluto em uma determinada rotação. Além disso, os *Encoders* incrementais apresentam normalmente três sensores ópticos, denominados canais *A*, *B*, e *O*. O canal *A* e *B* apresentam entre si uma defasagem nas leituras de 90°, essa defasagem é fundamental para determinar o sentido de giro do motor, enquanto que o canal *O* retorna um único pulso por volta e serve como referência. Por fim, se faz necessário *setar* uma posição inicial como referência para o ângulo zero (FRANCHI, 2009).

2.4.2.2 *Encoder* absoluto

Como grande diferencial, esta configuração apresenta memória de posição, ou seja, a posição para o ângulo zero é sempre a primeira posição. Construtivamente apresenta uma alteração dos setores radialmente o que aumenta a resolução e a complexidade, porém usa a mesma lógica óptica de leitura do *Encoder* incremental. Usualmente emprega código básico Gray para determinar a posição angular dentro do código que compreende uma combinação digital de bits (FRANCHI, 2009).

A tecnologia dos sensores ópticos fora usada no trabalho de Safraid e Ribeiro (2008), que objetivava uma futura automação da cúpula do observatório astronômico situado no campus da Universidade Estadual de Ponta Grossa. A solução apresentada usava-se de sensores ópticos para determinação da posição da cúpula através de *drive* de controle já existentes. Com um sistema de controle realimentado por um *Encoder* incremental as informações chegavam ao motor por infravermelho.

Outro modelo de sensor que se usa da física óptica pode ser visto no trabalho de Tagliari *et al.* (2009), onde propusera-se um sistema supervisionado de variáveis coletadas por sensores interligados a um controlador lógico programável (CLP), no trabalho desenvolvido, um dos sensores usados na coleta de parâmetros foi um sensor óptico, que

funcionava como detector de produto sobre uma esteira. Os resultados demonstram a estabilidade do sensor em identificar objetos dentro do campo de leitura ajustado.

2.5 Drives de controle e acionamento

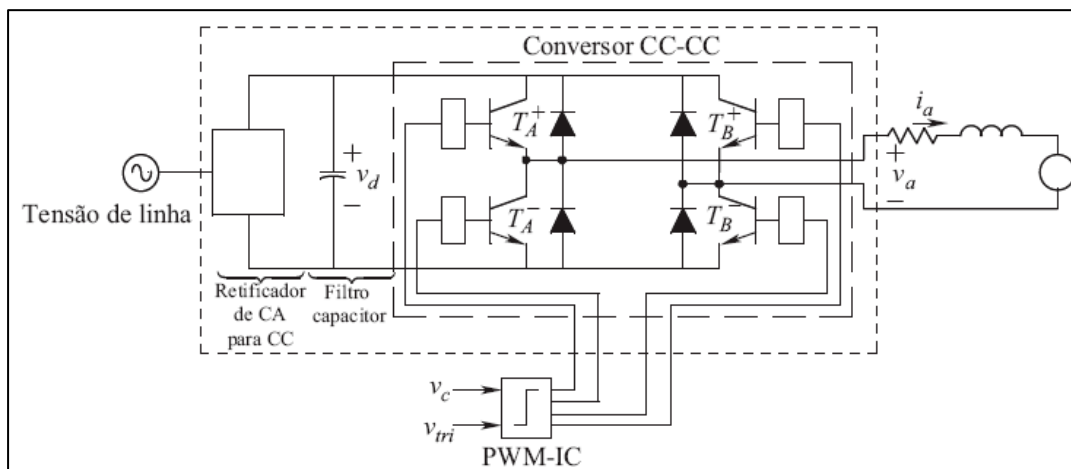
Dada as características construtivas e operacionais dos motores CC tem-se uma facilidade no controle de velocidade. Chapman (2013) descreve as abordagens clássicas de controle de velocidade como:

- Ajuste do fluxo magnético de campo;
- Variação da tensão de armadura;
- Variação da resistência de armadura externa.

O controle de velocidade por variação na tensão de armadura é talvez o método mais útil, porque permite amplas variações de velocidade sem afetar o torque eletromagnético máximo do motor, operando sempre com velocidades igual ou inferior a nominal. Enquanto que a variação da resistência de armadura implica em perdas de energia significativas e a variação de fluxo apenas pode ser empregada em motores que se utilizam de eletroímã (CHAPMAN, 2013).

A forma como a variação de tensão é gerada está apresentada na figura 4, circuito denominado conversor CC-CC. Neste tipo de acionamento a tensão é fornecida ao circuito de armadura através da comutação de chaves eletrônicas de potência (IGBTs, MOSFETs, JFETs) baseada na estrutura de modulação por largura de pulso (PWM) (MOHAN, 2018).

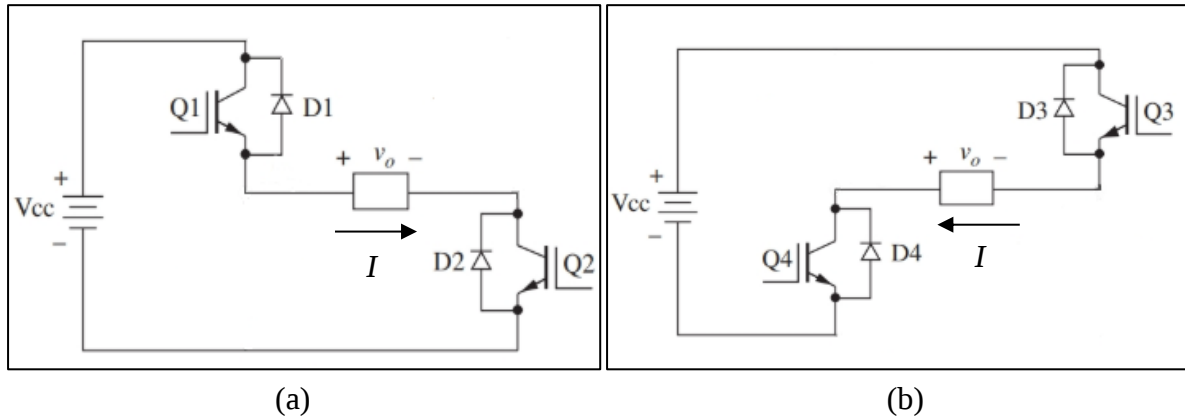
Figura 4 – Acionamento de motores por comutação eletrônica



Fonte: Mohan (2018)

A estrutura do conversor CC quando aplicada em motores CC proporciona a inversão no sentido de rotação dependendo da relação de chaves comutadas. Na figura 5-(a) e figura 5-(b) tem-se os caminhos possíveis para a corrente que alimenta uma carga genérica.

Figura 5 – Caminhos de correntes em um conversor CC

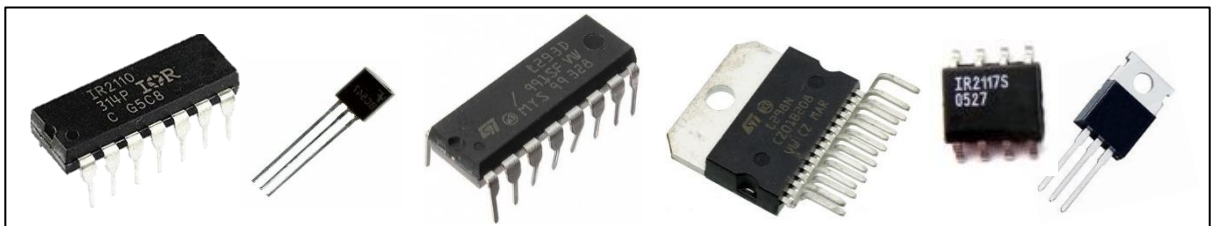


Fonte: Adaptado de Hart (2012)

As chaves comumente usadas em conversores CC como o descrito por Mohan (2018), são MOSFET ou IGBT, porque ao serem controlados por tensão apresentam simplicidade de acionamento. Quanto ao funcionamento, entram em condução quando a tensão *porta-fonte* excede a tensão limiar, assume-se para a corrente na *porta* valores essencialmente zerados e conduzem baseado no princípio de capacitâncias parasitas. Na figura 6, têm-se alguns componentes elétricos usados no acionamento de motores CC de pequeno porte, isso porque alguns deles operarem com tensões abaixo de 40V (PURSCHEL, 2009; HART, 2012).

A seleção dos componentes de acionamento está relacionada com as expectativas dos projetistas, pois os CI utilizam os elementos chaveadores básicos, mas apresentam como diferencial a simplicidade de uso, principalmente com seu controlador. Como contra ponto possuem um valor agregado maior (BERNARDO, 2016).

Figura 6 – Elementos chaveadores



Fonte: Adaptado de Bernardo (2016)

Outro ponto fundamental apontado por Hart (2012) é o isolamento elétrico entre o circuito de controle e o de acionamento, necessário devido as tensões de trabalho envolverem potências elevadas nos dispositivos semicondutores. Comumente adotam-se circuitos com acoplamento magnético ou circuitos com acoplamento óptico para efetuar a isolação.

O circuito de controle apresenta um microcontrolador com limite de portas de entrada/saída, frequência de trabalho e quantidade de memória dependendo do modelo de dispositivo adquirido (GIMENEZ, 2015). É de interesse que o microcontrolador usado no circuito de controle disponha de saída capazes de trabalhar com sinais associado a um ciclo de trabalho percentual ativo, usualmente referido como *duty cycle*, pois a operação em *Pulse Width Modulation* (PWM) é a responsável pelo tempo em que uma chave semicondutora passa conduzindo, implicando no controle direto da potência entregue a carga do sistema (FRANCHI, 2009). Tal técnica é empregada no acionamento das mais diversas máquinas elétricas como é apontado em muitos trabalhos da área (PRIYA, KRISHNAKUMAR, 2013; GHOSH, SAHA, PANDA, 2018).

2.6 Sistemas de controle

Os controladores podem estar sendo desenvolvidos em malha fechada ou malha aberta. A malha fechada consiste de uma ou mais realimentações de parâmetros a serem controlados, a realimentação garante uma relativa insensibilidade a distúrbios externos ou variação de parâmetros do sistema. Por outro lado, em malha aberta, o sistema pode sofrer grandes alterações no comportamento, dependendo das condições em que a planta estiver submetida, inviabilizando a estrutura em sistemas que tal situação ocorra (OGATA, 2012).

Uma função de transferência (FT) expressa em malha fechada apresenta a seguinte estrutura:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (2.2)$$

em que $Y(s)$ é a saída da malha de controle, $R(s)$ é a entrada de referência, $G(s)$ é a função de transferência direta que inclui a planta a ser controlada e $H(s)$ é a função de transferência associada ao sensor da realimentação, cuja realimentação é tipicamente negativa, uma vez que se almeja subtrair sempre o erro de forma a anulá-lo.

A literatura apresenta uma vasta seleção de metodologias para o desenvolvimento do controlador ideal para cada sistema, ferramentas de sensibilidade, estabilidade, métodos de compensação de erro, análise de resposta, entre outras (NISE, 2017).

Um controlador clássico é o PID (Proporcional Integral Derivativo), sua popularidade está associada a seu bom desempenho em uma ampla gama de operações, além da simplicidade funcional. Para serem implementados exigem a determinação de três parâmetros, o ganho proporcional descrito por K_p , o ganho integral descrito por K_i e ganho derivativo K_d (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1934). A função de transferência de um controlador PID, na forma paralela, pode ser descrita por

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s. \quad (2.3)$$

Pode-se analisar que um controlador PID gera uma função de transferência com um polo na origem e zeros que podem ser alocados em qualquer lugar do plano s . A determinação dos ganhos se inicia com a estrutura básica de um controlador com as ações proporcional e integral (PI) que irá agir diretamente no regime permanente do sistema, posteriormente, com a inserção da ação derivativa (D) pode-se melhorar o desempenho nos transitórios (DORF; BISHOP, 2018).

Dependendo da planta e do desempenho almejado no projeto, outros integradores e diferenciadores precisam ser inseridos ao sistema, o que era um problema dada a implementação analógica do controlador. Atualmente, com o controle digital, não existe um limite para quantidade de ações do tipo integral ou derivativa que o sistema pode ter, ou seja, é possível implementar controladores com diversos polos e zeros.

Casos que envolvam desempenho pouco eficiente dos controladores PID estão associados as dinâmicas em rampa, que exige dois integradores para obtenção de uma boa resposta além do ajuste na quantidade de diferenciadores, associados ao plano s como mecanismo de estabilidade; o sistema para ser implementável precisa que a quantidade de zeros não seja maior que a quantidade de polos (OGATA, 2012; DORF; BISHOP, 2018).

As abordagens clássicas de projeto de controladores PID estão embasadas no método do lugar geométrico das raízes e no método da resposta em frequência.

Antes da análise dos métodos de sintonização será apresentado o desempenho no domínio do tempo para um sistema de segunda ordem. A estrutura mostrada na equação abaixo é a base para ambos os métodos.

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (2.4)$$

onde ω_n é a frequência natural (frequência de oscilação do sistema sem amortecimento) e ξ é o coeficiente de amortecimento (grandeza que relaciona uma frequência de decaimento – amortecimento, atenuação – com a frequência natural). Para o desenvolvimento do projeto de controladores é fundamental conhecer ξ e ω_n , pois são características intrínsecas do sistema que relacionam diretamente o tempo de acomodação do sistema (T_a) e o máximo sobressinal (M_p) admitido (NISE, 2017).

2.6.1 Projeto pelo método do lugar geométrico das raízes

Ao se realimentar um sistema pode-se descrevê-lo a partir da posição das raízes da função característica no plano s , tal constatação foi desenvolvida por W. R. Evans. À medida que um parâmetro se modifica ocorre uma alteração direta na posição do lugar das raízes em malha fechada. Os possíveis deslocamentos existentes para um parâmetro que se modifica são denominados de lugar geométrico das raízes. Não obstante fica claro que se pode fazer uma análise comportamental de todo o sistema a partir do deslocamento das raízes no plano s (DORF; BISHOP, 2018).

Um projeto baseado no método do lugar geométrico das raízes (LGR) consiste no acréscimo de polos e zeros na função de transferência de malha aberta de forma a rearranjar o lugar das raízes, aonde os polos são as raízes do polinômio do denominador e os zeros são as raízes do polinômio do numerador. Nesse tipo de projeto leva-se em consideração a hipótese de que o sistema de malha fechada tem um par de polos dominantes em malha fechada, o que não afetaria muito as características de resposta ao se adicionar polos e zeros ao sistema (OGATA, 2012).

Uma premissa interessante sobre o LGR é que ele começa nos polos e termina nos zeros, então a inserção de polos na malha aberta acaba por deslocar o lugar das raízes para a direita. Esse efeito tende a tornar o sistema relativamente menos estável, além de agregar um caráter mais lento a acomodação na resposta. Em contrapartida, os zeros tendem a deslocar o lugar das raízes para a esquerda, o que agrega estabilidade e rápida acomodação de resposta (DORF; BISHOP, 2018; OGATA, 2012; NISE, 2017).

A equação característica do método do lugar geométrico das raízes é dada por:

$$1 + KF(s) = 0. \quad (2.5)$$

Em que $F(s)$ é a função de transferência de malha fechada e K é o parâmetro variável definido de $0 \leq K \leq \infty$. A alteração de K promove a alteração do LGR sendo possível definir

mais do que um ganho por sistema. A determinação de dois parâmetros ou mais é nomeada como *projeto de parâmetros* (DORF; BISHOP, 2018).

2.6.2 Projeto pelo método da resposta em frequência

O método tem por vantagem em relação ao LGR a utilização dos dados obtidos diretamente a partir das medições feitas nos sistemas físicos sem precisar desenvolver os modelos matemáticos que o descreveriam, entretanto podem ser considerados métodos completos que geram informações que são analisadas de forma distinta (DORF; BISHOP, 2018).

No trabalho de literatura desenvolvido por Ogata (2012), o método de resposta em frequência consiste em analisar a resposta em regime permanente de um sistema a uma entrada senoidal que varie em frequência. Este tipo de análise resulta em informações diferentes do método LGR, entretanto suas respostas podem ser consideradas complementares. A grande vantagem deste método é poder trabalhar-se diretamente com os sistemas físicos, não sendo necessário utilizar modelos matemáticos.

A resposta em regime de uma FT pode ser obtida diretamente da FT senoidal, descrita na sequência:

$$G(j\omega) = Me^{j\phi}, \quad (2.6)$$

onde M é a relação de amplitude entre a saída e a entrada senoidal e ϕ que é a defasagem entre a saída senoidal e a entrada senoidal

A resposta comportamental é obtida com a variação da frequência de entrada cobrindo todo o intervalo de frequência de interesse. Novamente o posicionamento dos polos e zeros agregam um comportamento distinto também na frequência. Uma das formas de representação gráfica do intervalo de frequências de interesse é o *diagrama de Bode*. Para projetos usando a metodologia em frequência é preciso especificar a margem de ganho e a margem de fase para os quais o sistema se apresente estável (NISE, 2017; DORF; BISHOP, 2018).

É importante lembrar que existem várias outras abordagens para sintonização de controladores PID, como a *sintonia manual*. Nesse caso os ganhos são determinados por tentativa e erro, partindo de uma análise da resposta ao degrau obtido por simulação, quando se conhece a função de transferência. Ou ainda, fazendo experimentalmente testes no sistema a ser controlado. Uma das abordagens clássicas que se utiliza deste recurso é o método de **Ziegler-Nichols** (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1934).

2.6.3 Redução de ordem

Determinar um modelo de ordem inferior para um determinado sistema de ordem superior é altamente desejável e às vezes necessário na análise e projeto de sistemas de controle. Basicamente, os métodos para redução de ordem se enquadram em duas categorias: métodos no domínio do tempo e métodos no domínio da frequência. Todos esses métodos funcionam bem em situações em que a FT que está sendo aproximada possui polos dominantes claramente identificáveis, caso contrário a função reduzida pode sofrer grandes alterações de comportamento e não corresponder de forma satisfatória ao comportamento original do sistema pretendido.

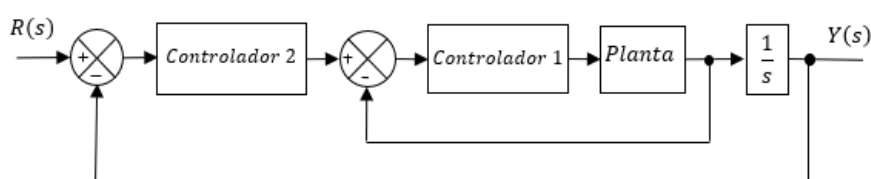
Polos próximos a origem se caracterizam como dominantes uma vez que apresentam respostas mais lentas (exponenciais com decaimento mais lento), submetendo todo o sistema a essa perspectiva de comportamento. Nesse caso, polos com baixa influência no sistema podem ser removidos sem que o sistema altere significativamente o seu comportamento.

Vários foram os trabalhos nessa área que propunham métodos de redução de ordem como El-Attar e Vidyasagar, (1978) abordando a redução de ordem sob o enfoque da resposta ao impulso do sistema, nele o modelo ideal de ordem inferior é então definido como a resposta ao impulso que melhor se aproxima da resposta ao impulso do sistema, almejando que o modelo de ordem inferior seja estável sempre que o sistema original estiver estável.

Já Genesio e Milanese (1976) são categóricos ao afirmar que é muito importante conhecer uma medida do erro introduzido pela aproximação quando entradas e/ou condições iniciais variam sobre seus conjuntos admissíveis. Desse ponto de vista, um possível critério de modelagem de ordem reduzida consiste em minimizar essa medida. Tais ideias foram usadas em trabalhos posteriores valendo-se da premissa básica de minimizar o erro inerente ao sistema reduzido e o de ordem superior, como (ARAÚJO, SANTOS, CASTRO, 2008)

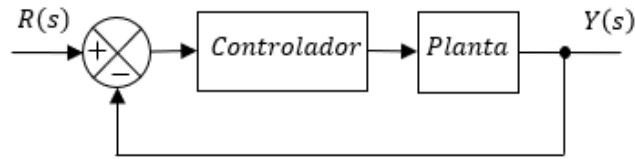
Implementando uma técnica de redução de ordem a malha de controle para o rastreamento de posição apontada por Dorf e Bishop (2018) representada na figura 7 pode ser simplificada para o modelo da figura 8.

Figura 7 – Malha de controle com separação de planta



Fonte: adaptado de Dorf e Bishop (2018)

Figura 8 – Malha de controle com redução de ordem na planta



Fonte: adaptado de Dorf e Bishop (2018)

2.6.4 Controle digital

Com a evolução tecnológica na área dos microprocessadores e o custo acessível de aquisição, prosperou-se também o segmento de controle digital que apresenta como vantagens o desempenho muito superior atrelado a um menor consumo de energia, capacidade de tomada de decisão e flexibilidade no programa de controle. Com essas características de funcionamento o mercado tendeu a utilização de controladores digitais (OGATA, 1987).

Entretanto, todas as plantas são de caráter analógico e o controlador projetado com base no sistema analógico precisa ser convertido por meio de técnicas apropriadas para ser implementado em sistemas digitais. Se um sinal no domínio do tempo $h(t)$ for translado para o domínio da frequência $H(s)$ através da transformada de Laplace, então se pode mapear com o auxílio da transformada Z o comportamento do sistema discretizado, resultando em um sinal $H(z)$ associado a um período de amostragem T_s para constituição do sinal (SOARES, 1996).

O plano z corresponde a um círculo de raio unitário em que polos e zeros alocados fora deste limite representam a instabilidade agregada pelos mesmos polos e zeros, situados no semiplano direito do plano s (OPPENHEIM; SCHAFER, 2012). A seguir têm-se as topologias clássicas usadas na discretização de sistemas:

- Euler (*forward difference*): usando-se de aproximação a derivada, neste método os termos s da função de transferência são substituídos por

$$s = \frac{z - 1}{T}. \quad (2.7)$$

Sendo pouco utilizada dada a característica de que mesmo as raízes estando no semiplano esquerdo de s , tal característica não é repassada inteiramente para o plano z .

- Diferencial (*backward difference*): usando-se também de aproximação a derivada e os termos s da função de transferência são substituídos por

$$s = \frac{z - 1}{zT}. \quad (2.8)$$

O diferencial deste método está na estabilidade do mapeamento, aonde um sistema estável no plano s mantém-se estável no plano z , estando restrito a um círculo deslocado de raio 0,5 positivo.

- Tustin (Bilinear): baseada na ação integral, a transformação de Tustin se apresenta como um dos métodos mais eficientes por usar-se de todos os pontos mapeáveis para o plano z , isso implica em estabilidade no mapeamento entre planos, a relação de substituição é

$$s = \frac{2(z - 1)}{T(z + 1)}. \quad (2.9)$$

- Retentor de Ordem Zero (*Zero Order Hold (ZOH)*): a amostragem de plantas é normalmente determinada a partir deste método, pois o mesmo se dá através de um impulso a cada ponto de amostragem com retenção de sua magnitude até o próximo instante T . A relação para o método é dada por

$$H(z) = \frac{z - 1}{z} Z \left(\frac{H(s)}{s} \right). \quad (2.10)$$

Os métodos de discretização são normalmente empregados apenas no controlador do sistema dado o caráter analógico da planta, entretanto é comum discretizar a planta a ser controlada com a finalidade de simulá-la computacionalmente (SOARES, 1996).

Na sequência são apresentados alguns trabalhos relacionados a área de controle que se valeram da estrutura clássica dos controladores PID.

Armellini (2006) adotou como solução um controlador PID para posicionar uma antena de radar meteorológico com ganhos ajustáveis pelo operador. Foi desenvolvido dentro da lógica digital de processamento e ajustado através do mapeamento dos polos e zeros da função de transferência, apresentando resultados satisfatórios de controle. Outro ponto relevante do trabalho é a utilização de um *software* de controle para a variável posição espacial, não havendo retorno externo por sensor, ou seja, técnica *sensorless*.

Voltando-se para a área de controle aplicada em servomecanismos, Adhikary e Mahanta (2017) apontaram em seu estudo a dificuldade de operar sistemas com controladores PID ou suas variações em braços robóticos que envolvem mais de um servo. Uma vez que a dinâmica de cada servomotor afeta os demais como uma perturbação que precisa ser levada em

consideração quando envolvido controle de velocidade e posição. Os autores apontam a inexistência deste problema em sistemas simples que envolvem apenas um servomotor, tornando esse tipo de controle eficaz.

Outro sistema que adotou um controlador PID foi proposto no trabalho de Vasconcellos (2017), com o emprego de controle digitais PID em um forno aquecedor de óleo que faria o tratamento de hidrocarbonetos. As simulações desenvolvidas no software *Matlab* mostraram um bom desempenho na sintonização dos controladores para rejeição de distúrbios externos no tipo de planta adotado.

Russolo (2011) também propôs um PID no controle de posição de um motor CC, em seu trabalho adotou um microcontrolador ARM Cortex-M3, técnica de PWM e acionamento em ponte *H*, objetivando o controle de um veículo náutico autônomo. Em seus resultados foi possível constatar uma sintonização eficiente dos ganhos do controlador através de ferramenta computacional e um bom desempenho do controlador no gerenciamento da tarefa proposta, apesar da limitação quanto a ‘ponto flutuante’ por parte do controlador.

E no trabalho de Rangel (2015), é possível analisar a utilização de um controlador PI como o método de controle de velocidade de motor *Brushless* empregado em veículos elétricos, com resultados compatíveis aos esperados em simulação, de forma experimental.

3 METODOLOGIA

A revisão bibliográfica permitiu identificar na literatura que os motores *Brushless DC* se sobressaem em relação aos com escovas, em termos de desempenho operacional. Apesar disso, a complexidade de acionamento e o alto custo são desvantagens que tornam o motor CC com escovas um atuador mais atraente e que é capaz de atender as necessidades de operação do sistema proposto. Além disso, a revisão aponta os métodos clássicos de controle digital e suas formas de sintonização, métodos de redução de ordem, maneiras satisfatórias de acionar um MCCIP, distúrbios associados ao sistema que se pretende controlar e sensores com princípios físicos que respondem adequadamente a aplicação pretendida.

Nas seções seguintes, são descritos o modelo matemático do motor CC, a redução da FT obtida para o sistema, ensaios paramétricos, modelagem da simulação da planta para validação das malhas de controle, projeto do controlador através do método lugar das raízes, componentes básicos para embarcar o controle e acionar o MCCIP e estrutura simples desenvolvida para averiguar o desempenho do controlador na prática.

3.1 Modelo matemático

Conforme Chapman (2013), a tensão interna gerada na armadura e no conjugado induzido, apresentam no caso da tensão induzida na armadura E_a [V] uma relação direta entre o fluxo magnético do estator ϕ [Wb], a velocidade mecânica do eixo do rotor ω_m [rad/s] e a constante construtiva k , relação expressa por,

$$E_a = k\phi\omega_m. \quad (3.1)$$

Para o torque eletromecânico T_{mec} [N.m], tem-se uma relação direta entre o fluxo magnético do estator ϕ [Wb], a corrente na armadura I_a [A] e a constante construtiva k , que pode ser representada na forma

$$T_{mec} = k\phi I_a. \quad (3.2)$$

Sendo k escrito por,

$$k = \frac{W \cdot P}{2\pi a} \quad (3.3)$$

em que P número de polos, W o número total de condutores no enrolamento de armadura e a o número de caminhos de corrente presentes na máquina.

Existem duas relações convenientes em máquinas elétricas, uma delas é expressar a velocidade em rotações por minuto n_m em vez de radianos por segundo, a conversão é dada por:

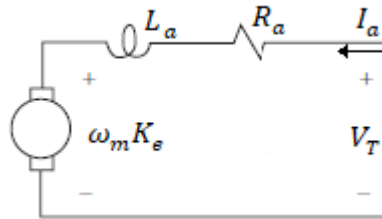
$$\omega_m = \frac{2\pi}{60} n_m. \quad (3.4)$$

A outra é a relação entre a posição mecânica θ_m e a velocidade mecânica ω_m , expressa na forma:

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m. \quad (3.5)$$

O circuito elétrico em que as equações (3.1), (3.2) e (3.3) são baseadas está representado na figura 9.

Figura 9 – Circuito elétrico equivalente do MCCIP



Fonte: adaptado de Krause et. al (2013)

Baseado no circuito equivalente representado na figura 9 aplica-se a lei de Kirchhoff das tensões e obtém-se

$$V_T = I_a R_a + L_a \frac{dI_a(t)}{dt} + E_a - V_{esc}. \quad (3.6)$$

Assim tem-se que a tensão de terminal V_T [V] é igual a corrente da armadura I_a [A] multiplicado pela resistência de armadura R_a [Ω], somadas a indutância da armadura L_a [H] multiplicando a variação de corrente da armadura, mais a tensão induzida na armadura E_a e menos a queda de tensão providas das escovas [V].

A tensão induzida na armadura pode estar sendo caracterizada pela equação (3.7), isso porque analisando a equação (3.1) percebe-se que a relação entre as propriedades magnéticas ϕ e a geometria construtiva do motor k são ambos os valores constantes. Logo, pode-se simplificar em um K_e estes dos dois parâmetros. K_e é comumente denominado constante de conjugado do motor e apresenta a mesma magnitude em termos mecânicos, aonde é renomeada como K_m .

$$E_a = \omega_m K_e. \quad (3.7)$$

A mesma concepção pode ser estendida a equação (3.2)

$$T_{mec} = K_m I_a. \quad (3.8)$$

Reavaliando a equação (3.6) a tensão de terminal dinâmica para o MCCIP pode ser expressa por:

$$V_T = I_a R_a + L_a \frac{dI_a(t)}{dt} + \omega_m K_e - V_{esc} \quad (3.9)$$

A relação básica de torque eletromagnético T_e dada em [N.m] e demonstrada por Krause et. al (2013), está descrita na equação (3.10)

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + T_c \quad (3.10)$$

sendo J o momento de inércia associado ao motor [$kg.m^2$], B_m representa o atrito mecânico [$N.m.s$] e T_c é o torque de carga [N.m].

3.1.1 Função de transferência MCCIP

Para obtenção da função de transferência que descreve o comportamento dinâmico do MCCIP, a equação (3.9) foi reescrita após aplicação da transformada de Laplace e sem a parcela agregada pela queda de tensão nas escovas V_{esc} . Esta foi inserida, posteriormente, na malha de controle como um distúrbio a ser compensado pelo controlador. Portanto,

$$V_T(s) = R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) + K_e \omega_m(s). \quad (3.11)$$

Ao isolar a corrente I_a da equação (3.11), determina-se:

$$I_a(s) = \frac{V_T(s) - K_e \omega_m(s)}{(R_a + L_a s)}. \quad (3.12)$$

Também foi aplicada a transformada de Laplace ao torque eletromagnético da equação (3.10), entretanto foi considerada a relação da equação (3.5) com a finalidade de tornar a relação, entrada por saída, em termos de posição e tensão de terminal. A carga, por representar também um distúrbio, foi apenas considerada na malha de controle. Com estas manipulações obtêm-se

$$T_e(s) = Js\omega_m(s) + B_m\omega_m(s). \quad (3.13)$$

Sabendo que

$$T_e = T_{mec} - T_c, \quad (3.14)$$

onde T_c representa os distúrbios associados ao eixo e sendo considerado zero nesse primeiro momento, seus efeitos foram estabilizados com a inserção do controlador, e sem a presença de distúrbios, o torque eletromagnético acaba sendo igual ao torque mecânico, logo a equação (3.8) é igual a (3.13):

$$K_m I_a(s) = Js\omega_m(s) + B_m\omega_m(s). \quad (3.15)$$

Substituindo I_a isolado na equação (3.12)

$$K_m \frac{V_T(s) - K_e\omega_m(s)}{(R_a + L_a s)} = Js\omega_m(s) + B_m\omega_m(s) \quad (3.16)$$

e manipulando de forma a obter-se a relação entrada $\theta_m(s)$ pela saída $V_T(s)$ chega-se à função de transferência do sistema,

$$G(s) = \frac{\omega_m(s)}{V_T(s)} = \frac{K_m}{(JL_a)s^2 + (JR_a + B_mL_a)s + (B_mR_a + K_mK_e)}. \quad (3.17)$$

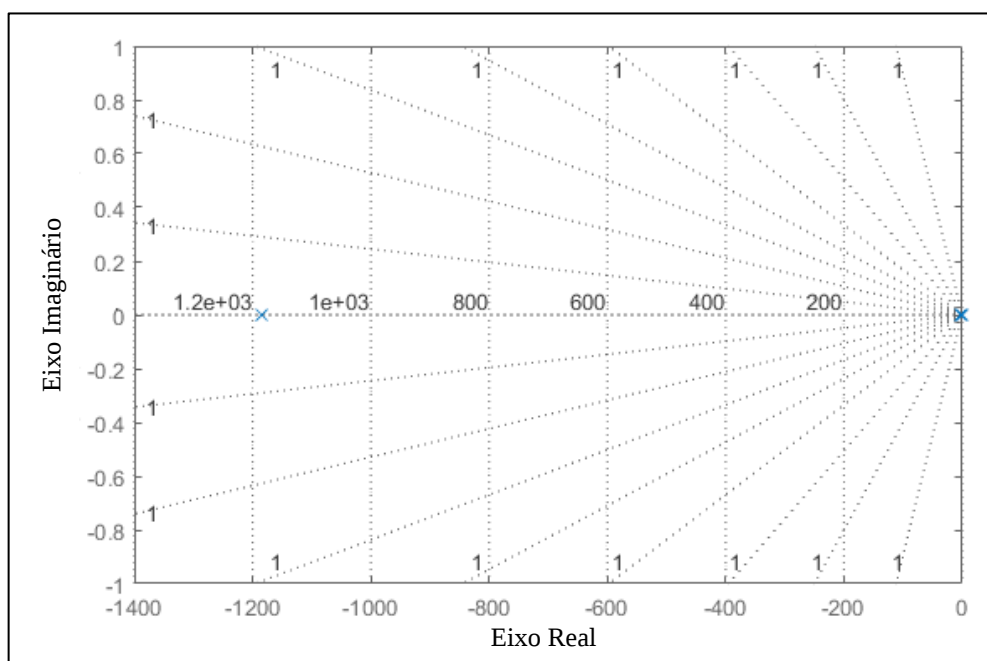
A função de transferência obtida relaciona a tensão de terminal com a velocidade mecânica, entretanto esta mesma metodologia de cálculo pode ser aplicada a relação da tensão de entrada diretamente com a posição de saída, o que implica na inserção de um integrador ao sistema para obtenção da posição que se almeja controlar. A equação (3.18) expressa tal relação,

$$G(s) = \frac{\theta_m(s)}{V_T(s)} = \frac{K_m}{(JL_a)s^3 + (JR_a + B_mL_a)s^2 + (K_mK_e^2 + B_mR_a)s}. \quad (3.18)$$

Nesta abordagem, agrega-se mais uma ordem ao sistema. A relação direta entre tensão e posição é uma grande vantagem, pois a variável a ser controlada está na saída, como contraponto a complexidade aumenta, uma vez que a FT gerada é de ordem superior e tem seu comportamento diferente do formato apresentado na equação (2.3). Nessa etapa considerou-se a possibilidade de redução de ordem do sistema, a fim de simplificar o projeto de controle.

O primeiro ponto para se avaliar a possibilidade de uma redução de ordem é a disposição dos polos e zeros em malha aberta do sistema a ser controlado, na figura 10 tem-se um diagrama que contempla o mapeamento apenas dos polos da planta almejada, dada a inexistência de zero. Em seus estudos Dorf e Bishop (2018) afirmam ser possível a redução de ordem em sistemas de ordem terceira ordem que tenham a parte real das raízes dominantes com magnitude com no mínimo um décimo da parte real da terceira raiz, isso se traduz com uma resposta de caráter bem rápido desta terceira raiz que está condicionada a natureza lenta das raízes dominantes e por isso poderia ser desprezada dada a baixa influência.

Figura 10 – Mapa de polos e zeros



Fonte: elaborado pela autora

Com dois polos dominantes situados em -1,44 e 0 e o terceiro polo localizado em -1180 (indicados pelos 'x' em azul), fica nítido que a condição de afastamento entre os polos dominantes e o terceiro polo foi atendida, em escala bem maior do que as fontes recomendam, nesse caso os polos dominantes encontram-se localizados em uma posição 819 vezes menores que o terceiro polo.

Aplicando o método de redução de ordem proposto por Castro, Araújo e Santos (2008) que consiste basicamente em considerar uma função de erro entre o modelo real (função de transferência) e o de ordem reduzida, para a partir da minimização da norma dos coeficientes do polinômio do numerador desta função, encontrar os parâmetros desconhecidos do modelo de ordem reduzida. O modelo de segunda ordem é representado por:

$$\hat{G}(s) = \frac{Cs + D}{s^2 + As + B}. \quad (3.19)$$

A função de transferência original pode ser escrita como a de ordem reduzida mais um erro. A aproximação pela redução é tanto melhor quanto menor for a relação de erro existe entre as funções envolvidas, logo zero.

$$N(s) = p(s)\hat{q}(s) - \hat{p}(s)q(s), \quad (3.20)$$

onde $p(s)$ é numerador e $q(s)$ é o denominador da função a ser reduzida, em quanto $\hat{p}(s)$ é o numerador e $\hat{q}(s)$ é o denominador do polinômio de segundo grau pretendido. Substituindo as devidas FTs na expressão (3.20) e juntando os termos de mesma ordem e igualando a um erro nulo, chega-se a B e C valendo zero, em que as parcelas que não zeram correspondem a:

$$K_m - (JR_a + B_m L_a)D = 0 \quad (3.21)$$

$$K_m A - (K_m K_e + B_m R_a)D = 0 \quad (3.22)$$

Determinando D na equação (3.21), determina-se A na equação (3.22), dessa forma todos os coeficientes do modelo de segunda ordem pretendido são definidos.

$$\hat{G}(s) = \frac{\frac{K_m}{JR_a + B_m L_a}}{s^2 + \left(\frac{K_m K_e + B_m R_a}{JR_a + B_m L_a}\right)s}. \quad (3.23)$$

3.2 Ensaios

No decorrer da modelagem matemática vários parâmetros que compõem MCCIP foram representados com base na natureza física do sistema. Uma definição quantitativa do motor a ser utilizado foi identificada para o correto projeto do controlador do sistema. A forma mais objetiva foi através de ensaios com instrumentos de medida que meçam as grandezas de interesse, resistência de armadura (R_a), indutância de armadura (L_a), queda de tensão nas escovas (V_{esc}), constante de conjugado do motor (K_e), constante de atrito viscoso (B_m) e momento de inércia (J).

O motor adotado no desenvolvimento do projeto foi o modelo DC AK555/11.1PF12R83CE-SG, da Akiyama Motors. Os dados de operação disponibilizados

pelo fabricante encontram-se na tabela 1 e na figura 11 tem-se a imagem do motor especificado.

Tabela 1 – Especificações técnicas do fabricante

Tensão		Sem Carga		Partida Direta		Máximo Rendimento	
Nominal	Rotação	Corrente	Corrente	Torque	Rotação	Corrente	Torque
12 V	83 rpm	430 mA	6 A	53 kgf.cm	65.4 rpm	1.6 A	11.1 kgf.cm

Fonte: Tech Makers (2019)

Figura 11 – Motor adotado no desenvolvimento do projeto



Fonte: fotografada pela autora

A metodologia adotada para obtenção dos parâmetros nos ensaios foi baseada nos trabalhos da literatura escritos por Chapman (2013), Umans (2014) e Carvalho (2014). A instrumentação de medidas necessária aos ensaios consistiu de tacômetro digital (Minipa MDT-2238B), multímetro digital (Fluke 17B+), medidor RLC (Minipa MC-155), fonte de tensão 32V – 6 (Minipa) e cronômetro.

3.2.1 Resistência de armadura (R_a)

O valor de R_a foi obtido a partir do travamento do rotor, enquanto este era alimentado com um valor baixo de tensão. Com o auxílio de dois multímetros, um medindo corrente e outro medindo a tensão nos terminais do motor. A partir da lei de Ohms, encontra-se a resistência:

$$R_a = \frac{V_R}{I_a}. \quad (3.24)$$

3.2.2 Indutância de armadura (L_a)

A obtenção de L_a ocorreu por intermédio de um medidor de indutância, o qual foi usado em várias posições do rotor com o motor desenergizado, a média destes valores coletados corresponde a uma aproximação pra L_a .

3.2.3 Queda de tensão nas escovas (V_{esc})

A magnitude considerável da perda nas escovas foi determinada com o objetivo de gerar a melhor aproximação possível, isso garantiu um melhor desempenho do controlador.

Para obtenção da queda de tensão, o multímetro é conectado ao motor pelas escovas com o rotor travado. Se o rotor estiver em movimento, o valor da queda de tensão também depende da velocidade angular do rotor, tornando a medição mais complexa (ÁRON, 2017). Então, com o rotor travado, aumenta-se a corrente até o seu valor nominal. Com a leitura dos valores de corrente e tensão de terminais, gera-se um gráfico e a partir dele determina-se a função matemática que melhor descreve o comportamento das amostras.

3.2.4 Constante de conjugado do motor (K_e)

A partir das equações (3.6) e (3.7), determina-se a relação que calcula o valor da constante K_e :

$$K_e = \frac{V_T - I_a R_a}{\omega_m}. \quad (3.25)$$

Nota-se a eliminação do termo associado a indutância de armadura, isso porque em regime permanente I_a é constante, logo a derivada correspondente é zero.

Medindo as grandezas associadas a K_e com um amperímetro, um voltímetro e um tacômetro, pode-se determinar a corrente e a velocidade relacionadas a um valor de tensão. Várias faixas de tensão foram medidas, resultando em pequenas variações para K_m . O valor final é a média de todos os valores adquiridos. Caso o tacômetro meça em rpm, os valores precisam ser convertidos para rad/s para adequação dos ganhos às malhas de controle.

3.2.5 Constante de atrito viscoso (B_m)

Como o torque mecânico a vazio é igual ao torque devido ao atrito viscoso T_B expresso por

$$T_B = B_m \omega_m. \quad (3.26)$$

Pode-se igualar ambos os torque e, após a manipulação das equações (3.7) e (3.8), determina-se:

$$B_m = \frac{K_m I_a}{\omega_m}. \quad (3.27)$$

Com a substituição de um dos valores identificados no item 3.2.4, calcula-se B_m .

3.2.6 Momento de inércia (J)

Neste parâmetro consegue-se apenas um valor aproximado pelo fato de não se ter um instrumento de medida que obtenha diretamente o seu valor. O momento de inércia [kg.m^2] se relaciona com a constante de tempo mecânica τ_m dada em segundos e a constante de atrito viscoso J ,

$$J = \tau_m B_m. \quad (3.28)$$

Com o parâmetro B_m já determinado, obtém-se τ_m alimentando o motor em sua tensão nominal e, em seguida, remove-se a alimentação. Desta forma, τ_m corresponde ao tempo necessário para fazer o rotor parar de girar.

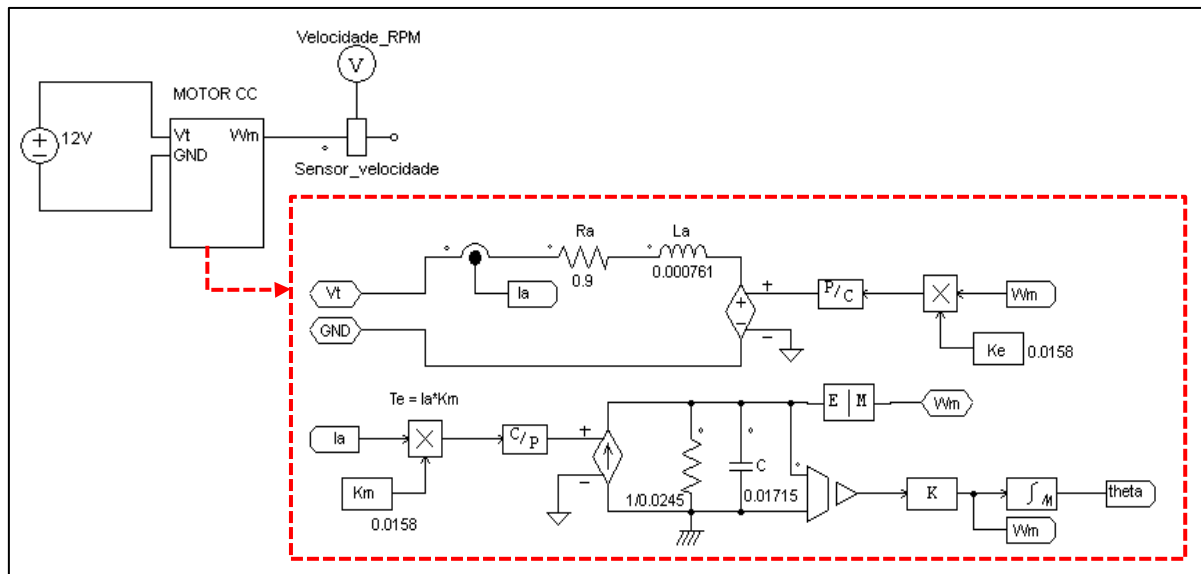
3.3 Simulação da planta

Com a modelagem da equação comportamental e a parametrização do MCCIP obtida, foi definida uma estrutura de simulação capaz de receber ajustes paramétricos. A finalidade é ter uma estrutura apta a validar computacionalmente no software PSIM® o controlador projetado.

Para constatar se o comportamento simulado está condizente com os resultados experimentais, foi desenvolvido o esquemático elétrico indicado na figura 12, no *software*, também é possível utilizar de forma direta a FT inserindo apenas os ganhos correspondentes.

Como a FT trabalha em rad/s, a conversão descrita na equação (3.4) por vezes precisa ser considerada para a correta obtenção de valores.

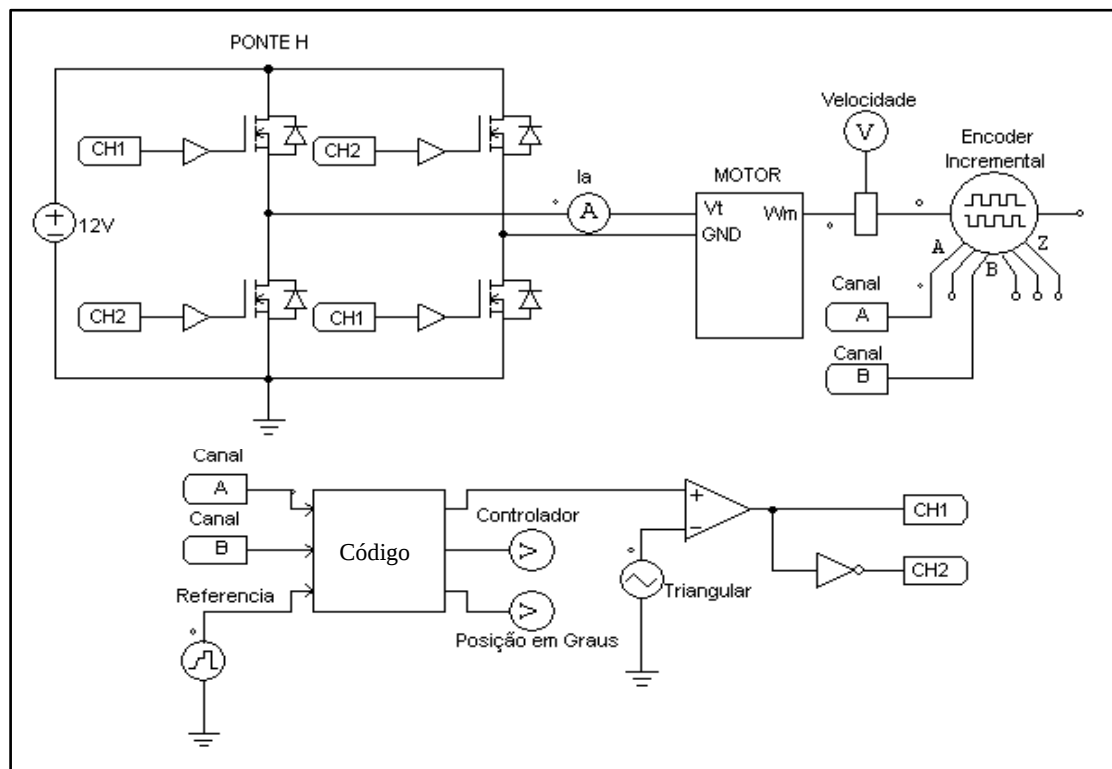
Figura 12 – Bloco do circuito eletromecânico do MCCIP



Fonte: elaborado pela autora

A modelagem da planta será válida se, e somente se, o comportamento obtido nos ensaios for reobtido na simulação do modelo.

Figura 13 – Simulação analógica do acionamento do controlador



Fonte: elaborado pela autora

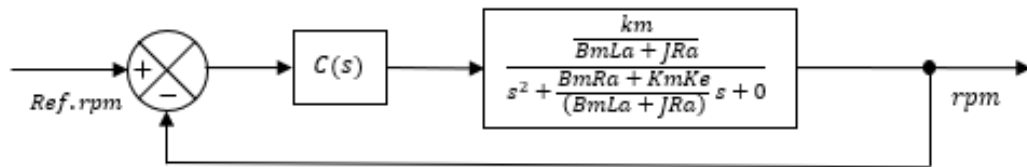
Na figura 13 tem-se o esquemático analógico, o mesmo compõem-se de uma ponte H, o modelo do MCCIP, sensor de velocidade, o encoder incremental e um bloco de programação que contém a função discreta do controlador e a lógica capaz de converter os pulsos gerados pelo encoder em uma posição espacial de 360°. Além disso, tem-se um componente comparador que analisa o sinal provindo da lei de controle e de uma onda triangular com frequência de 500 Hz e magnitude variando de -1 a 1, para comparar os sinais e gera-se o PWM que fará o acionamento das chaves CH1 e CH2 de forma a atingir a referência de entrada estabelecida.

A simulação busca validar além do controlador discretizado, a lógica de processamento dos pulsos do encoder a fim de torna-lo um dispositivo capaz de retornar à posição do espaço.

3.4 Sintonização do controlador

Dada a metodologia para compreender a obtenção do modelo matemático, optou-se pela abordagem do LGR para fazer os ajustes do tempo de acomodação e máximo sobressinal do controlador. A figura 14 exhibe a estrutura da malha de controle projetada.

Figura 14 – Malha de controle com planta expandida



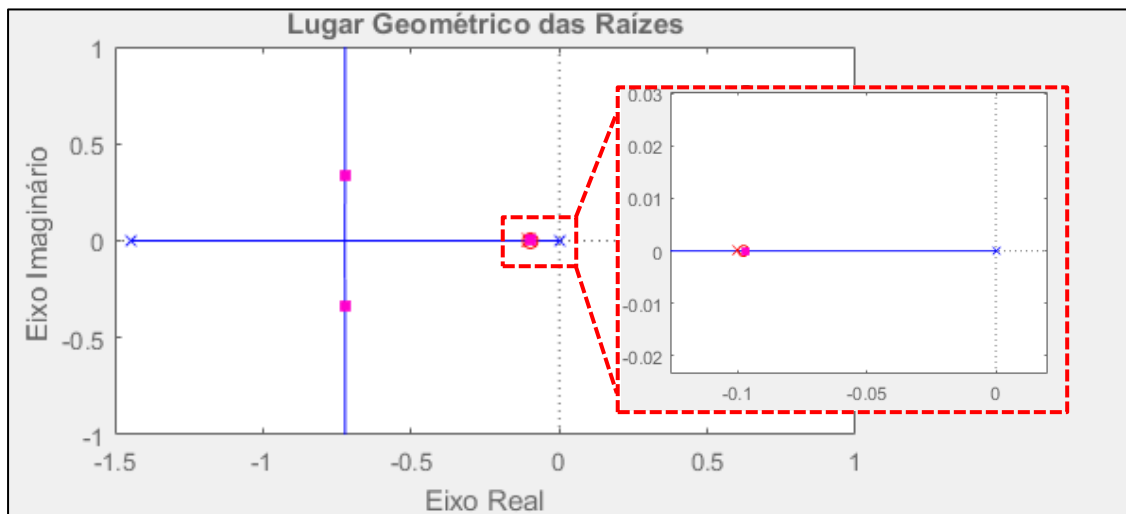
Fonte: Elaborado pela autora

3.4.1 Determinação do controlador

Utilizando a ferramenta *sisotool* do MATLAB®, importa-se a função de transferência que caracteriza a planta do sistema e insere-se os polos e zeros de forma a ajustar o ganho associado a malha de controle. Visualiza-se de forma dinâmica o comportamento do LGR, logo a ferramenta facilita a convergência para o comportamento desejado. O controlador visado é um PI que apresenta a seguinte FT,

$$C(s) = \frac{K_p(s + K_i)}{s} . \quad (3.29)$$

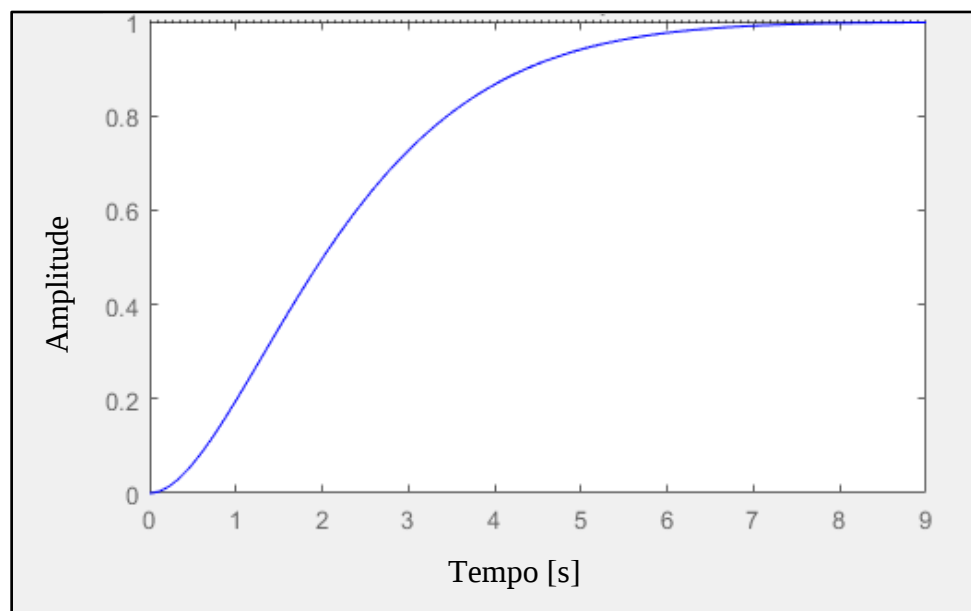
Figura 15 – Lugar das raízes do controlador



Fonte: elaborado pela autora

As marcações circulares representam os zeros enquanto os “x” representam os polos. As linhas em azul descrevem os possíveis deslocamentos do ganho K_p . Na vista expandida, nota-se que o ganho associado está mais afastado do eixo imaginário o que reduz as oscilações nos transitórios. Além disso o LGR se detém ao semiplano esquerdo, fator elementar para o sistema ter caráter estável.

Figura 16 – Resposta ao degrau do controlador



Fonte: elaborado pela autora

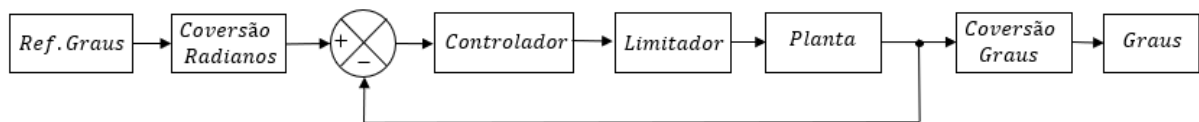
Através da resposta ao um degrau, figura 16, nota-se um comportamento lento do controlador projetado e sem sobressinal capaz de atingir a referência imposta. Os ganhos associados ao controlador com o comportamento desempenhado estão expostos na sequência:

$$C(s) = \frac{0,6174(s + 0,09779)}{s + 0,1}. \quad (3.30)$$

3.4.2 Malhas de simulação

Para avaliar o comportamento do controlador a valores de referências em graus a simulação da malha disposta na figura 17 foi aplicada, sendo esta desenvolvida no *software* PSIM®.

Figura 17 – Malha de simulação do controlador de posição



Fonte: elaborado pela autora

3.4.3 Discretização do controlador

Para discretizar o controlador, foi usada a abordagem de *Tustin* descrita na equação (2.9). A equação de diferenças exposta na equação (3.31) apresenta o controlador projetado em sua forma discreta por uma frequência de amostragem de 100 Hz, sendo a frequência do sistema de aproximadamente 0,1 Hz. Logo 100 Hz de frequência atende ao critério de amostragem de Nyquist. Para valores de frequências de amostragem superiores a 250 Hz os polos do sistema tenderam a ficar muito próximos do círculo unitário, de forma a tornar o sistema bastante oscilatório com dificuldades de rastreabilidade até atingir a instabilidade.

$$y[n] - 0,999y[n - 1] = 0,6174x[n] - 0,6168x[n - 1]. \quad (3.31)$$

3.5 Definição de componentes

A seguir são descritos os componentes para o acionamento, controle do MCCIP e interface com usuário, os quais foram definidos mediante revisão bibliográfica, custo de aquisição e os que testados por meio de simulação, mostraram-se pertinentes a aplicação e atenderam de forma correta as funções necessárias à problemática.

3.5.1 Microcontrolador

O microcontrolador utilizado é o DSPIC33FJ12MC202, produzido pela *Microchip Technology*, a escolha se embasou em seu desempenho e por dispor de comunicação serial e saídas PWM. Algumas de suas características operacionais são: tensão de alimentação de 3.3V, temperatura de operação entre -40 °C a 85 °C, 21 pinos programáveis como entrada ou saída, três pinos de comunicação (um I2C, um UART e outro SPI), memória Flash programável de 12 kbytes, SRAM de 1 Kbytes, 6 canais de controle PWM, frequência máxima de trabalho 40 MHz (MICROCHIP, 2011).

Figura 18 – Microcontrolador DSPIC33FJ12MC202



Fonte: Microchip (2011)

3.5.2 Optoacoplador

Pela necessidade de isolamento entre o circuito de controle e o barramento de alimentação do motor devido as diferentes tensões de trabalho optou-se pelo optoacoplador 6N136, com frequência típica de operação em 2 MHz da *Vishay*. O CI trabalha com temperaturas entre -55°C e 100°C, tensão de alimentação de -0.5 V a 30 V. A operação correta do transistor requer o uso de resistor de *Pull Up* ou *Pull Down* para agregar um estado lógico (VISHAY, 2015).

Figura 19 – Optoacoplador 6N136



Fonte: VISHAY (2015)

3.5.3 Dispositivos de chaveamento

Dada a simplicidade de operação, facilidade em desabilitar o sistema em modo de proteção e custo acessível, como dispositivo de chaveamento optou-se pelo CI L298, que possibilita o chaveamento controlado por PWM de dois motores CC com tensão máxima de barramento em 46 V, além de permitir inversão no sentido de rotação do motor pela ativação adequada das quatro entradas PWM, conta também como um pino de habilitação do CI, ideal para sistemas de proteção ou forçar parada. Sua alimentação é de 5 V e sua operação de temperatura varia entre -25 °C a 140 °C (TS, 2000).

Figura 20 – CI L298



Fonte: TS (2000)

3.5.4 Regulador de tensão

O projeto conta com dois reguladores de tensão, o LM1117-3.3 que regula sua tensão de saída para 3,3 V visando atender a alimentação do microcontrolador, tendo por valor máximo de entrada 20 V e o L7805 que regula sua tensão de saída para 5 V que apresenta por valor máximo de entrada 35 V. Ambos operando em faixas de temperaturas de - 65 °C a 150 °C, indica-se o uso de elemento dissipativo para não ocorrer avaria na tensão de saída (TEXAS INSTRUMENTS, 2016; TS, 2018).

Figura 21 – Reguladores de tensão LM1117-3.3 e L7805



Fonte: Texas Instruments (2016) e TS (2018)

3.5.5 Sensores de posição

Na análise dos encoder disponíveis no mercado, optou-se pelo incremental que apesar de não apresentar retenção da posição, possui um preço de aquisição razoável e acaba por

atender à necessidade de obtenção da posição angular do rotor. O modelo considerado é E6B2-CWZ6C da *Omron*, o mesmo apresenta uma resolução de 1024 janelas presentes no disco, alimentação de 5 V a 24 V e três canais de dados (OMRON, 2017).

Figura 22 – Encoder incremental E6B2-CWZ6C



Fonte: Omron (2017)

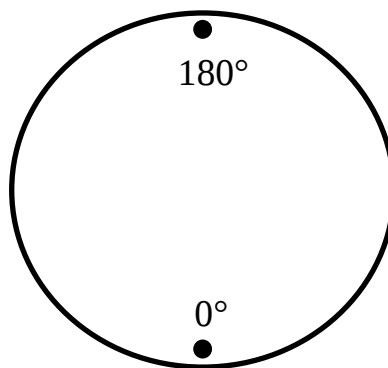
Além disso uma referência espacial de posição precisa ser gerada para iniciar o sistema com uma referência conhecida e calibrar os graus da cúpula, para isso usou-se o módulo encoder, um encoder de baixa resolução e custo, que consiste em um transmissor infravermelho e um foto diodo que ao sofrer uma interrupção deixar de conduzir impõem nível lógico baixo na saída. O dispositivo apresenta tensão de alimentação de 3,3 V a 5 V e duas saídas, uma digital e outra analógica (CHIPSCE, 2018). A posição dos módulos é exposta na figura 24.

Figura 23 – Módulo encoder



Fonte: Chipsce (2018)

Figura 24 – Posicionamento dos sensores ópticos



Fonte: Elaborado pela autora

3.5.6 Módulo ESP32

É um módulo com muitos recursos, principalmente para a área de internet das coisas e recursos disponíveis, como: funções de PWM, I2C e SPI, RAM de 520 Kbytes, clock máximo de 240 MHz, wireless padrão 802.11 b/g/n, conexão Wifi 2.4 Ghz (máximo de 150 Mbps), antena embutida, range de alimentação de 4,5 V a 9 V dentre outras características (ESPRESSIF SYSTEMS, 2016). Sua utilização se deu pelo fato de já se dispor desde dispositivo, o módulo tem um custo elevado de aquisição dado o propósito da sua criação e não compensaria adquiri-lo exclusivamente para esta tarefa, sendo que o mercado oferece inúmeros controladores que apresentam comunicação I2C (função usada) com um custo menor associado.

Figura 25 – Módulo ESP32



Fonte: Espressif Systems (2016)

3.5.7 Display OLED 128x64

Dada a necessidade de visualizar a posição que servirá de referência o display OLED com um controlador interno SSD1306, resolução de 128x64 pixels, tela de 0,96 polegadas, interface de comunicação I2C e alimentação de 3 V a 5 V atende de forma eficiente o projeto (SOLOMON SYSTECH, 2008).

Figura 26 – Display OLED 128x64



Fonte: Solomon Systech (2008)

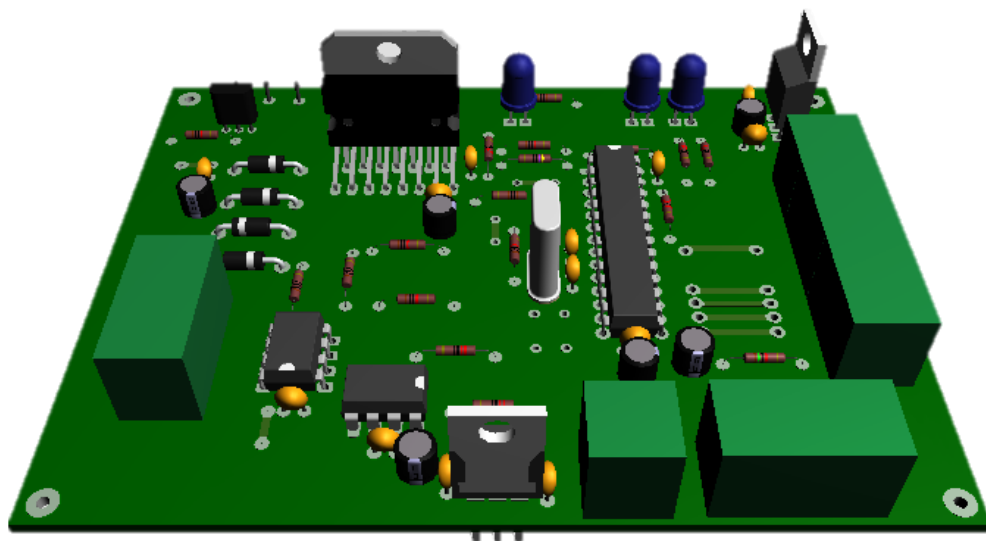
3.6 Placa de controle e acionamento

A partir dos componentes levantados no item 3.5, efetuou-se simulações de cada componentes para verificar a aplicabilidade a proposta elaborada. Por dispor de componentes

que emulam o comportamento real dos componentes o *software* PROTEUS® mostrou-se oportuno nessa etapa, além dos componentes já citados, o circuito conta com barramento de conexão para alimentações da placa, do motor e dos sensores utilizados, resistores, diodos, capacitores, transistor e LEDs.

Com a validação comportamental por meio de simulação produziu-se o esquemático elétrico para o controle e acionamento do MCCIP, uma descrição detalhada da disposição dos componentes e ligações elétricas é encontrada no anexo I e na figura 27 tem-se o modelo 3D gerado para a confecção da placa em circuito impresso.

Figura 27 – 3D da placa de acionamento e controle do MCCIP



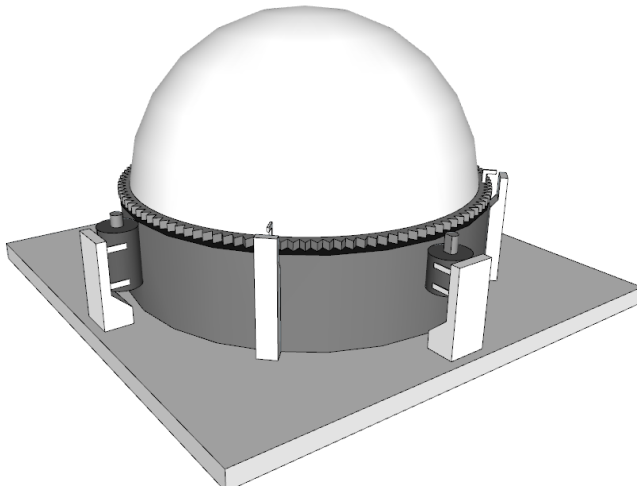
Fonte: elaborado pela autora

3.7 Protótipo em escala reduzida

A partir de um esboço desenvolvido no *software* SketchUp, buscou-se soluções de baixo custo que atendessem as necessidades mínimas para tornar válido o controlador proposto. Na figura 28 é possível analisar o sistema esboçado e na figura 29 usando-se do *software* AutoCAD desenvolveu-se uma régua com marcações de 360° com dimensão de 29 cm de diâmetro para ser utilizada no projeto.

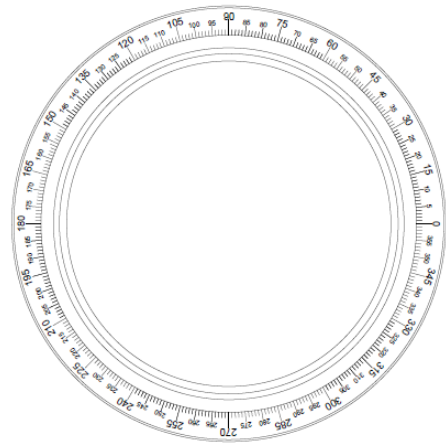
Nas figuras 30, 31 e 32 tem-se o protótipo em escala reduzida plenamente concluído e apto a testar a controlador projetado em bancada. O sistema de rotação é constituído de um mancal em que se tem uma polia de 25 cm de diâmetro, associada a um rolamento. Nesse sistema mecânico foi acoplado o MCCIP e o encoder incremental. A fonte utilizada regula a saída para 24 V e possui externamente reguladores de tensão para 12 V e 3,3 V.

Figura 28 – Protótipo esboçado



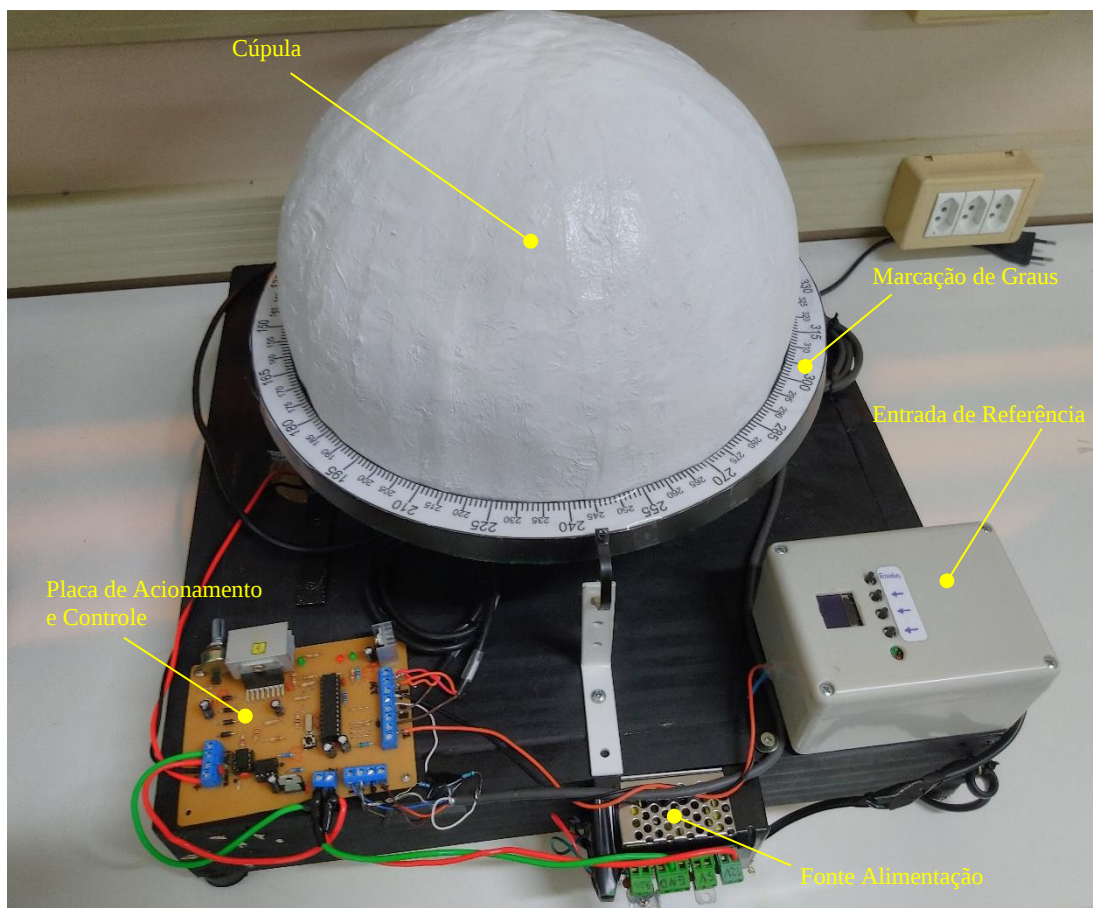
Fonte: elaborado pela autora

Figura 29 – Transferidor 360°



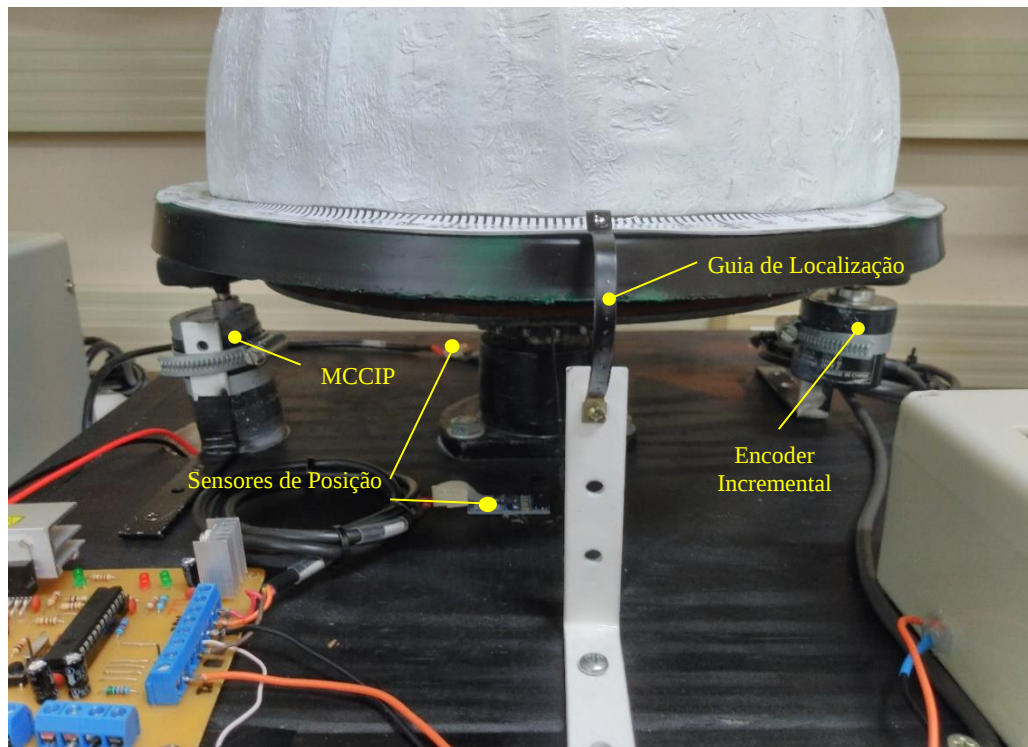
Fonte: elaborado pela autora

Figura 30 – Protótipo em escala reduzida vista superior



Fonte: elaborado pela autora

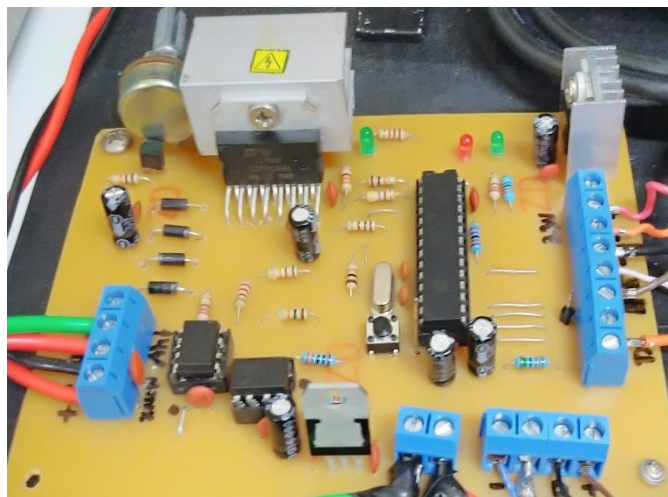
Figura 31 – Protótipo em escala reduzida vista inferior



Fonte: elaborado pela autora

Uma vista ampliada mostra de forma detalhada a placa de acionamento e controle na Figura 32 32.

Figura 32 – Placa de acionamento e controle do MCCIP



Fonte: elaborado pela autora

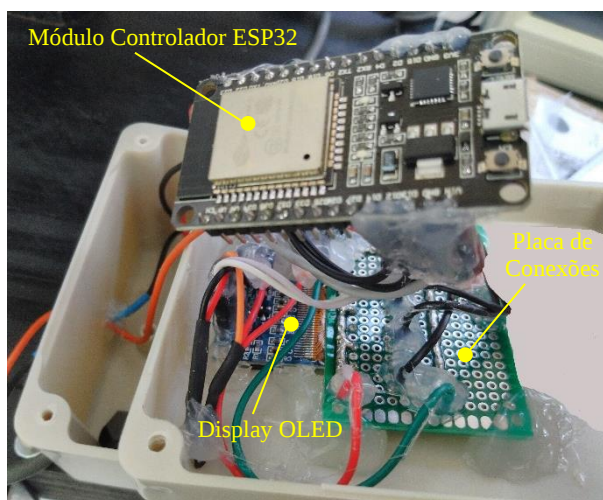
Para embarcar a lei de controle no DSPIC33FJ12MC202 e acompanhar a execução do processo, foi definido a lógica de sentido de giro do encoder, bem como a sua posição atual em radianos e em graus de acordo com os incrementos do encoder, efetuado a leitura dos

módulos encoder para eliminação de erro acumulado e a limitação de um valor mínimo de PWM em 25% do *duty cycle*, devido à queda de tensão nas escovas limitar a ação de controle e acumular muito esforço. Além disso, tem-se a leitura de um botão reset, que atua na interrupção da rotina que executa a lei de controle e habilita o envio da comunicação serial, evitando perda de informação na leitura serial ou na execução da lei de controle, e LEDs indicativos de mapeamento dos graus, interrupção e atuação da lei de controle.

3.8 Interface de comunicação e entrada de referência

Para o desenvolvimento da interface de interação entre usuário e o sistema de controle usou-se o módulo ESP32, o mesmo faz o gerenciamento e coordenação de funções de leituras de dados inseridos pelo usuário, retorno visual destes dados para orientação e comunicação serial dos dados com DSPIC33FJ12MC202. Uma visão do circuito interno de entrada e transmissão de referência pode ser visualizado na figura 33.

Figura 33 – Circuito interno da interface de comunicação



Fonte: elaborado pela autora

O microcontrolador ESP32 foi programado para gerenciar o envio de um número via comunicação serial, sendo que este número pode ir de 0 a 360, representando os graus aplicáveis a lei de controle. O ESP32 também mostra o número que será enviado, em uma tela OLED, controlada por meio dos pinos do barramento I2C do microcontrolador. Detalhes da interface do usuário são mostrados na figura 34.

Figura 34 – Interface do usuário



Fonte: elaborado pela autora

A comunicação serial é feita com um caractere de identificação para indicar o início do recebimento serial, e em seguida os três números que compõem o ângulo a servir de referência. O envio de cada caractere leva 200 ms, o envio lento se justifica dada a arquitetura interna do DSPIC33FJ12MC202 que possui apenas 3 variáveis de alocação, taxas maiores de envio comprometeriam a informação a ser processada.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Com base na execução da metodologia proposta são apresentados neste capítulo os resultados obtidos nos ensaios experimentais e a resposta do controlador por meio da simulação em malha e analógica, além do seu desempenho prático quando implementado no protótipo de bancada desenvolvido.

4.1 Ensaios experimentais

Mediante a metodologia de ensaio os valores obtidos para os parâmetros de interesse encontram-se na tabela 2 com exceção da queda de tensão nas escovas que por apresentar um valor em torno 1 V foi compensado diretamente na implementação prática por meio do código fonte.

Tabela 2 – Parâmetros obtidos em ensaio

	Valor Paramétrico	Unidade
Resistência de armadura (R_a)	0,9	Ω
Indutância de armadura (L_a)	0,000761	H
Constante de conjugado do motor mecânica (K_m)	0,0158	V/(rad/s)
Constante de conjugado do motor elétrica (K_e)	0,0158	V/(rad/s)
Constante de atrito viscoso (B)	0,0245	N. m. s
Momento de inércia (J)	0,01715	kg. m ²

Fonte: elaborado pela autora

Cabe salientar que os valores relativamente grandes para os parâmetros J e B são devido a uma redução mecânica acoplada ao eixo do motor, que reflete diretamente nos parâmetros mecânicos, logo, na constante de tempo mecânica obtida, com valor de 0,7 s.

O efeito da redução mecânica pode ser analisado na tabela 3 especificamente comparando as velocidades elétricas (eixo do rotor) e a velocidade do eixo (eixo após a redução). Os dados desta mesma tabela seguem a estrutura de ensaio descrita no trabalho.

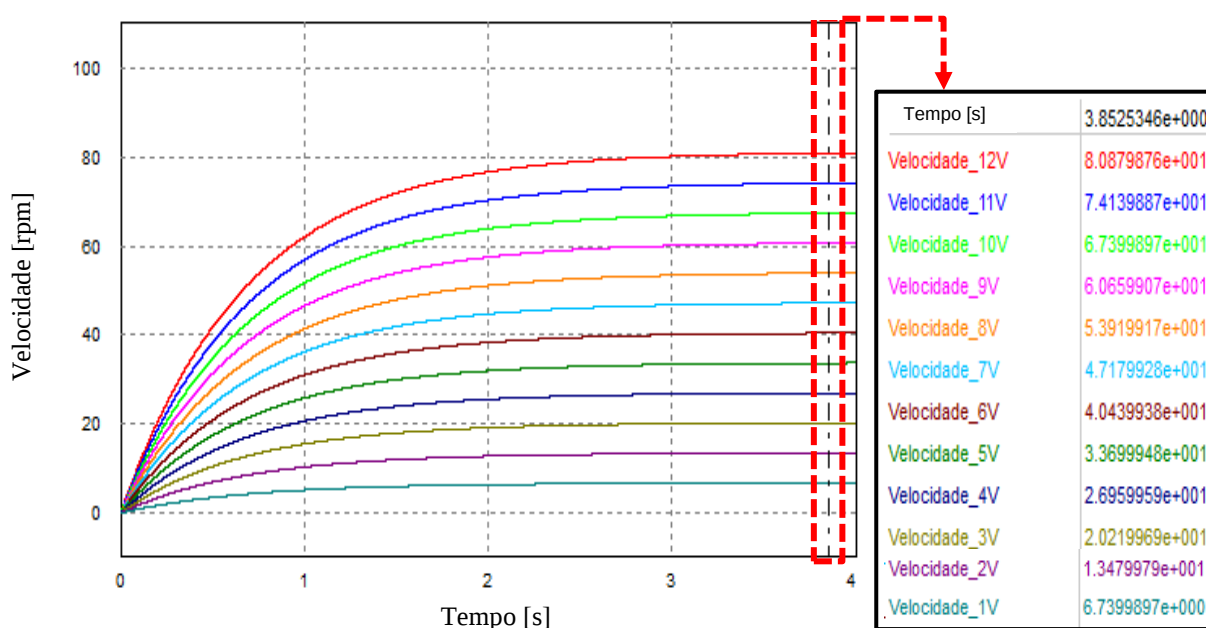
A comprovação do funcionamento das plantas modeladas, quando aplicado as mesmas tensões impostas ao motor nos ensaios paramétricos, estão indicadas na figura 35. Quando comparados os valores simulados aos valores presentes na tabela 3 percebe-se uma similaridade nos valores.

Tabela 3 – Velocidade e corrente obtidas em ensaio

Tensão de Terminal [V]	Corrente de Armadura [A]	Velocidade Elétrica [rad/s]	Velocidade Eixo [rad/s]	Velocidade Eixo [rpm]
1,012	0,0215	39,269	0,555	5,3
2,001	0,0220	95,295	1,194	11,4
3,008	0,0231	170,379	1,885	18
4,040	0,0241	234,258	2,513	24
5,010	0,0490	300,231	3,382	32,3
6,000	0,0254	363,586	4,105	39,2
7,010	0,0263	432,283	5,006	47,8
8,010	0,0660	498,571	5,539	52,9
9,000	0,0212	563,916	6,262	59,8
10,01	0,0279	627,376	6,922	66,1
11,00	0,0286	694,92	7,738	73,9
12,01	0,0291	764,768	8,482	81

Fonte: elaborado pela autora

Figura 35 – Resposta da planta simulada a diferentes tensões aplicadas



Fonte: elaborado pela autora

Enfatizando a possibilidade de erros inerentes a medição dos parâmetros, gerados por queda de tensão, mal contato, temperatura, dentre outros fatores que influênciam nos resultados experimentais e propagam erros para a modelagem matemática do sistema.

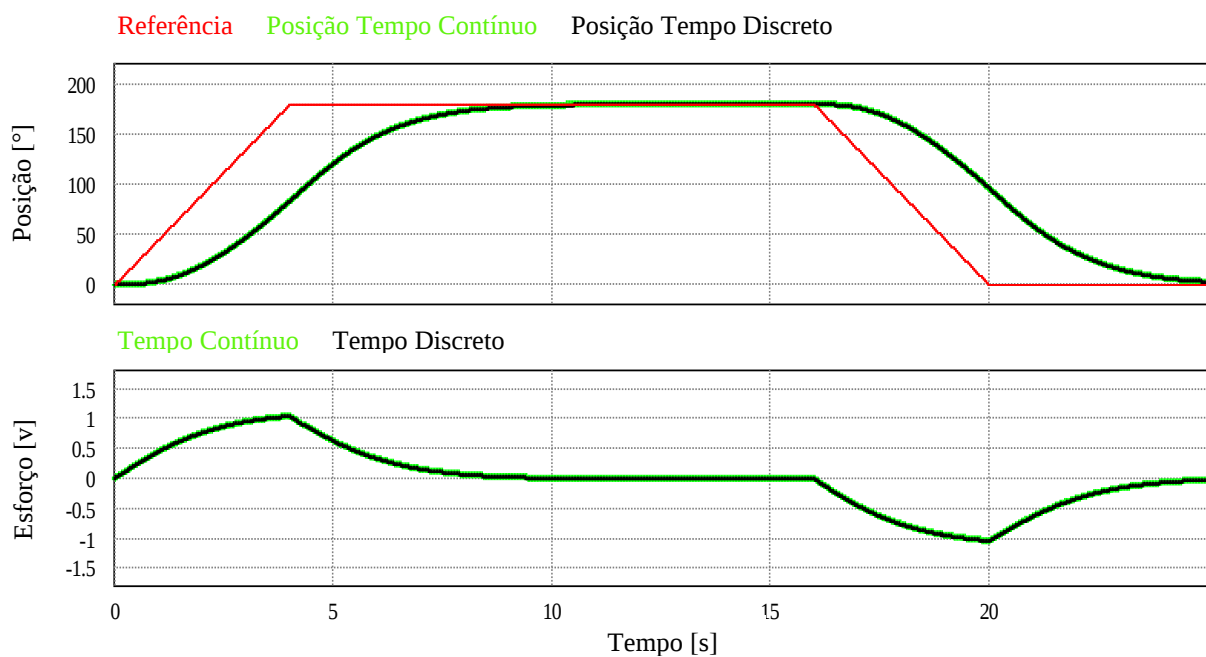
4.2 Simulação do controlador

A seguir tem-se o comportamento simulado do controlador quando aplicado a malha de tempo contínuo e discreto, bem como o comportamento por meio de acionamento via código fonte com geração de PWM de forma analógica.

4.2.1 Simulação por malha

A resposta de simulação para a malha da figura 17 está na figura 36, a mesma compreende o comportamento do controlador a partir da função de transferência e da equação de diferenças, com o objetivo de avaliar o desempenho do controlador e comparar a translação de tempo contínuo para discreto. Para tanto, o comportamento com rampa de subida e descida de 4 s e regime permanente estabelecido em 180° é explorado no decorrer de 25 s.

Figura 36 – Resposta do controlador mediante referência de 180°



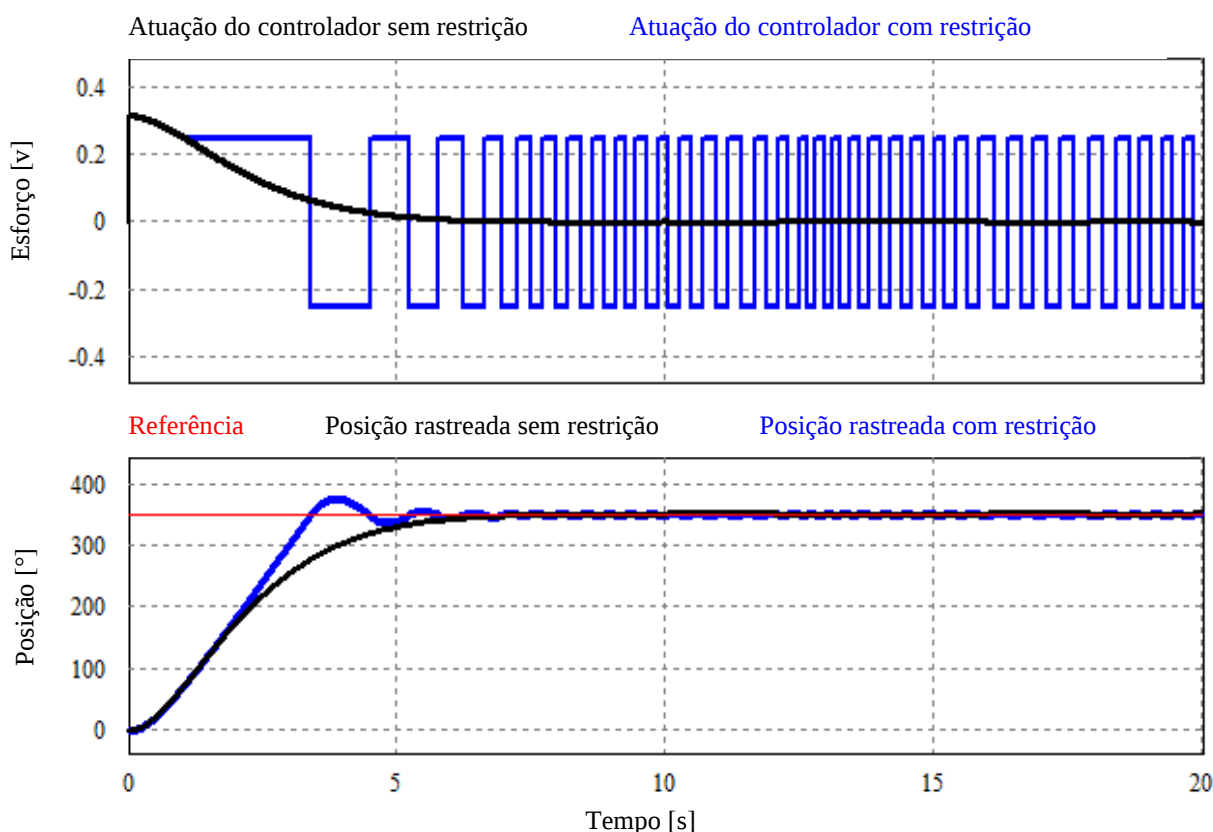
Fonte: elaborado pela autora

Nota-se que o comportamento obtido é o mesmo da resposta ao degrau, figura 16. O caráter lento do sistema a ser controlado imprime um esforço baixo do controlador, o que evita a saturação, além disso, pode-se analisar que o esforço entregue a planta apresenta sua maior amplitude ao meio da rampa de subida e depois decresce até ter seu valor zerado ao se atingir a referência.

4.2.2 Simulação analógica do controlador

Por meio do esquemático da figura 13, objetivou-se analisar o comportamento do controlador discretizado mediante a ação de chaveamento através de PWM. Como foi constatado em medições práticas no MCCIP, que a queda de tensão provinda das escovas mediante chaveamento é de 3 V, fez-se uma análise comparativa entre a lei de controle operando sem restrições e a lei de controle limitada ao mínimo de energia requerido pelo atuador para funcionar. O comportamento do controlador a partir de um degrau de referência de 350° com duração de 20 s é apresentado na figura 37.

Figura 37 – Comportamento do controlador aplicado ao modelo analógico



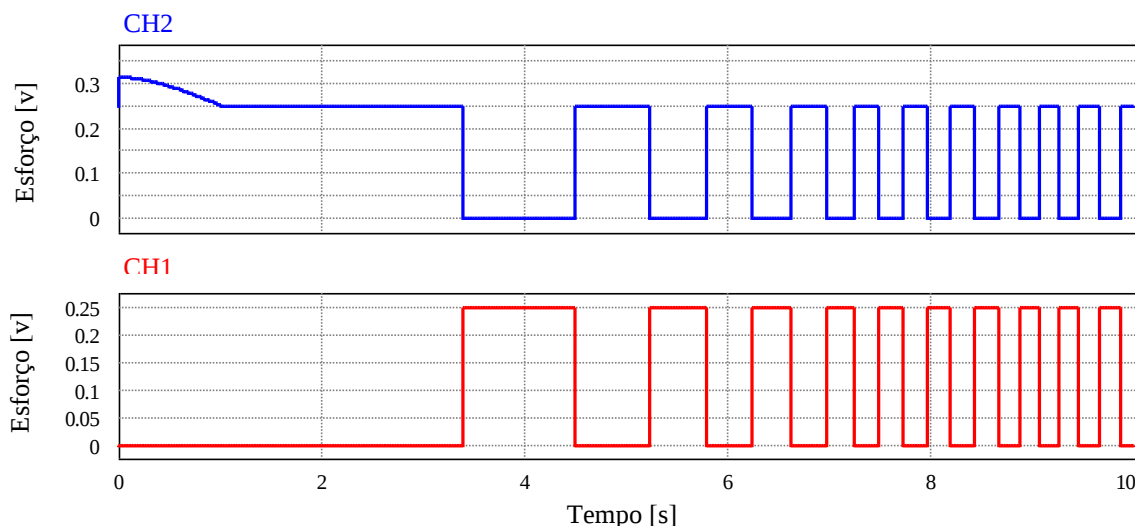
Fonte: elaborado pela autora

Na análise do controlador sem restrições (comportamento em preto), percebe-se que o esforço máximo do controlador está no início, responde a entrada ao degrau e reduz à medida que o erro existente decai e a sua ação é zerada completamente quando a referência é atingida (linha em vermelho). O caráter lento evita o sobressinal e um esforço negativo não é necessário.

Na análise do controlador com restrições (comportamento em azul), percebe-se que a atuação da lei de controle fica comprometida, a mesma apresenta um comportamento

semelhante até ser limitada ao valor mínimo de acionamento do MCCIP. Nota-se que ao passar de 360° , um esforço contrário é aplicado na tentativa de convergir para a referência, no entanto o esforço aplicado é demasiando grande, de modo que passe a ocorrer uma ação continua que alterna o sentido de giro em torno do referencial. O esforço proveniente da lei de controle que atua diretamente no MCCIP sob restrição, pode ser visualizado na figura 38.

Figura 38 – Esforço de controle atuando na comutação das chaves na ponte H



Fonte: elaborado pela autora

Percebe-se que o esforço do controlador produz uma comutação alternada entre os canais CH1 (para valores de esforços positivos) e CH2 (para valores de esforços negativos), comportamento evidenciado nas cores vermelho e azul. Dessa forma se alterna o sentido de giro do MCCIP buscando eliminar o erro em regime permanente do sistema.

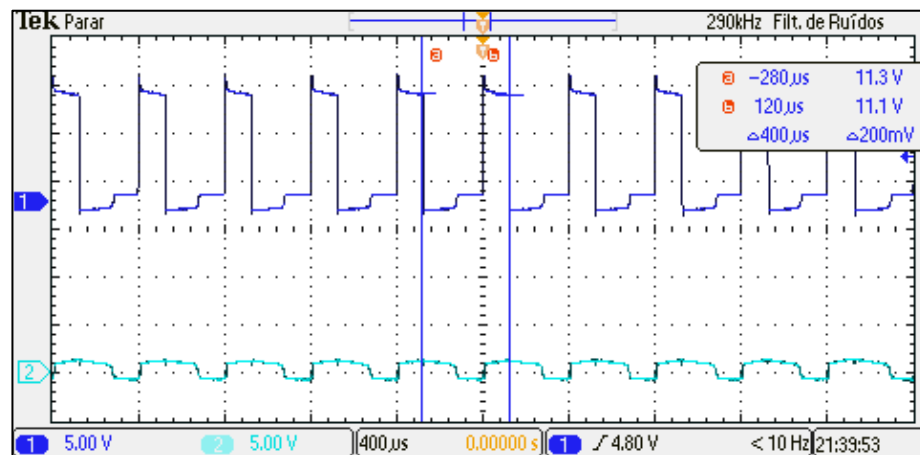
4.3 Implementação experimental

Na etapa experimental desenvolveu-se um código em linguagem C aos moldes do código produzido no software PSIM. O código atua em uma frequência de 10 kHz, internamente um contador que executa a lei de controle a uma frequência de 100 Hz por meio de incrementos, enquanto o PWM trabalha com uma frequência de 2,5 kHz e contempla uma limitação mínima do esforço do controlador para a queda de tensão nas escovas.

Ao iniciar o sistema faz-se o mapeamento da quantidade de pulsos do encoder que compreendem a 360° do protótipo em escala reduzida. A tarefa é desempenhada há uma velocidade constante de 30% de ciclo ativo do PWM, taxa que garante a eliminação de inércia do MCCIP, pois, ao completar o ciclo os canais de PWM são desativados e aguardam uma entrada de referência na posição zero, logo, se houver energia cinética no eixo do motor

quando chegar em zero o movimento continuará por mais alguns graus, como isso, perde-se o referencial inicial e todos os graus mapeados acumularão este erro por conseguinte. O comportamento das tensões nos canais de saída do L298 durante o mapeamento de pulsos é mostrado na figura 39.

Figura 39 – Comportamento da tensão durante o mapeamento de pulsos

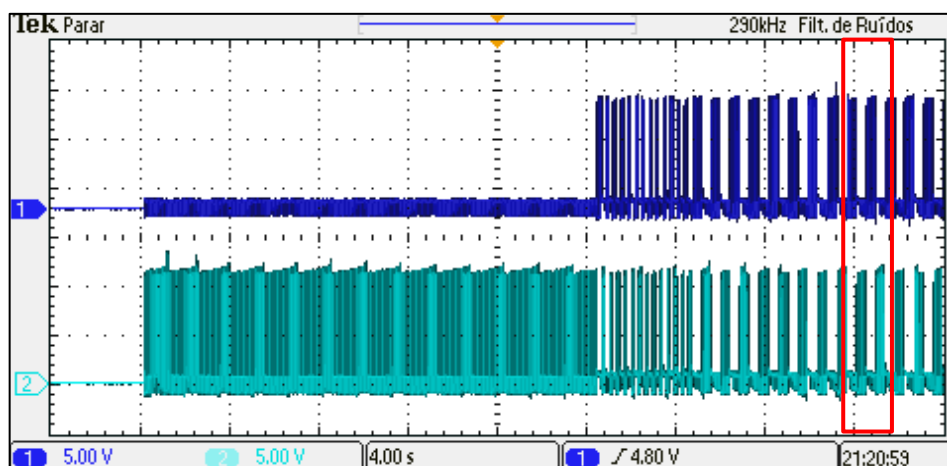


Fonte: elaborado pela autora

Percebe-se que apenas um dos canais foi habilitado e que a frequência estipulada no código C foi reproduzida experimentalmente, com um período de 400 μ s, que corresponde a frequência de 2,5 kHz definida.

Com o mapeamento realizado o sistema está apto a receber uma referência e rastreá-la. Na figura 40 com um tempo de análise de 20 s, tem-se o comportamento monitorado nos terminais do MCCIP para uma entrada de referência de 359°, analisando do ângulo zero é a diferença que exige o maior esforço da lei de controle.

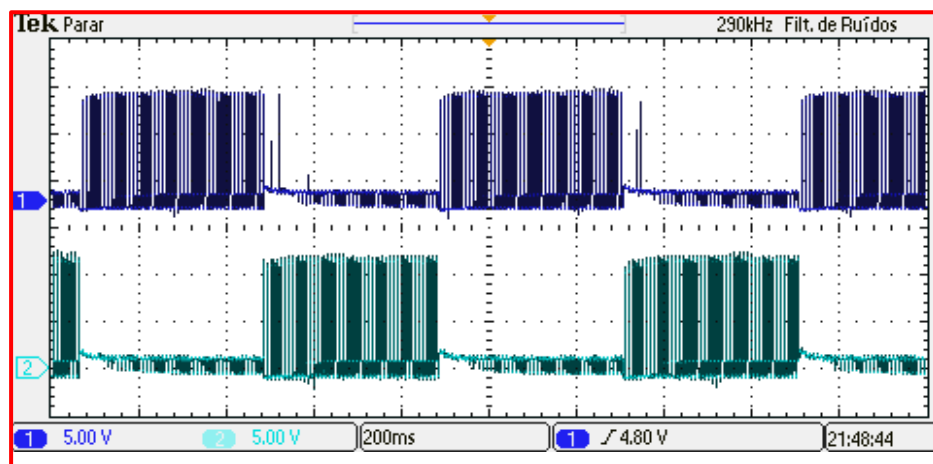
Figura 40 – Tensão aplicada ao MCCIP no rastreo de 359°



Fonte: elaborado pela autora

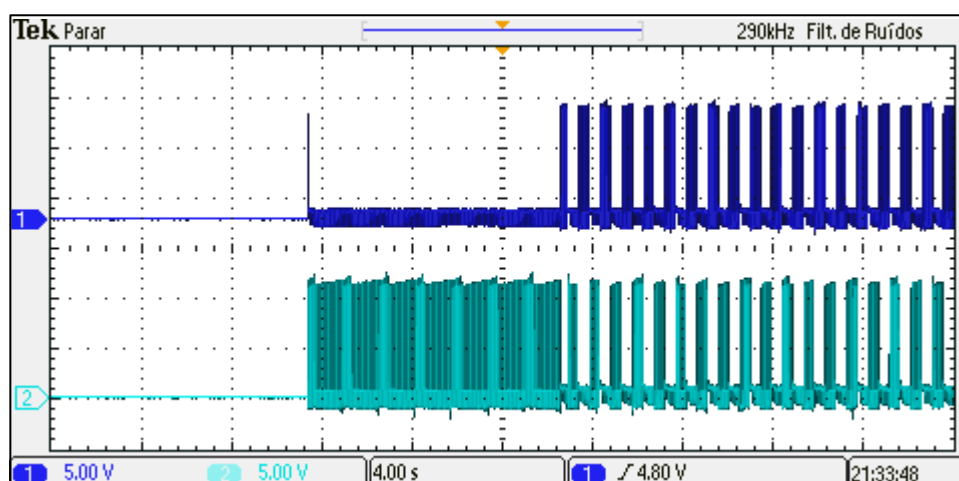
Nota-se que o sistema inicialmente está desativado e após o recebimento da serial o canal 2 é ativado, imprimindo um esforço que passado o período inicial limita-se ao valor mínimo estabelecido, como o obtido por simulação. Ao atingir a referência com o atuador já saturado, a ação integral do controlador acumula erro e faz o sistema oscilar em torno da referência, fenômeno conhecido como oscilação de alta frequência devido ao chaveamento não linear. A ampliação do retângulo destacado em vermelho pode ser vista na figura 41, nela pode ser vista a comutação dos canais sob efeito das ondulações. Na figura 42 tem-se o comportamento coletado para uma entrada de referência de 90° .

Figura 41 – Chaveamento em regime permanente



Fonte: elaborado pela autora

Figura 42 – Tensão aplicada ao MCCIP no rastreo de 90°



Fonte: elaborado pela autora

Nota-se que o mesmo fenômeno se faz presente no rastreamento de uma diferença de 90° entre a posição pretendida e a atual, o diferencial está no tempo necessário para a posição ser atingida.

5 CONCLUSÕES

Mediante revisão de literatura levantou-se conceitos sobre servomecanismos, MCCIP, controladores de posição atrelados a métodos de sintonização, redução de ordem e discretização propostos em diversos trabalhos, que auxiliaram no desenvolvimento da metodologia.

Como processo metodológico foi optado pela modelagem matemática do MCCIP e na planta com caráter de posição foi empregado um método de redução de ordem para simplificar o projeto de controle baseado no método de sintonização por LGR. Com a definição e simulação do desempenho dos componentes de acionamento, controle e interface do usuário concluiu-se a metodologia.

Com os resultados constatou-se que os parâmetros obtidos mediante ensaio estavam muito próximos a planta original, fator decisivo para o desenvolvimento do projeto de controle, que se mostrou eficiente em todas as simulações efetuadas e capaz de seguir qualquer referência imposta na entrada sem saturar o atuador. No entanto, experimentalmente o MCCIP apresentou uma queda de tensão nas escovas considerável para tensões CC chaveadas e na análise por simulação constatou-se que o controlador não seria capaz de atuar de forma totalmente efetiva dada essa restrição.

As oscilações de alta frequência foram identificadas tanto em simulação como na prática, e poderiam estar sendo minimizadas com um filtro na saída do motor, pois nos ensaios do MCCIP com uma fonte CC o acionamento do motor manteve-se ativo até 0,5 V, em quanto que para a tensão chaveada esse valor subiu para 3 V. Isso significa que o filtro desempenhado pelo motor não executa a filtragem adequada do PWM. Com um filtro adequado poder-se-ia ampliar o tempo de atuação do controlador e consequentemente melhorar o desempenho com a redução das oscilações.

Sendo assim, pode-se concluir que o projeto de controle atendeu ao problema proposto dentro das limitações da escala reduzida em que foi submetido, pois MCCIP do porte a serem utilizados em projetos reais de cúpulas de observatórios astronômicos não teriam problemas com a queda de tensão nas escovas, dada sua insignificância.

5.1 Perspectivas de continuação do trabalho

As seguintes atividades podem ser realizadas para dar continuidade ao projeto:

- Empregar outros tipos de máquinas elétricas no sistema, como por exemplo, o motor *Brushless DC* visando melhorar eliminar restrições operacionais e a eficiência;
- Aplicar outras técnicas de controle a fim de comparar o desempenho operacional;
- Interligar o sistema desenvolvido a um computador e fazer o gerenciamento de forma remota.

REFERÊNCIAS

- ADHIKARY, N.; MAHANTA, C. Inverse dynamics based robust control method for position commanded servo actuators in robot manipulators. **Control Engineering Practice**. v. 66, p. 146-155, 2017.
- ARAÚJO, J. M.; SANTOS, E. T. F.; CASTRO, A. C. Redução de Ordem no Domínio da Frequência Baseada na Minimização na Norma dos Coeficientes Polinomiais do Erro. **Controle & Automação**. v. 19 n. 3, 2008.
- ÁRON, G.; SARVAJ CZ, K.; KISS, J.; GÁL, T.; SZÁNTÓ, A.; GÁBORA, A.; HUSI, G. Experimental Investigation of a Series Wound DC Motor for Modeling Purpose in Electric Vehicles and Mechatronics Systems. **Measurement**, v. 109, p. 111–118, 2017.
- ÅSTRÖM, K. J; HÄGGLUND, T. **PID Controllers: Theory, Design and Tuning**. 2ª ed. - Research Triangle Park: Instrument Society of America, 1934.
- BERNARDO, J. **6 alternativas de como controlar motores com a Ponte H**. 2016. Disponível em < <http://eletronworld.com.br/eletronica/6-alternativas-de-como-controlar-motores-com-a-ponte-h/>>. Acesso em: 12 agosto 2019.
- BORGES, A. N. **Características de Escovas de Gráfito e Avaliação do seu Desempenho em Função da Microestrutura**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2007.
- BRUSAMARELLO, V. J.; BALBINOT, A. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**. 1ª ed. - Rio de Janeiro:LTC, 2007. 2 v.
- CASTRO, A. C.; ARAÚJO, J. M.; SANTOS, E. T. F. Redução de Ordem no Domínio da Frequência Baseada na Minimização da Norma dos Coeficientes Polinomiais do Erro. **Controle e Automação** v.19, n.3. Salvador, 2008.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. Tradução: Anatólio Laschuk. 5ª ed. - Porto Alegre: AMGH, 2013.
- CHIPSCE. **Modulo sensor de velocidade 5 mm para Arduino**. 2018. Disponível em < <https://chipsce.com.br/product/modulo-sensor-de-velocidade-5mm-para-arduino/>>. Acesso em: 23 agosto 2019.
- CROMATEC. **C860TP**. 2015. Disponível em <<http://www.cromatek.com.br>>. Acesso em: 18 maio 2019.
- DORF, R. C.; BISHOP, R.H. **Sistemas de Controle Moderno**. Tradução Rubens Junqueira Magalhães Afonso. 13ª ed. - Rio de Janeiro: LTC, 2018.
- EL-ATTAR, R. A.; VIDYASAGAR, M. System Order Reduction using the Induced Operator Norm and its Applications to Linear Regulators. **Journal of the Franklin Institute Pergamon**, v. 306, n. 6, 1978.
- ESPRESSIF SYSTEMS. **ESP32 Datasheet**. 2016. Disponível em < https://img.filipeflop.com/files/download/Datasheet_ESP8266_esp32_en.pdf>. Acesso em: 14

setembro 2019.

FRANCHI, C. M. **Inversores de Frequência: Teoria e Aplicações**. 2ª ed. - São Paulo: Érica, 2009.

GENESIO, R.; MILANESE, M. A Note on the Derivation and Use of Reduced-Order Models. **IEEE Transactions on Automatic Control**. v. 21, ed. 1, 1976.

GIMENEZ, S. P. **Microcontroladores 8051: conceitos, operação, fluxogramas e programação**. 1ª ed. - São Paulo: Érica, 2015.

HALLIDAY, D. **Fundamentos de Física: mecânica**. Tradução Ronaldo Sérgio de Biase. 10ª ed. - Rio de Janeiro: LTC, 2018. 1v.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. Tradução Romeu Abdo. 1ªed. - Porto Alegre: AMGH, 2012.

GHOSH, M.; SAHA, P. K.; PANDA, G. K. Hybrid Computational Mechanical Sensorless Fuzzified Technique for Speed Estimation of Permanent Magnet Direct Current Brushed Motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 65, 6ª ed., 2018.

JUNIOR, SILVA, G. C. DO N. **Máquinas Elétricas: Teoria e Ensaios**. 4ª ed. - São Paulo: Érica, 2011.

KESAVA RAO, M.V. **Brush Contact Drop in D.C. Machines**. Bangalore Press, Mysore Road, Bangalore City, 1934.

KRAUSE, P. WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S.; PEKAREK, S. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 3ª ed. - New Jersey: IEEE Press Wiley, 2013.

MELCONIAN, S. **Elementos de Máquinas**. 10ª ed. ver. - São Paulo: Érica, 2012.

MELCONIAN, S. **Fundamentos de Máquinas: transmissões, fixações e amortecimento**. 1ª ed. - São Paulo: Érica, 2015.

MICROCHIP, T. **dsPIC33FJ12MC201/202 datasheet**. 2011. Disponível em <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70265e.pdf>>. Acesso em: 14 maio 2019.

MOHAN, N. **Máquinas elétricas e acionamentos: curso introdutório**. Tradução Walter Denis Cruz Sanchez, Angelo José Junqueira Rezek. 1ª ed. - Rio de Janeiro: LTC, 2018.

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. Tradução e revisão técnica Jackson Paul Matsuura. 7ª ed. - Rio de Janeiro: LTC, 2017.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Tradução Heloísa Coimbra de Sousa. 5ª ed. - Rio de Janeiro: Pearson Prentice Hall, 2012.

OGATA, K. **Discrete – Time Control Systems**. 2ª ed. - New Jersey: Prentice-Hall, 1987.

OMEGOM. **ScopeDome Domo de observatorio de 5,5m de diâmetro**. Landsberg am Lech – Baviera. Disponível em <<https://www.omegon.eu/es/dispositivos/scopedome-domo-de-observatorio-de-5-5m-de-diametro/p,20287>>. Acesso em: 14 maio 2019.

OMRON. **E6B2**. 2017. Disponível em <<http://www.allaboutmotion.com/wp-content/uploads/2013/11/Omron-E6B2-C-Incremental-Rotary-Encoder-Datasheet.pdf>>. Acesso em: 19 maio 2019.

OPPENHEIM A.V.; SCHAFER R. W. **Processamento em Tempo Discreto de Sinais**. Tradução Daniel Vieira. 3ª ed. - São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2012.

OTTOBONI, R.; RIBEIRO, M. P. **Requisitos para a Automação e Operação do Observatório no Telhado**: Notas Técnicas do Laboratório Nacional de Astrofísica. Itajubá – MG, 2017.

PRIYA, B.; KRISHNAKUMAR, V. **Performance improvement of brushless DC motor**. International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability. Nagercoil, 2013.

PURSCHEL, M. PSpice simulation of the power stage for DC brush motors using state of the art power MOSFETs. **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. Dearborn, 2009.

RANGEL, D. A. **Modelagem e Controle de Velocidade do Motor CC Sem Escovas Aplicado a Veículos Elétricos**. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) pela Universidade Federal do Pampa, 2015.

REINTJES, J. F.; COATE, G. T. **Principles of Radar**. 3ª ed. – New York: McGraw-Hill, 1953.

RUSSOLO, T. de A. **Sistema de Controle de Posição Microprocessado com Servomotor CC**. Trabalho de Conclusão de Curso - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Carlos, 2011.

SAFRAID, M.; RIBEIRO, M. S. **Automação de Cúpula de Observatório Astronômico**. 2º Encontro de engenharia e tecnologia dos Campos Gerais, Campos Gerais, 2008.

SILVEIRA, C. B. **Motor CC**: saiba como funciona e de que forma especificar. Disponível em <<https://www.citisystems.com.br/motor-cc/>>. Acesso em: 15 maio 2019.

SOARES, P. M. O. de R. **Discretização de Controladores Contínuos**. Dissertação (Mestrado em engenharia eletrotécnica e de computadores) - Faculdade de Engenharia, Universidade do Porto, 1996.

SOLOMON SYSTECH. 128 x 64 Dot Matrix OLED/PLED Segment/Common Driver with Controller. 2008. Disponível em <<https://cdn-shop.adafruit.com/datasheets/SSD1306.pdf>>. Acesso em: 15 setembro 2019.

TAGLIARI, I. B.; JUNIOR, G. B.; ROSA, L. C.; MARQUES, M. A.; LEMOS, M. A. **Automação em Processos Produtivos Baseada em Instrumentação Virtual**. Engenharia de Controle e Automação – Campus Sorocaba UNESP, 2009.

TECH MAKERS. **Produtos para Automação**. Curitiba – PR, catálogo, 2019.

TEXAS INSTRUMENTS. **LM1117 800-mA Low-Dropout Linear Regulator**. 2016. Disponível em <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1117.pdf>>. Acesso em: 04 agosto 2019.

TS. **Dual Full-Bridge Driver**. 2000. Disponível em < https://www.sparkfun.com/datasheets/Robotics/L298_H_Bridge.pdf>. Acesso em: 04 agosto 2019.

TS. **Positive Voltage Regulator ICs**. 2018. Disponível em < <https://www.st.com/resource/en/datasheet/178.pdf>>. Acesso em: 04 agosto 2019.

UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. Tradução Anatólio Laschuk. 7^a ed. - Porto Alegre: AMGH, 2014.

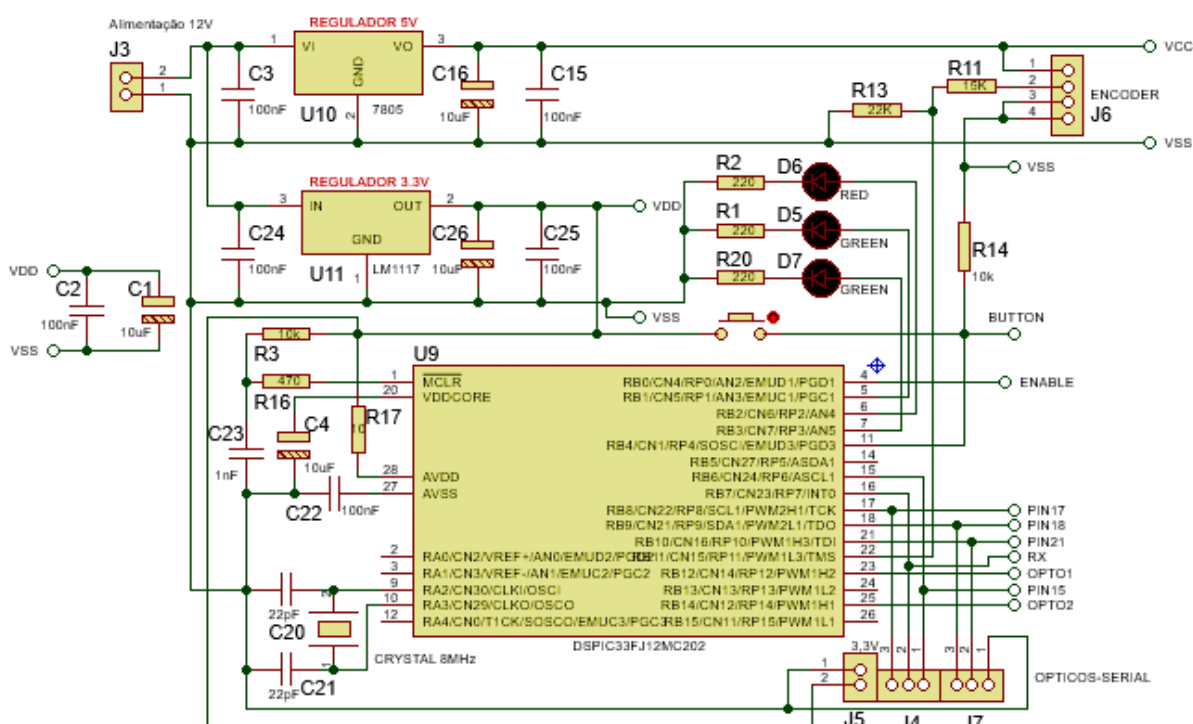
VASCONCELLOS, A. P. M. **Projeto de Controladores PI e PID para um Forno Aquecedor de Óleo de Uma Planta de Tratamento de Hidrocarbonetos**. Trabalho de Conclusão de Curso – Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2017.

VISHAY. **6N135 - 6N136**. 2015. Disponível em < <https://www.vishay.com/docs/83604/6n135.pdf>>. Acesso em: 14 maio 2019.

ANEXO A – CIRCUITOS DE ACIONAMENTO E CONTROLE

Na figura 43 tem-se o circuito de alimentação composto por dois reguladores de tensão, um com saída de 3,3 V para alimentar o controlador e outro o de 5 V para alimentar os CIs do acionamento em ambos se tem capacitores de filtro para a tensão. O controlador se usa das ligações básicas recomendadas pelo fabricante e opera na leitura analógica do potenciômetro com entrada de referência manual e leitura digital do *encoder* e sensores ópticos de referência. Coordenam seis saídas, uma para habilitar a proteção do CI L298, outras três indicando de forma luminosa a operação atual e as duas restantes moduladas com PWM de acordo com a lei de controle que atua sobre o MCCIP.

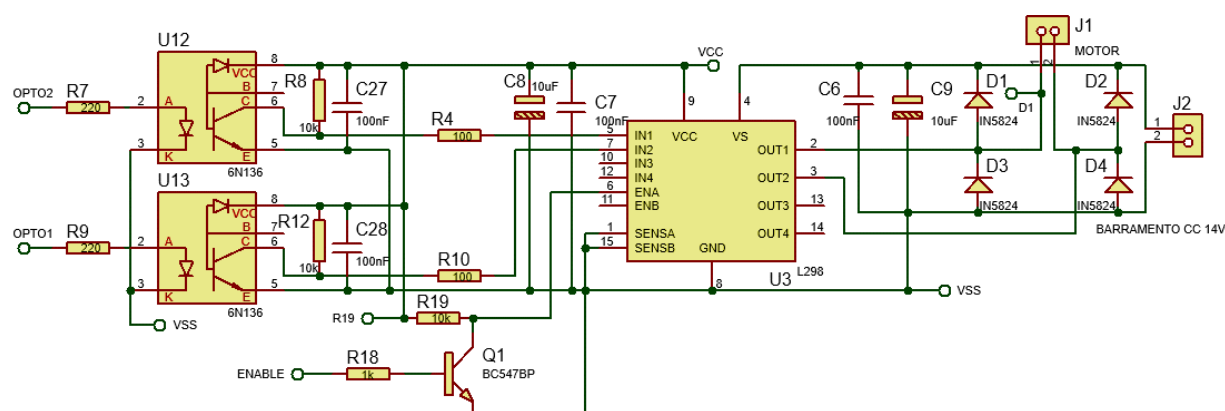
Figura 43 – Circuito de alimentação e controle



Fonte: elaborado pela autora

Na figura 44 o acionamento se dá pela coordenação do CI L298 a partir das diretivas do controlador, em seus dois canais de entrada tem-se optoacopladores com dupla função: isolar o circuito de potência do circuito controlador e elevar o nível lógico de 3,3 V para 5 V. Por este motivo se utiliza para elevar a tensão na entrada de habilitação do CI um transistor. O circuito se completa com uma “ponte H” formada de diodos de rápida comutação para garantir a circulação de corrente de forma a não gerar curto circuito nos terminais do motor.

Figura 44 – Circuito de acionamento



Fonte: elaborado pela autora

Nas alimentações de todos os CIs, foram utilizados capacitores de desacoplamento para filtrar ruídos presentes no circuito que possam comprometer seu funcionamento, além de capacitores eletrolíticos para estabilizar o nível de tensão. O transistor utilizado ser para ajustar o nível de tensão de 3,3 V para 5 V.

Alguns aspectos práticos de implementação: Para o regulador de tensão 3,3 V foi acoplado um dissipador térmico, dada a conversão de nível de tensão estar praticamente no máximo suportado a entrada, o que ocasiona maior aquecimento. O mesmo não é aplicável ao regulador de tensão de 5 V.

Também foi inserido um capacitor de 100 nF em paralelo na entrada de alimentação do MCCIP dada a comutação lenta de diodos, com a substituição por diodos ultra rápido o capacitor se torna dispensável.