

Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Curso de Engenharia Eletrônica

Jackson Kenedi Lewandowski

Valfrido Nascimento Junior

**CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM
MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA
EXCITAÇÃO INDEPENDENTE**

Toledo

2023

Jackson Kenedi Lewandowski
Valfrido Nascimento Junior

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA EXCITAÇÃO INDEPENDENTE

SPEED CONTROL OF AN SEPARATELY EXCITED DC MOTOR

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
como requisito para a obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Eletrônica da Uni-
versidade Tecnológica Federal do Paraná -
UTFPR Campus Toledo.

Orientador(a) Prof. Ednei Luiz Miotto

Toledo
2023



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

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

Jackson Kenedi Lewandowski
Valfrido Nascimento Junior

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA EXCITAÇÃO INDEPENDENTE

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
como requisito para a obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Eletrônica da Uni-
versidade Tecnológica Federal do Paraná -
UTFPR Campus Toledo.

Trabalho aprovado. Toledo, 22 de junho de 2023:

Prof. Ednei Luiz Miotto
UTFPR-TD
Orientador(a)

Alberto Oliveira
UTFPR-TD

Felipe Pfrimer
UTFPR-TD

Toledo
2023

A folha de aprovação assinada encontra-se na coordenação do curso

AGRADECIMENTOS

Gostaríamos de expressar nossa sincera gratidão a todos que contribuíram para a conclusão bem-sucedida deste Trabalho de Conclusão de Curso (TCC). É com grande alegria e emoção que escrevemos estas palavras de agradecimento, reconhecendo a importância de cada pessoa que nos apoiou ao longo dessa jornada acadêmica.

Em primeiro lugar, gostaríamos de expressar nossa gratidão ao nosso orientador/professor, Ednei Luiz Miotto, por sua orientação valiosa, paciência e dedicação ao longo do processo de elaboração deste trabalho.

Gostaria também de agradecer aos professores e profissionais da área que contribuíram com seus conhecimentos, compartilhando experiências e fornecendo informações essenciais para o embasamento teórico deste trabalho. Suas contribuições foram fundamentais para o enriquecimento do conteúdo e a compreensão mais aprofundada do tema.

Não podemos deixar de mencionar nossos colegas e amigos, que nos apoiaram durante todo o processo de desenvolvimento do TCC. Suas palavras de encorajamento, discussões produtivas e *feedback* construtivo foram essenciais para nossa motivação e crescimento pessoal. Compartilhar essa jornada com vocês tornou o caminho mais leve e prazeroso.

Agradecemos também às nossas famílias, cujo apoio e compreensão foram inestimáveis. Obrigado pelo incentivo constante, pela paciência e pelo amor incondicional que sempre recebemos. Vocês são a nossa fonte de inspiração e força, e somos profundamente gratos por tudo que fizeram por nós.

Mais uma vez, expressamos nossa gratidão a todos que fizeram parte dessa jornada e nos ajudaram a alcançar este objetivo. Que este trabalho possa contribuir de alguma forma para o avanço do conhecimento na área e inspire outras pessoas a buscarem o crescimento pessoal e acadêmico.

Muito obrigado a todos!

Atenciosamente, Jackson e Valfrido.

RESUMO

Este trabalho trata do funcionamento e métodos de controle de velocidade utilizados em motores de corrente contínua. Seu objetivo principal é o desenvolvimento de um controlador de velocidade em malha fechada para motores CC de pequeno porte, na faixa de 200 até 1000 RPM. Para tanta, são apresentadas as etapas e dificuldades encontradas durante o processo de desenvolvimento dos circuitos e *softwares*. Neste trabalho também são apresentadas informações detalhadas sobre o desenvolvimento dos circuitos empregados no controle e monitoramento do motor; circuito de aquisição da velocidade do motor utilizando *encoder* óptico; *software* de interface gráfica, utilizado para interação do usuário com o dispositivo, em tempo real. Por fim, o sistema modelado e a abordagem utilizada é apresentada. Os resultados das simulações do modelo são comparados aos resultados práticos coletados do protótipo. Importante salientar que além dos resultados obtidos de experimentação prática e simulações, este trabalho desenvolveu uma importante ferramenta multidisciplinar que poderá contribuir para as aulas práticas de acionamentos de máquinas CC, controle de velocidade aplicada a máquinas CC e a relação com conversores de potência estudados em Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Conversor CC-CC; Controle digital; PID; Motor CC

ABSTRACT

This work deals with the operation and speed control methods used in direct current motors. Its main objective is the development of a closed-loop speed controller for small DC motors, in the range of 200 to 1000 RPM. For that, presented the steps and difficulties encountered during the circuit and software development process. In this work, differentiated information is also developed about the development of the circuits used in the control and monitoring of the motor; motor speed acquisition circuit using optical encoder; graphical interface software, used for user interaction with the device, in real time. Finally, the modeled system and the approach used are presented. The results of the model simulations are compared to the practical results collected from the prototype. It is important to point out that in addition to the results obtained from practical experimentation and simulations, this work developed an important multidisciplinary tool that can contribute to practical classes on DC machine drives, speed control applied to DC machines and the relationship with power converters reflected in Power Electronics.

Keywords: DC-DC Converter; Digital Control; PID; DC Motor

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Corte da máquina CC	16
Figura 2 – Ligações do circuito de campo de máquinas CC: (a) excitação independente, (b) excitação série, (c) excitação derivação, (d) excitação composta	18
Figura 3 – Controle de velocidade pela variação da resistência de armadura	19
Figura 4 – Ponte monofásica controlada	20
Figura 5 – Circuito retificador monofásico alimentado por um variac e conectado aos terminais de armadura de um motor CC	21
Figura 6 – Circuito simplificado de um conversor CC-CC conectado à armadura de um motor	22
Figura 7 – Sinal do <i>encoder</i> : (a) velocidade contínua, (b) aceleração	23
Figura 8 – Diagrama de blocos da ações do PID	27
Figura 9 – Fresa CNC-3018	31
Figura 10 – Máquina CC utilizada durante o desenvolvimento do projeto	32
Figura 11 – Tela inicial do <i>Software</i> IHM	34
Figura 12 – Menu de ajustes do controlador	35
Figura 13 – Design da PCB Circuito Controlador	36
Figura 14 – Visão do arquivo Gerber no FlatCAM	37
Figura 15 – Tela inicial do <i>Software</i> Candle	38
Figura 16 – Etapas de Confecção da PCB: a) Fresagem; b) Remoção das Áreas de Cobre; e c) PCB Finalizada	39
Figura 17 – <i>Encoder</i> : a) Diagrama do <i>Encoder</i> ; e b) Design do <i>Encoder</i>	40
Figura 18 – Encoder Posicionado Próximo à Engrenagem de Acoplamento: a) Vista frontal; e b) Vista diagonal	40
Figura 19 – Circuito Controlador	41
Figura 20 – Sinal do <i>Encoder</i> obtido pela aplicação do degrau na entrada da planta: a) Partida 1; b) Partida 2; e c) Partida 3.	42
Figura 21 – Valores de velocidade obtidos a partir da resposta ao degrau aplicado no Motor CC: a) Partida 1; b) Partida 2; e c) Partida 3.	43
Figura 22 – Função de cálculo do controlador PI em linguagem C	45
Figura 23 – Tensão de saída do circuito de potência visto pelo Osciloscópio: a) ciclo de trabalho em 25%; b) ciclo de trabalho em 50 %; e c) ciclo de trabalho em 75 %	48
Figura 24 – Tensão de saída do circuito de potência visto pelo Osciloscópio numa visão macro	49
Figura 25 – Representação do modelo Simulink	50

Figura 26 – Resposta ao degrau da velocidade do rotor, com setpoint de 1000 RPM e $K_P = 0.1$: a) Dados reais; e b) Dados simulados.	50
Figura 27 – Resposta ao degrau da velocidade do rotor, com setpoint de 500 RPM e $K_P = 0.1$: a) Dados reais; e b) Dados simulados.	51
Figura 28 – Resposta ao degrau da velocidade do rotor, com setpoint de 200 RPM e $K_P = 0.1$: a) Dados reais; e b) Dados simulados.	52
Figura 29 – Resposta ao degrau da velocidade do rotor, com setpoint de 200 RPM e K_I igual a 1,5: a) Dados reais; e b) Dados simulados.	53

LISTA DE SÍMBOLOS

K_P	Ganho Proporcional
K_I	Ganho Integral
K_D	Ganho Derivativo
ω_m	Velocidade Angular
V_a	Tensão de Armadura
I_a	Corrente de Armadura
R_a	Resistência de Armadura
K_f	Constante geométrica do motor
I_f	Corrente de Campo
T_{on}	Tempo do Ciclo Positivo de Trabalho
T_{off}	Tempo do Ciclo Negativo de Trabalho
V_{cc}	Tensão Retificada
K	Ganho
δ_t	Intervalo de Tempo
ω_n	Frequencia Natural
θ	atraso de tempo do sistema
ζ	Fator de Amortecimento

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CNC	Controle Numérico Computadorizado
CSV	<i>Comma-separated values</i>
CV	Cavalo-vapor
DRC	<i>Design Rule Check</i>
GB	<i>Gigabytes</i>
IHM	Interação Homem-Máquina
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MDF	<i>Medium Density Fiberboard</i>
NPTH	<i>Non Plating Through-Hole</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PI	Proporcional Integral
PTH	<i>Plating Through-Hole</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RPM	Rotações por minuto
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
SSD	<i>Solid State Drive</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	Objetivos Gerais	12
1.2	Objetivos Específicos	13
2	JUSTIFICATIVA	14
3	MÁQUINAS DE CORRENTE CONTÍNUA – ASPECTOS CONSTRUTIVOS E OPERACIONAIS	15
3.1	Características Construtivas das Máquinas CC	15
3.2	Métodos de Excitação da Máquina CC	17
3.3	Métodos de Controle de Velocidade para Máquinas CC	18
3.3.1	Controle de Velocidade Através da Variação da Resistência de Armadura	19
3.3.2	Controle de Velocidade por meio da Variação do Fluxo de Entreferro	19
3.3.3	Controle de Velocidade Através da Variação da Tensão de Armadura	20
3.3.3.1	Ponte Retificadora Controlada	20
3.3.3.2	Variador de Tensão (Variac)	20
3.3.3.3	Conversor CC-CC Abaixador	21
3.4	Principais Aspectos do Conversor CC-CC Aplicado Neste Tra- balho	22
4	ENCODER	23
5	MÉTODO DE MODELAGEM DE MOLLENKAMP	25
6	COMPENSADOR PROPORCIONAL INTEGRAL	27
7	MATERIAIS E MÉTODOS	29
7.1	Materiais	29
7.1.1	Programas Utilizados	29
7.1.2	Relação de componentes utilizados para montagem dos circuitos	29
7.1.3	Relação de ferramentas utilizadas para a confecção das placas de circuito impresso	30
7.1.4	Instrumentos utilizados para realização de medidas	31
7.1.5	Computador para utilização dos softwares	32
7.1.6	Motor de Corrente Contínua	32
7.2	Metodologia	32
7.2.1	Interface Homem-Máquina (IHM)	33

7.2.2	Confecção das PCBs	35
7.2.3	Malha de Realimentação	39
7.2.4	Circuito de Controle e Potência	41
7.2.5	Modelagem da Planta	42
7.2.6	Implementação do Controlador PI Discreto	44
8	RESULTADOS E DISCUSSÕES	46
8.1	Testes do Encoder	46
8.2	Testes do Circuito de Potência	47
8.3	Teste de Controlabilidade do Sistema	49
8.3.1	Partidas com Ganho K_P Fixo	50
8.3.2	Partidas com ganho K_I fixo	53
9	CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS . .	55
	REFERÊNCIAS	57
	APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO	58
	APÊNDICE B – REGRAS DE DESIGN UTILIZADAS . . .	59
	APÊNDICE C – ARQUIVO DE FURAÇÃO DA PCB	60
	APÊNDICE D – <i>LINK</i> PARA OS ARQUIVOS GERADOS DURANTE O TRABALHO	61

1 INTRODUÇÃO

Os motores de Corrente Contínua (CC) são notáveis na história da tecnologia, estando entre os primeiros mecanismos capazes de converter energia elétrica em trabalho mecânico. Suas raízes conceituais remontam aos experimentos pioneiros de eletromagnetismo conduzidos por Michael Faraday. À luz das descobertas de Faraday, houve um rápido desenvolvimento e construção de uma variedade de máquinas CC ao longo da década de 1880, um período em que a corrente contínua predominava como principal fonte de energia elétrica (TORO; VINCENT, 1994).

Com o advento e a subsequente padronização da distribuição de energia elétrica em Corrente Alternada (CA), os motores CC experimentaram um declínio na sua utilização na indústria. Este fenômeno pode ser atribuído a vários fatores, incluindo a complexidade e os custos mais elevados dos motores CC, bem como a sua maior necessidade de manutenção decorrente do desgaste das escovas. Apesar disso, os motores CC mantêm um lugar significativo na indústria, graças ao seu elevado torque de partida e ao seu método relativamente simples de controle de velocidade em comparação com os motores de indução (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Para um engenheiro eletricista, é habitual interagir com máquinas elétricas, muitas vezes com a necessidade de controlá-las. Esta interação frequentemente começa durante a graduação, sendo muitas vezes conduzida de maneira manual. Embora existam controladores comerciais capazes de ajustar os parâmetros de velocidade e torque automaticamente, estes dispositivos tendem a ser projetados para máquinas de grande porte, como o conversor CA/CC modelo CTW900 da fabricante WEG. Além disso, os controladores de baixo custo disponíveis no mercado frequentemente sacrificam a confiabilidade. Assim, surgiu a necessidade de desenvolver um equipamento capaz de controlar automaticamente a velocidade de um motor de corrente contínua de pequeno porte (até 1500 W). Este equipamento fornecerá uma ferramenta auxiliar para o laboratório de máquinas elétricas, podendo também servir como base para futuros projetos.

1.1 Objetivos Gerais

O objetivo deste Trabalho de Conclusão de Curso é suprir uma lacuna no mercado de controle de motores, desenvolvendo um sistema eletrônico capaz de regular a velocidade de motores de Corrente Contínua (CC) de pequeno porte (até 1500 W), operando na faixa de rotação de 200 a 1000 RPM. Este sistema visa oferecer uma solução nas quais as opções comerciais geralmente são voltadas para motores de maior potência.

Adicionalmente, este trabalho propõe a criação de uma interface de *software* que possibilite a monitoração e o ajuste dos parâmetros do controlador - Ganho Proporcional

(K_P), Ganho Integral (K_I) e Ganho Derivativo (K_D). A interface deve ser capaz de exibir em tempo real o gráfico de velocidade, permitir a alteração do *setpoint* de velocidade ou do ciclo de trabalho, além de disponibilizar a opção de exportação do gráfico em formato CSV para análises posteriores.

Espera-se que, com a implantação deste sistema de controle, a velocidade do motor seja gerenciada de forma automática e estável, proporcionando uma ferramenta valiosa para o laboratório de máquinas elétricas da UTFPR *campus* Toledo, enriquecendo as experiências práticas dos alunos e auxiliando no aprendizado.

1.2 Objetivos Específicos

Nesta seção, serão detalhados os objetivos específicos que contribuirão para o cumprimento dos objetivos gerais. São eles:

- Projetar e implementar um circuito conversor abaixador CA/CC com entrada em 127 V com capacidade de suportar uma corrente de saída de até 10 A;
- Estabelecer uma malha de realimentação para controle de velocidade do motor, utilizando um encoder óptico acoplado ao eixo do rotor, com erro inferior a 3% em comparação com um tacômetro comercial;
- Desenvolver um *firmware* de controle Proporcional Integral (PI) discreto, com erro de regime inferior a 1%, para implementação em um microcontrolador ESP-32, ; e
- Desenvolver um *software* para computador em linguagem C#, capaz de comunicar com o microcontrolador em tempo real, utilizando a interface sem fio para efetuar leituras da velocidade do motor e representar graficamente o resultado da variável de processo em função do tempo, além de realizar ajustes dos ganhos Proporcional e Integral do controlador.

2 JUSTIFICATIVA

Este trabalho visa desenvolver uma ferramenta instrucional para auxiliar nas atividades práticas executadas no laboratório de máquinas elétricas. Atualmente o controle, comando e leitura de parâmetros dos experimentos com motores CC é feito apenas de forma manual, de modo que demandam maior tempo para a execução das atividades devido à necessidade de utilização de diversos instrumentos como: fonte, multímetro, amperímetro, tacômetro, etc. Além disso, estes equipamentos costumam apresentar as medidas de valores instantâneos, sendo difícil observar efeitos transitórios.

Desta forma, este trabalho de conclusão de curso se justifica, pois dará a sua contribuição à disciplina de conversão de energia, na qual o assunto máquinas CC é tratado. Além disso, dará uma contribuição importante no processo de ensino aprendizagem utilizando um *kit* de controle de velocidade de um motor CC de baixo custo.

3 MÁQUINAS DE CORRENTE CONTÍNUA – ASPECTOS CONSTRUTIVOS E OPERACIONAIS

As máquinas de corrente contínua (máquinas CC) já foram amplamente utilizadas na indústria, pois eram consideradas muito versáteis graças às diferentes possibilidades de ligações de seus enrolamentos de campo principal em conjunto com o enrolamento de armadura, o que possibilitava também obter diferentes padrões de desempenho da máquina (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

As máquinas de corrente contínua (CC) podem ser utilizadas tanto como motor quanto como gerador. No entanto, com o desenvolvimento e a gradual redução de custos das fontes retificadoras de potência, que podem gerar tensão contínua de modo controlado a partir da rede de corrente alternada (CA), pode-se considerar que a principal aplicação das máquinas de corrente contínua atualmente é como motores de corrente contínua.

Entretanto, com o desenvolvimento e gradual redução de custos dos equipamentos eletrônicos de acionamentos em corrente alternada, inversores de frequência e *Soft Starters*, os motores CC perderam espaço para os motores de indução trifásicos, pois estes têm um custo de fabricação e manutenção muito menor quando comparados aos motores CC (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006).

Ainda assim, os motores CC continuam sendo uma opção apropriada em inúmeras aplicações industriais mais específicas, tais como: máquinas de papel, bobinadeiras e desbobinadeiras, laminadoras, máquinas de impressão, elevadores, movimentação de cargas com alta inércia, extrusoras, prensas e moinhos de rolos. Estes são apenas alguns exemplos de aplicação, que justificam a atenção devida a este tipo de máquina e a importância do seu estudo.

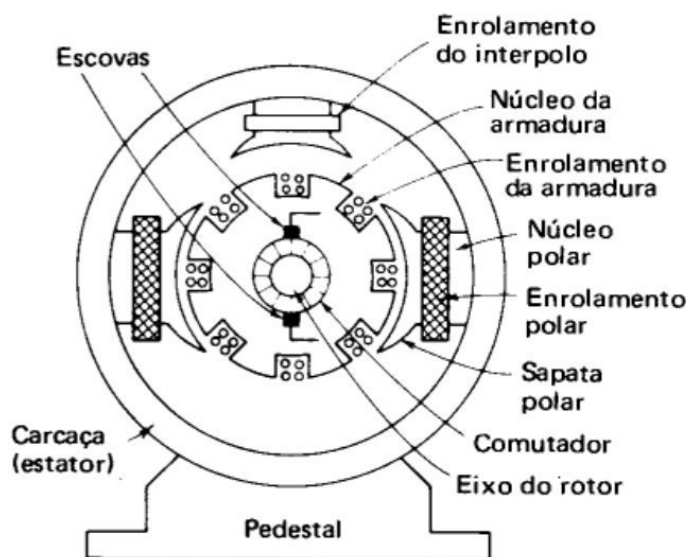
3.1 Características Construtivas das Máquinas CC

Uma máquina CC pode ser dividida em duas partes principais, uma delas chamada de rotor, onde estão instalados os enrolamentos de armadura da máquina, e outra chamada de estator, onde estão instalados os enrolamentos de campo principal (enrolamento série e enrolamento derivação ou *shunt*). Uma representação da máquina CC em corte pode ser vista na Figura 1.

O rotor da máquina CC pode ser dividido em quatro partes distintas (KOSOW, 1982), sendo elas:

- Eixo do rotor: Responsável por proporcionar a rotação do rotor como um todo;
- Núcleo de armadura: Construído de camadas laminadas de aço elétrico especial, fornece uma faixa de baixa relutância magnética. O material do núcleo é laminado para reduzir o surgimento das correntes parasitas no núcleo, enquanto o material

Figura 1 – Corte da máquina CC



Fonte: Kosow(1982, p.40)

utilizado para sua construção, aços elétricos de alta qualidade magnética, tem como características principais a alta qualidade magnética e menores perdas por histerese. No núcleo também são encontradas ranhuras com o objetivo de alojar os enrolamentos de armadura;

- Enrolamentos de armadura: São bobinas isoladas entre si e o do núcleo da armadura, e estão conectadas ao comutador;
- Comutador: Consiste em um conjunto de segmentos de cobre, individualmente isolados entre si e do eixo, e eletricamente conectados aos enrolamentos de armadura. Sua função é inverter o sentido da corrente de armadura, de modo que o motor mantenha o sentido de rotação.

Segundo Kosow (1982) o rotor da máquina CC apresenta quatro funções principais: permitir a rotação tanto na utilização como motor ou gerador, produzir a ação de chaveamento necessária para a comutação durante a rotação, induzir tensão (quando gerador) ou providenciar o torque eletromagnético, e providenciar uma faixa de baixa relutância magnética.

Já as seções do estator são descritas da seguinte forma:

- Carcaça: Estrutura cilíndrica de aço ou ferro fundido ou laminado. Além de fornecer um suporte para o rotor, tem como finalidade fechar a malha do circuito magnético criado pelos enrolamentos de campo;
- Enrolamento polar: Consiste de poucas espiras de fio grosso para o enrolamento de campo série e muitas espiras de fio fino para o campo shunt. São utilizadas como

transdutores com o objetivo de converter a corrente elétrica em força magnetomotriz, com isso, no entreferro, produz-se o fluxo magnético necessário para gerar uma força eletromotriz ou uma força mecânica. Os enrolamentos de campo são alojados nos pólos da máquina CC;

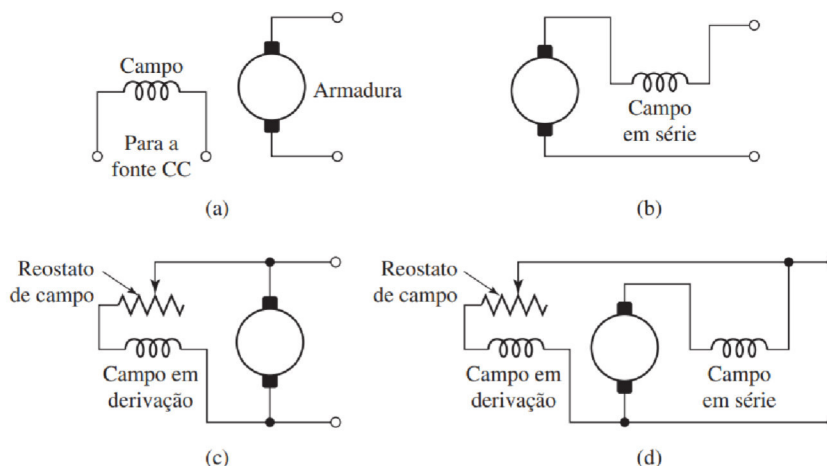
- Pólos: São constituídos por chapas de ferro laminado. A sapata polar é curvada, e mais larga que o núcleo polar, para proporcionar uma distribuição de fluxo magnético o mais uniforme possível na região do entreferro;
- Interpolo: Consiste de algumas poucas espiras de fio grosso ligado em série com o circuito de armadura. São montados na carcaça da máquina, localizados na região interpolar, entre os pólos principais. Sua função é compensar a deformação que o campo magnético da armadura produz no campo estatórico, com o objetivo de reduzir os arcos elétricos na comutação das escovas;
- Enrolamentos de compensação: Sendo opcionais estes são ligados da mesma maneira que os enrolamentos de interpolo, contudo são encontrados em ranhuras axiais na sapata polar. Sua função é auxiliar o enrolamento de interpolo a reduzir os arcos elétricos na comutação das escovas;
- Escovas: Compostas por carvão ou grafite, são fixadas na estrutura do estator por um suporte, e mantidas neste por meio de molas para manter contato firme com o comutador. Elas fazem parte do circuito de armadura e sua função é promover o acesso a estes enrolamentos girantes de modo que eles possam ser excitados no caso do motor ou que se possa extrair potência destes no caso do gerador CC.

3.2 Métodos de Excitação da Máquina CC

A versatilidade das máquinas CC se deve principalmente aos diferentes métodos de excitação do enrolamento de campo, pois estes influenciam profundamente as características de regime permanente e, no caso de sistemas de controle, o comportamento dinâmico da máquina. Nesta forma de ligação, a corrente de campo requerida é uma fração muito pequena da corrente nominal de armadura (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006). Na Figura 2 são apresentados os diagramas de ligação para uma máquina CC.

No modo de excitação independente Figura 2 (a), considerando a máquina CC trabalhando como um motor CC, são utilizadas fontes distintas para a alimentação do circuito de armadura e de campo. Segundo Umans (2014), a corrente de campo requerida é uma fração muito pequena da corrente nominal de armadura. Nas máquinas que utilizam o circuito de campo com excitação independente, as bobinas deste enrolamento de campo são construídas utilizando várias voltas de condutores de pequena seção transversal, e por conta disso, apresentam uma resistência elétrica bastante elevada, da ordem de dezenas de vezes maior do que a resistência dos enrolamentos do circuito de armadura.

Figura 2 – Ligações do circuito de campo de máquinas CC: (a) excitação independente, (b) excitação série, (c) excitação derivação, (d) excitação composta



Fonte: Fitzgerald, Kingsley e Umans (2006)

No circuito de campo em série, como o próprio nome sugere, o enrolamento de campo principal é conectado em série com o enrolamento de armadura, conforme pode ser visto na Figura 2 (b). Desse modo a corrente de armadura e de campo é a mesma, sendo necessário utilizar condutores mais espessos para a confecção do enrolamento de campo, com a finalidade de diminuir a resistência elétrica e permitir maior fluxo de corrente gerando menor aquecimento.

No modo de ligação em excitação derivação é importante destacar que o enrolamento de campo utilizado na ligação é o mesmo utilizado na topologia de ligação em excitação independente, diferenciando-se por utilizar apenas uma fonte de tensão conectada aos terminais de armadura do motor. Pode ser adicionado um reostato em série com o circuito de campo com a finalidade de variar a corrente de excitação. A Figura 2 (c) mostra o diagrama de ligação deste circuito.

Por fim, pode-se observar na Figura 2 (d) uma ligação do tipo excitação composta, na qual são combinados os modos de excitação em derivação e excitação série apresentados anteriormente. Para isso o motor deve possuir os dois enrolamentos de excitação (série e em derivação), com suas devidas características construtivas.

3.3 Métodos de Controle de Velocidade para Máquinas CC

Nesta seção serão analisados os principais métodos de controle de velocidade de motores CC: (i) ajuste de fluxo através do controle da corrente de campo; (ii) ajuste da velocidade por meio da variação da resistência associada ao circuito de armadura; (iii) e ajuste da velocidade pela variação da tensão dos terminais de armadura.

A velocidade angular do motor (ω_m) em rad/s pode ser equacionada em função das grandezas: tensão de armadura (V_a), corrente de armadura (I_a), resistência de armadura

(R_a), constante geométrica do motor (K_f) e corrente de campo (I_f), pode ser calculada por:

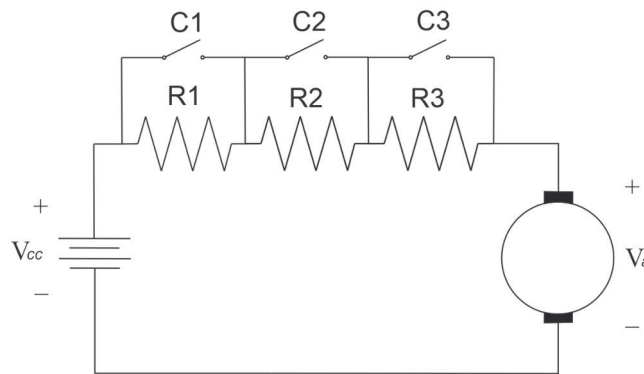
$$\omega_m = \frac{V_a - I_a R_a}{K_f I_f} \quad (1)$$

Desta forma, a variação desses parâmetros proporcionarão diferentes modos de controle da velocidade do motor CC (TORO; VINCENT, 1994).

3.3.1 Controle de Velocidade Através da Variação da Resistência de Armadura

Neste modo de controle, são empregados resistores em série com os terminais de armadura do motor de corrente contínua. Esses resistores podem ser adicionados por meio do acionamento de chaves, possibilitando a formação de diferentes combinações. Além dos resistores de valores fixos, reostatos também são comumente utilizados, que consistem em resistores variáveis. Embora esse modo de controle apresente a vantagem de ser de fácil implementação e utilização, sua eficácia é limitada devido à perda de potência dissipada em forma de calor nos resistores. A Figura 3 ilustra o esquema de ligação dos resistores em série com o enrolamento de armadura.

Figura 3 – Controle de velocidade pela variação da resistência de armadura



Fonte: Adaptado de Fitzgerald, Kingsley e Umans (2006)

3.3.2 Controle de Velocidade por meio da Variação do Fluxo de Entreferro

O fluxo magnético pode ser variado controlando a corrente do enrolamento de campo, seja pela adição de resistências em série com este ou pela variação direta da tensão da fonte de alimentação (como ocorre na configuração de excitação independente). Como pode ser observado na Equação 1, a velocidade possui relação inversa com essa grandeza (I_f), sendo assim, quando o fluxo aumenta a velocidade diminui. Na prática esse modo permite controlar a velocidade do motor controlando uma corrente muito menor, pois a corrente do enrolamento de campo geralmente é dezenas de vezes menor que a corrente

de armadura. Em contrapartida, o torque diminui à medida que a velocidade aumenta, tornando esse tipo de controle preferível para acionar cargas que exigem maior conjugado em baixas velocidades. O circuito para esta ligação é apresentado na Figura 2(c).

3.3.3 Controle de Velocidade Através da Variação da Tensão de Armadura

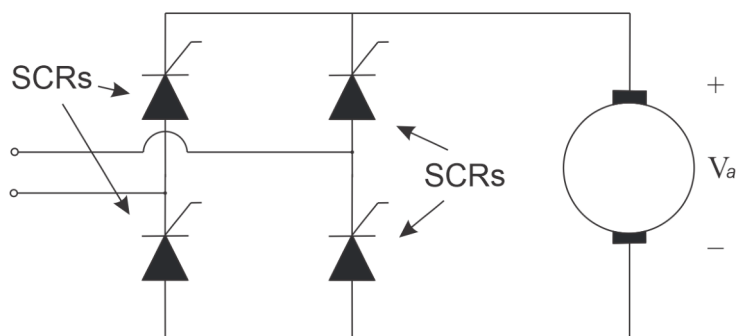
Analisando a Equação 1 de velocidade para motores CC, pode-se observar que a mudança da tensão nos terminais de armadura provoca um aumento proporcional na velocidade do rotor. Considerando a corrente de excitação do campo constante, a variação da tensão de armadura produz um aumento linear da velocidade angular.

A tensão entregue ao motor pode ser controlada de diversas formas, sendo que algumas delas serão apresentadas a seguir.

3.3.3.1 Ponte Retificadora Controlada

Este circuito (Figura 4) faz uso de um dispositivo retificador controlado de silício (SCR), e como o próprio nome sugere, ele é responsável pela conversão da corrente alternada em contínua. O SCR funciona de maneira semelhante a um diodo convencional, permitindo a passagem da corrente em apenas um sentido, entretanto, sua vantagem está no fato de que a condução acontece apenas após o dispositivo receber um sinal de disparo no terminal chamado de porta. Assim, controlando este sinal é possível controlar a tensão média entregue à carga (RASHID, 2014).

Figura 4 – Ponte monofásica controlada

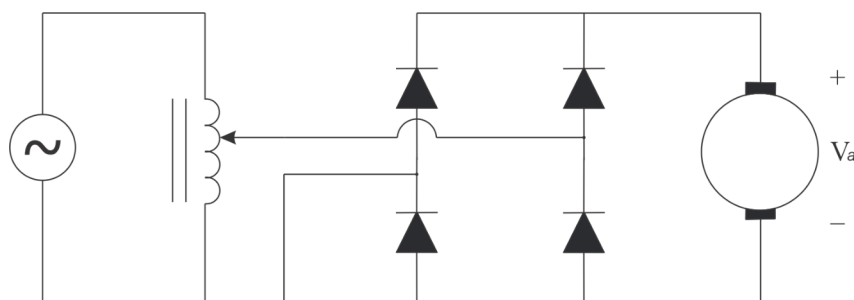


Fonte: Adaptado de Fitzgerald, Kingsley e Umans (2006)

3.3.3.2 Variador de Tensão (Variac)

É composto por um autotransformador e uma ponte retificadora. O primeiro atua no controle da amplitude da tensão alternada entregue ao retificador, enquanto o segundo a converte em corrente contínua. Desse modo, alterando o valor da tensão de saída do transformador, há uma alteração proporcional na tensão retificada entregue ao motor. O circuito para esta ligação é demonstrado na Figura 5.

Figura 5 – Circuito retificador monofásico alimentado por um variac e conectado aos terminais de armadura de um motor CC



Fonte: Adaptado de Rashid (2014)

3.3.3.3 Conversor CC-CC Abaixador

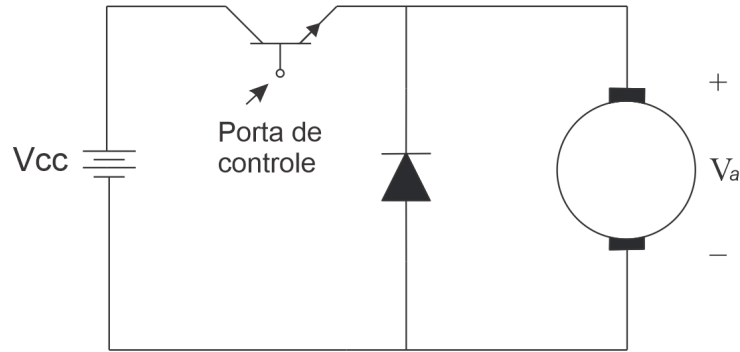
No contexto de máquinas de corrente contínua a maior parte dos acionamentos se faz utilizando conversores abaixadores de tensão, também chamados de *chopper* (POMILIO, 2014). Estes conversores conseguem reduzir a tensão média entregue na saída conectando e desconectando a fonte de alimentação e a carga, o que resulta em uma corrente contínua pulsada. Ao aplicar essa corrente pulsada sobre um componente que armazena energia, como é o caso dos enrolamentos do motor, existem dois possíveis modos de operação:

- Condução contínua - a corrente na carga não chega a zero durante o ciclo de chaveamento.
- Condução descontínua - a corrente na carga atinge valor nulo durante o semiciclo em que está desconectada da fonte.

Para o acionamento de máquinas CC é preferível que o conversor opere no modo de condução contínua, pois ele apresenta um torque mais uniforme, uma vez que este é diretamente relacionado à corrente de armadura. De modo a garantir que o conversor opere na região de condução contínua, deve-se projetá-lo para trabalhar em frequência superior à constante elétrica da máquina, determinada pela relação entre a indutância e a resistência elétrica do enrolamento acionado (POMILIO, 2014).

A Figura 6 mostra o esquema simplificado de um conversor CC-CC abaixador alimentando o circuito de armadura de uma máquina CC.

Figura 6 – Circuito simplificado de um conversor CC-CC conectado à armadura de um motor



Fonte: Adaptado de Pomilio (2014)

3.4 Principais Aspectos do Conversor CC-CC Aplicado Neste Trabalho

Há vários tipos de conversores CC-CC para acionamentos de motores. Entretanto, esse trabalho se limitará ao circuito conversor *buck*, permitindo o controle da velocidade do motor em um único sentido de rotação. Seu funcionamento se dá pelo acionamento de um semicondutor que atua como chave, permitindo que a tensão média entregue ao circuito de armadura seja controlada.

Tipicamente é utilizado o método de modulação por largura de pulso (PWM) para o controle da chave, o qual permite controlar os intervalos em que ela está ligada (T_{on}) e desligada (T_{off}), variando assim a tensão entregue aos terminais de armadura da máquina (AHMED, 1998; POMILIO, 2014).

Desse modo a tensão nos terminais do motor, considerando os componentes como ideais, é determinada por (POMILIO, 2014):

$$V_a = V_{cc} \left(\frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \right) \quad (2)$$

4 ENCODER

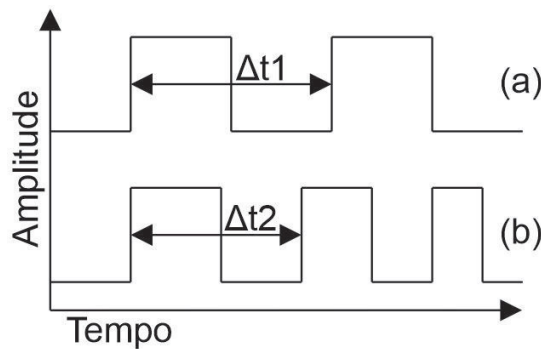
Um *encoder* óptico é um dispositivo eletro-óptico que tem a capacidade de converter movimento ou posição em uma série de pulsos elétricos, que podem ser decodificados em uma leitura digital de posição ou velocidade. Diferentes tipos de encoders ópticos estão disponíveis, incluindo encoders rotativos, encoders de eixo, encoders lineares, entre outros (SANCHEZ-BREA; MORLANES, 2008).

O princípio de funcionamento do *encoder* óptico baseia-se na detecção da luz modulada pelos padrões ópticos no disco codificado. O conjunto de emissor e receptor de luz consiste em um emissor, geralmente um LED, e um receptor, normalmente um fotodiodo ou fototransistor. O emissor emite luz que passa através das marcas ou fendas no disco e é detectada pelo receptor (JOSHI; SHRESTHA; CHAUDHAR, 2014).

Existem duas principais tecnologias utilizadas para a detecção da luz: tecnologia transmissiva e tecnologia reflexiva. Na tecnologia transmissiva, o emissor e o receptor estão posicionados em lados opostos do disco, permitindo que a luz passe através das marcas. Na tecnologia reflexiva, o emissor e o receptor estão posicionados no mesmo lado do disco, e a luz refletida pelas marcas é detectada pelo receptor.

A Figura 7 apresenta dois exemplos de sinais de saída de um *encoder*. O primeiro deles, Figura 7(a), se refere à uma medida em velocidade constante, o que resulta em pulsos igualmente espaçados. No segundo caso, Figura 7(b), o encoder está conectado a um eixo em aceleração, de modo que os pulsos obtidos em sua saída tem seu período reduzido à medida que o tempo avança.

Figura 7 – Sinal do *encoder*: (a) velocidade contínua, (b) aceleração



Fonte: Adaptado de (JOSHI; SHRESTHA; CHAUDHAR, 2014) (2023)

De posse do valor do período do sinal de saída do encoder é possível determinar o valor de velocidade do eixo:

$$V_{RPS} = \frac{1}{n\Delta t} \quad (3)$$

onde: V_{RPS} é o número de rotações por segundo do eixo, n é o número de pulsos por revolução do encoder e Δt é o período do sinal.

Para encontrar a velocidade em RPM basta multiplicar a Equação 3 por 60, ou seja:

$$V_{RPM} = \frac{60}{n\Delta t} \quad (4)$$

Neste trabalho optou-se por utilizar o encoder do tipo refletivo, pois a instalação é facilitada auxiliando assim o processo de montagem do equipamento para uso.

5 MÉTODO DE MODELAGEM DE MOLLENKAMP

A modelagem de sistemas de controle é uma etapa fundamental antes da implementação do controlador. Ela consiste em desenvolver um modelo matemático que descreve o comportamento do sistema que se deseja controlar, conhecido como planta. Este modelo é frequentemente expresso como uma função de transferência, que representa a relação entre a entrada e a saída do sistema (OGATA, 2010).

Nesse capítulo é apresentado o método de Mollenkamp para obtenção da função de transferência da planta. Esse método é utilizado em sistemas de segunda ordem, que são sistemas superamortecidos ou subamortecidos, que apresentam, respectivamente, as funções de transferência mostradas nas equações 5 e 6 (COELHO; COELHO, 2004). Em ambas as equações, $G(s)$ representa a função de transferência do sistema, $Y(s)$ e $U(s)$ são as transformadas de Laplace da saída e entrada do sistema, respectivamente. O parâmetro K é o ganho do sistema, ω_n é a frequência natural não amortecida, ζ é o fator de amortecimento, e θ é o atraso de tempo do sistema. Os parâmetros τ_1 e τ_2 são as constantes de tempo do sistema.

$$G_1(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (5)$$

$$G_1(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K\omega_n^2 e^{-\theta s}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6)$$

O método de Mollenkamp é um método eficiente para identificar os parâmetros de uma função de transferência de um sistema de segunda ordem, através da análise da resposta a um degrau. Especificamente, esse método examina os instantes de tempo em que a saída do sistema alcança 15%, 45% e 75% do seu valor final. Esses instantes são denotados como $t_{1(15\%)}$, $t_{2(45\%)}$ e $t_{3(75\%)}$ respectivamente.

Uma vez determinados esses pontos, são necessários alguns cálculos para identificar os parâmetros do sistema. O primeiro parâmetro a ser calculado é x , que representa uma medida relativa dos tempos de resposta do sistema. Este parâmetro é usado para calcular o fator de amortecimento, ζ .

$$x = \frac{t_2 - t_1}{t_3 - t_1}, \quad (7)$$

$$\zeta = \frac{0,805 - 5,547(0,475 - x)^2}{x - 0,356}, \quad (8)$$

Para sistemas com fator de amortecimento maior ou igual a 1 (sistemas superamortecidos), e para sistemas com fator de amortecimento menor que 1 (sistemas subamortecidos), a frequência natural não amortecida ω_n é calculada utilizando funções diferentes, $f_2(\zeta)$.

$$f_2(\zeta) = \begin{cases} 2,6\zeta - 0,6, & \zeta \geq 1 \\ 0,708(2,811)^\zeta, & \zeta < 1 \end{cases}, \quad (9)$$

$$\omega_n = \frac{f_2(\zeta)}{t_3 - t_1}, \quad (10)$$

O método de Mollenkamp também fornece uma estimativa para o atraso de tempo do sistema, θ , através da função $f_3(\zeta)$. Finalmente, as constantes de tempo do sistema, $\tau_{1,2}$, são calculadas considerando a possibilidade de amortecimento complexo.

$$f_3(\zeta) = 0,922(1,66)^\zeta, \quad (11)$$

$$\theta = t_2 - \frac{f_3(\zeta)}{\omega_n}, \quad (12)$$

$$\tau_{1,2} = \frac{\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1}}{\omega_n} \quad (13)$$

Após obter os resultados das equações anteriores, esses valores são substituídos nos parâmetros das funções de transferência, equações 5 ou 6, para obter a função de transferência específica para a planta que está sendo modelada.

A escolha do método Mollenkamp para este trabalho se deu devido à sua natureza genérica, que permite sua aplicação em qualquer Planta, desde que seja possível submetê-la a um degrau. Um dos principais benefícios desse método é a não necessidade de conhecimento prévio das características ou componentes específicos da Planta.

6 COMPENSADOR PROPORCIONAL INTEGRAL

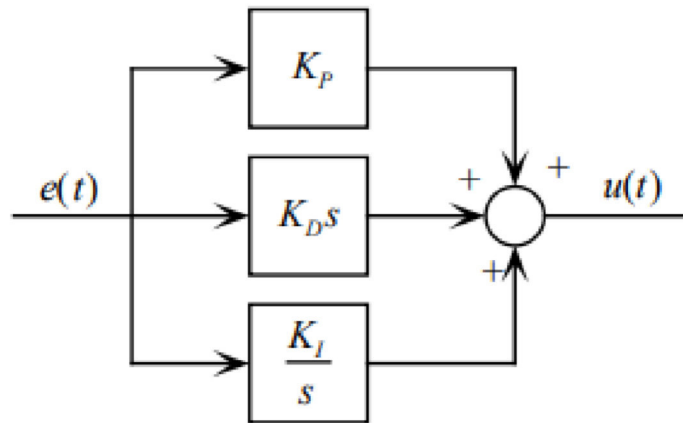
Existem três tipos básicos de ação de controle (STARR, 2006):

- **Proporcional:** Fornece uma resposta proporcional ao sinal de erro, este por sua vez apresenta um erro de *offset* em estado estacionário;
- **Integral:** Fornece uma resposta proporcional à integral do sinal de erro, frequentemente utilizado para melhorar o comportamento de estado estacionário, contudo geralmente piora a resposta transiente e a estabilidade;
- **Derivativo:** Fornece uma resposta proporcional à derivada do sinal de erro, normalmente utilizado para melhorar a estabilidade do sistema e a sua resposta transitória.

As ações de controle integral e derivativo são usadas em combinação com o proporcional, de forma paralela resultando assim nos controladores PI, PD e PID (STARR, 2006).

Um diagrama de blocos da forma que estes controles são implementados é apresentado pela Figura 8, e a sua ação no domínio contínuo é apresentada pela Equação 14.

Figura 8 – Diagrama de blocos da ações do PID



Fonte: Adaptado de Starr (2006).

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D e(t) \quad (14)$$

Para a utilização do controlador PID em um microcontrolador, este deve ser implementado no domínio discreto como apresentado a seguir.

A implementação de um controlador discreto é idêntica à sua implementação no domínio contínuo. Portanto, para a ação proporcional em tempo contínuo, tem-se que:

$$u(t) = K_P e(t) \implies D(s) = K_P \quad (15)$$

Enquanto no domínio discreto:

$$u_k = K_P e_k \implies D(z) = K_P \quad (16)$$

A ação derivativa é apresentada no tempo contínuo como:

$$u(t) = K_D e(t) \implies D(s) = K_D s \quad (17)$$

Sendo aproximada da seguinte forma no domínio discreto:

$$u_k = K_D \{e_k - e_{k-1}\} \implies D(z) = K_D (1 - z^{-1}) = K_D \frac{z-1}{z} \quad (18)$$

A ação integral em tempo contínuo é expressa da seguinte forma:

$$u(t) = K_I \int_0^t e(t) dt \implies D(s) = \frac{K_I}{s} \quad (19)$$

Enquanto no domínio discreto:

$$u_k = u_{k-1} + K_I e_k \implies D(z) = K_I \frac{1}{1 - z^{-1}} = K_I \frac{z}{z-1} \quad (20)$$

Os ganho K_D e K_I são diferentes no domínio contínuo e discreto.

Para conseguir o controle Proporcional Derivativo basta somar a ação do Proporcional com o Derivativo apresentados através das Equação 16 e Equação 18 respectivamente:

$$K_P + K_D \frac{z-1}{z} = \frac{K_D(z - \frac{K_D+K_P}{K_D})}{z} = \frac{K(z-a)}{z} \quad (21)$$

Para conseguir o controle Proporcional Integrativo basta somar a ação do Proporcional com o Integrativo apresentados através das Equação 16 Equação 20 respectivamente:

$$K_P + K_I \frac{z}{z-1} = \frac{(K_P + K_I)(z - \frac{K_P}{K_P+K_I})}{z-1} = \frac{K(z-a)}{z-1} \quad (22)$$

Para conseguir o controle PID basta somar a ação do Proporcional, Integral e Derivativo: apresentados através das Equação 16 Equação 20 e Equação 18 respectivamente:

$$K_P + K_D \frac{z-1}{z} + K_I \frac{z}{z-1} = \frac{(K_P + K_D + K_I)z^2 - (K_P + 2K_D)z + K_D}{z(z-1)} \quad (23)$$

$$\frac{K(z^2 - az + b)}{z(z-1)} \quad (24)$$

7 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo será apresentada a relação de todos os materiais utilizados no desenvolvimento do protótipo, bem como detalhes da metodologia empregada neste trabalho.

7.1 Materiais

Os materiais utilizados são apresentados nas subseções a seguir.

7.1.1 Programas Utilizados

Os programas utilizados neste trabalho são todos gratuitos e estão listados com o nome e finalidade de uso.

- *Visual Studio Code* (Microsoft) com a extensão ESP-IDF: utilizado para edição, compilação e carregamento do código gerado para o microcontrolador ESP32;
- *Visual Studio Community* (Microsoft), versão 2019: desenvolvimento da interface homem máquina executada em computador pessoal;
- EasyEDA(*online*): *Software* utilizado para montar diagramas esquemáticos do circuito e desenvolver o *design* da PCB. Permite o uso de verificação de regras de projeto, ou do inglês *design rule checking* (DRC), facilitando assim o desenvolvimento da placa;
- FlatCAM: Permite criar arquivos suportados pela Fresa CNC a partir do arquivos de fabricação da PCB;
- *Candle*: Utilizado para fazer o controle da Fresa CNC durante o processo de confecção da PCB; e
- MATLAB com a ferramenta *Simulink*: Utilizada para simulação dos métodos de controle.

Todos os arquivos gerados durante o processo de desenvolvimento deste trabalho podem ser encontrados através do QRcode presente no apêndice D.

7.1.2 Relação de componentes utilizados para montagem dos circuitos

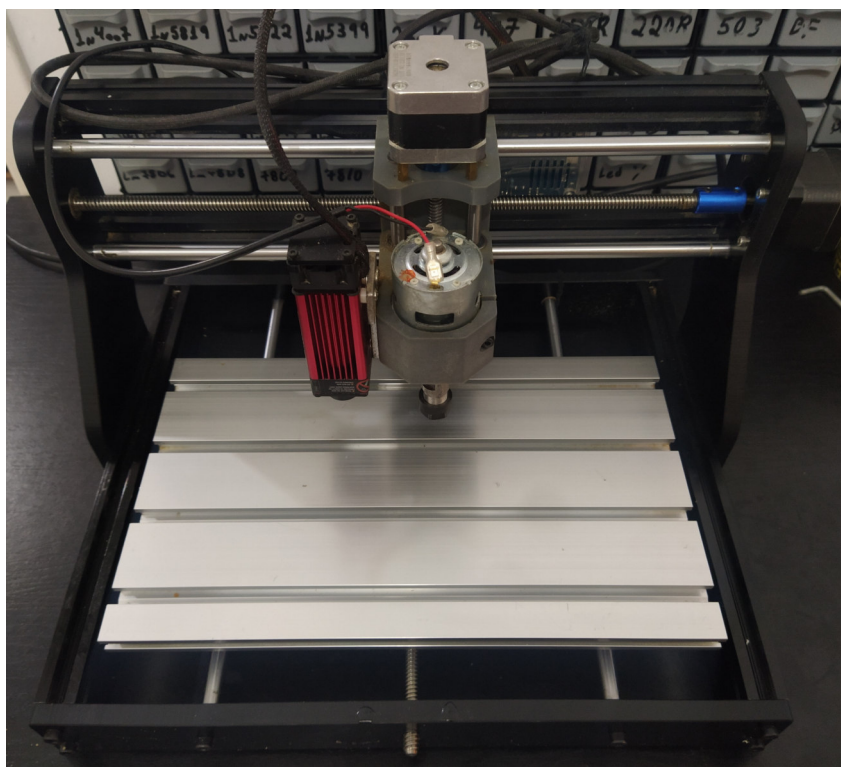
Os componentes utilizados para a montagem dos circuitos utilizados no projeto (placa de controle e encoder) são listados a seguir. Além disso, para o funcionamento do circuito, escolheu-se utilizar uma fonte chaveada externa capaz de fornecer 12 V e 5 A.

- 1 microcontrolador ESP32;
- 1 circuito driver IR2125;
- 1 amplificador operacional LM358;
- 1 mosfet toshiba K2837;
- 1 diodo ultra rápido STTH3002C;
- 2 reguladores de tensão LM7805;
- 1 ponte retificadora 25VB100;
- 1 optoacoplador PC817;
- 1 diodo UF4007;
- 1 transistor pnp S8050;
- 1 borne de 2 vias com parafuso;
- 2 bornes fêmeas para pino banana;
- 1 dissipador de calor de alumínio;
- capacitores e resistores diversos;
- 1 foto diodo infravermelho;
- 1 fototransistor sensível à infravermelho;
- placa de fenolite cobreada;
- cabo PP 3x1 mm de aproximadamente 40cm para conectar o circuito do encoder ao circuito de controle e potência;

Para a escolha destes componentes foi levantada uma relação de suas disponibilidades no mercado brasileiro e dos valores de custo de cada componente.

7.1.3 Relação de ferramentas utilizadas para a confecção das placas de circuito impresso

Para confecção da PCB foi utilizado a CNC-3018 que pode ser vista na Figura 9. Com ela foi possível fresar a placa de fenolite cobreada e também fazer os furos para os terminais dos componentes utilizados. Para a soldagem dos componentes foi utilizado uma estação de solda Hikari HK-930.

Figura 9 – Fresa CNC-3018

Fonte: Arquivo pessoal (2023)

Também foram utilizadas as brocas listadas a seguir:

- Fresa Piramidal 0,1 mm - 90°;
- Fresa Piramidal 0,3 mm - 90°;
- Fresa Raiada 1 mm;
- Micro Broca 0,8 mm;
- Micro Broca 1 mm;

7.1.4 Instrumentos utilizados para realização de medidas

Para medidas comparativas foram utilizados os equipamentos listados a seguir:

- Osciloscópio RIGOL DS2102A com largura de banda de 100 MHz;
- Três multímetros Minipa ET-2231;
- Tacômetro Icel TC5035;

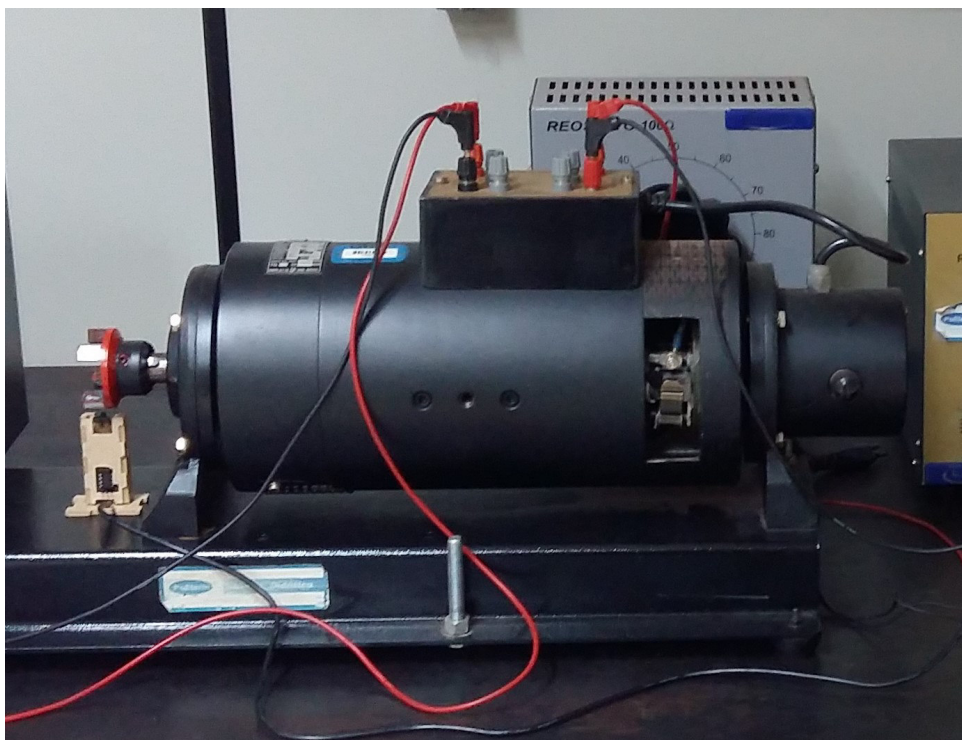
7.1.5 Computador para utilização dos softwares

Para utilizar os *softwares* listados em 7.1.1, foi utilizado um notebook com processador intel Celeron N2840, 4 GB de memória RAM e SSD de 240 GB. Além disso, o computador foi utilizado para rodar o programa desenvolvido como Interface Homem-Máquina que será apresentado na subseção 7.2.1.

7.1.6 Motor de Corrente Contínua

No experimento, empregou-se um motor de corrente contínua da marca Lavill, com tensão de alimentação nominal de 180 V, potência de 1,25 CV e rotação nominal de 1800 RPM. O motor utilizado pertence ao laboratório de máquinas elétricas A-005 do *campus* Toledo da UTFPR. A Figura 10 apresenta uma imagem do motor utilizado.

Figura 10 – Máquina CC utilizada durante o desenvolvimento do projeto



Fonte: Arquivo pessoal (2023).

7.2 Metodologia

Nesta seção será apresentada a metodologia utilizada durante as etapas de desenvolvimento deste trabalho. Pode-se destacar os processos de desenvolvimento do *software* de IHM, confecção das placas de circuitos utilizados, apresentação o circuito de controle e potência, modelagem da planta, e a implementação do controlador.

7.2.1 Interface Homem-Máquina (IHM)

Para proporcionar uma interação efetiva com o controlador PI, uma Interface Homem-Máquina (IHM) foi implementada. Esta interface permite o ajuste dos valores de ganhos K_p e K_i do controlador PI. Além disso, habilita o ajuste da velocidade desejada ou atuar diretamente no valor de ciclo de trabalho. Enquanto o ajuste de velocidade utiliza o controlador para regular a velocidade, o ajuste de ciclo de trabalho altera diretamente a saída do circuito. A IHM permite a inicialização e a parada do motor, fornecendo leitura instantânea da velocidade e a apresentação de um gráfico para a variável mensurada.

A IHM, implementada em linguagem C#, foi desenvolvida para uso em computadores, com o Visual Studio Community 2019 utilizado para edição, compilação e depuração do projeto. Seu desenvolvimento foi interativo, tendo as funcionalidades adicionadas à medida que o projeto avançava.

Os principais componentes da IHM incluem:

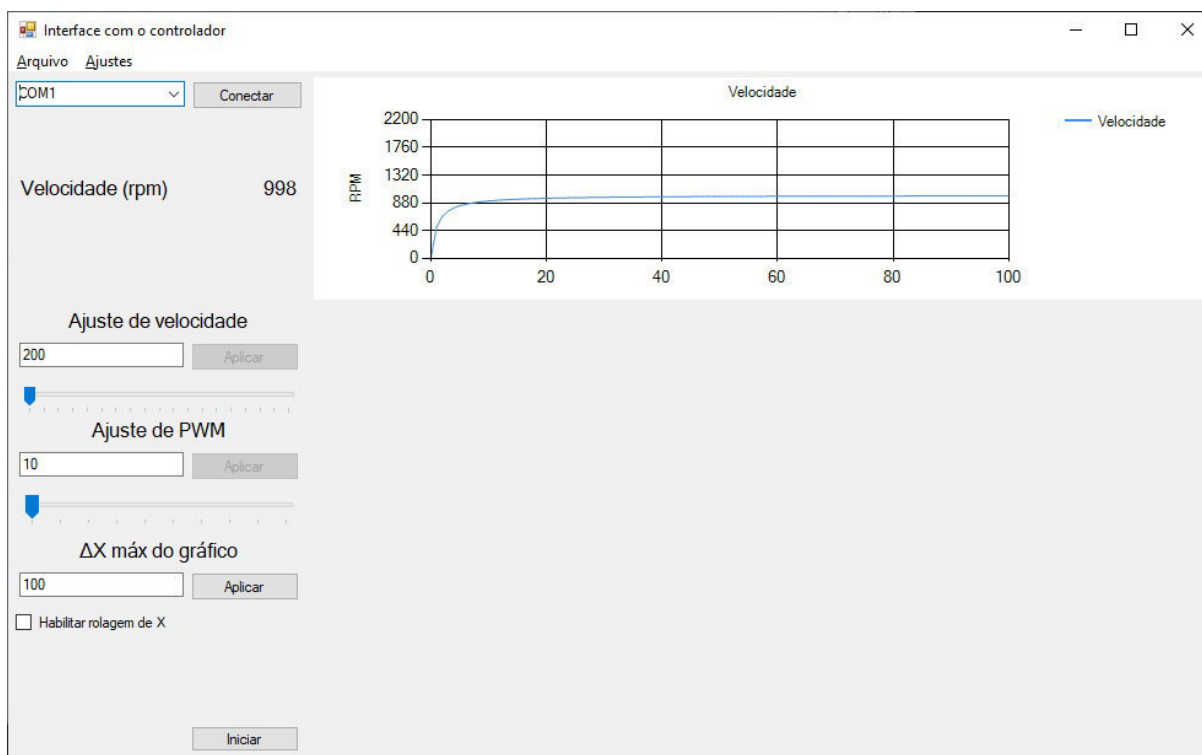
- **Interface de operador:** permite aos usuários interagir com o sistema. Nela o usuário pode alterar parâmetros do controlador e visualizar os dados de velocidade do motor;
- **Sistema de aquisição de dados:** é responsável por enviar e receber mensagens do controlador. Utiliza o protocolo Modbus para comunicação; e
- **Sistema de exportação de dados:** permite ao usuário exportar os dados de velocidade em formato CSV.

A Figura 11 apresenta uma captura de tela da tela inicial do *software*. Ao selecionar o menu “Arquivo” no topo da interface, é exibida uma opção que permite ao usuário exportar o gráfico exibido para um arquivo CSV. Essa função possibilita que os dados sejam salvos em disco para análises futuras. Já o menu de ajustes é responsável por configurar os parâmetros do controlador.

À esquerda da Figura 11, encontra-se uma caixa de texto, na qual é possível selecionar a porta de comunicação serial utilizada para se comunicar com o controlador. Após selecionar uma porta válida, o usuário deve pressionar o botão “Conectar” para iniciar a comunicação.

Após os elementos mencionados, a velocidade instantânea é apresentada. Em seguida, tem-se o ajuste de velocidade, que pode ser feito digitando um valor específico ou arrastando a barra deslizante. Para confirmar a alteração, o usuário deve clicar no botão “Aplicar”. Esse ajuste de velocidade utiliza o controlador PI e os parâmetros do controlador configurados previamente.

Logo abaixo do ajuste de velocidade, encontra-se o ajuste de PWM, que atua diretamente na saída do circuito do controlador. Ao aplicar o ajuste manual, o ajuste

Figura 11 – Tela inicial do *Software IHM*

Fonte: Autoria própria (2023).

automático é cancelado. Da mesma forma, ao aplicar o ajuste automático de velocidade, o ajuste manual é cancelado.

Abaixo do ajuste de PWM, é possível configurar o número máximo de valores exibidos no eixo x do gráfico, bem como ativar a opção de rolagem automática do gráfico à medida que novos valores de medida chegam do controlador.

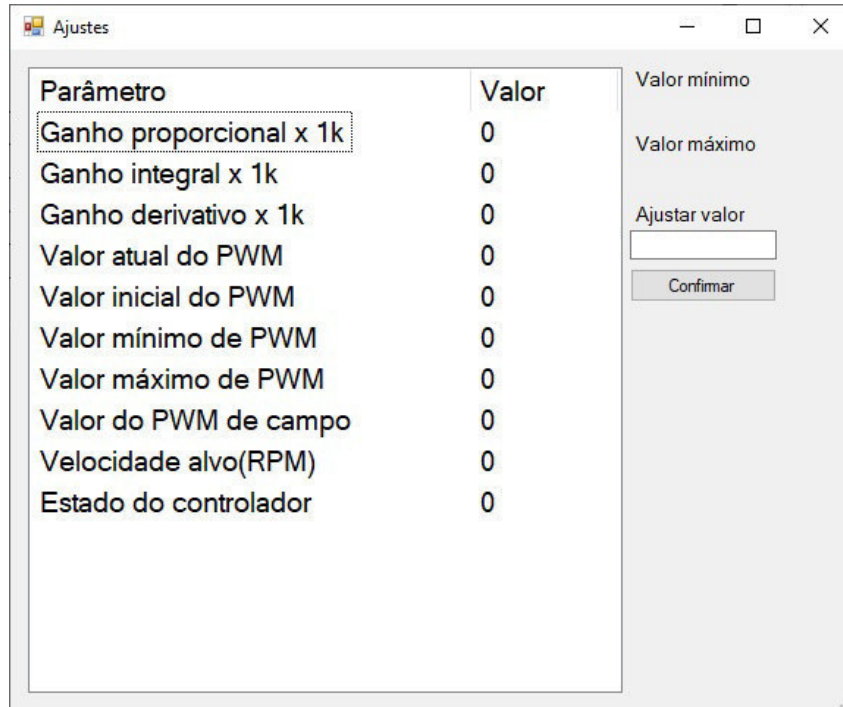
Por fim, tem-se o botão “Iniciar”, que precisa ser pressionado para efetivamente dar partida no motor. Ao pressionar esse botão, o texto é alterado para “Parar”, que deve ser pressionado caso seja necessário interromper o motor.

Retomando o menu de ajustes de forma mais detalhada, na Figura 12 é possível visualizar sua interface. Para modificar um parâmetro, o usuário deve seguir os seguintes passos: primeiro, clicar no texto correspondente ao parâmetro desejado; em seguida, inserir o valor desejado na caixa de texto localizada à direita, abaixo da etiqueta “Ajustar valor” e clicar em confirmar. É importante ressaltar que os ganhos do controlador devem ser digitados multiplicados por mil. Por exemplo, para ajustar o ganho proporcional para 1,5, deve-se digitar 1500 no campo de texto abaixo da etiqueta “Ajustar valor”. Essa abordagem foi necessária para simplificação do protocolo de comunicação.

É possível observar dois rótulos com os textos “Valor mínimo” e “Valor máximo”. Essas informações são exibidas quando há limites de valores pré-definidos para determinados parâmetros. Por exemplo, ao selecionar o parâmetro “Valor atual do PWM”, os valores mínimo e máximo referentes a esse campo são exibidos logo abaixo dos respectivos rótulos.

Esse parâmetro foi implementado como um inteiro com 10 *bits* de resolução, o que significa que o valor máximo permitido é 1023, enquanto o valor mínimo é 0.

Figura 12 – Menu de ajustes do controlador



Fonte: Autoria própria (2023).

7.2.2 Confecção das PCBs

Para a obtenção de uma placa de boa qualidade com o uso da Fresa CNC, optou-se pela utilização de regras de *design* personalizadas, as quais estão apresentadas na Tabela 1.

Observou-se que o desempenho da Fresa CNC não foi uniforme em toda a extensão da placa, resultando de uma variedade de fatores. Dentre esses, destacaram-se a estrutura física não ideal da máquina, que permitiu alguma oscilação durante o processo de fresagem, e a curvatura que a placa de fenolite adquiriu durante o trabalho da Fresa. Para mitigar os problemas decorrentes dessas questões, optou-se por aumentar a espessura das trilhas e dos *pads*. A Tabela 1 apresenta as regras de design utilizadas no projeto. Uma imagem das regras de design é apresentada no B.

Tabela 1 – Regras aplicadas ao projeto da placa de circuito impresso

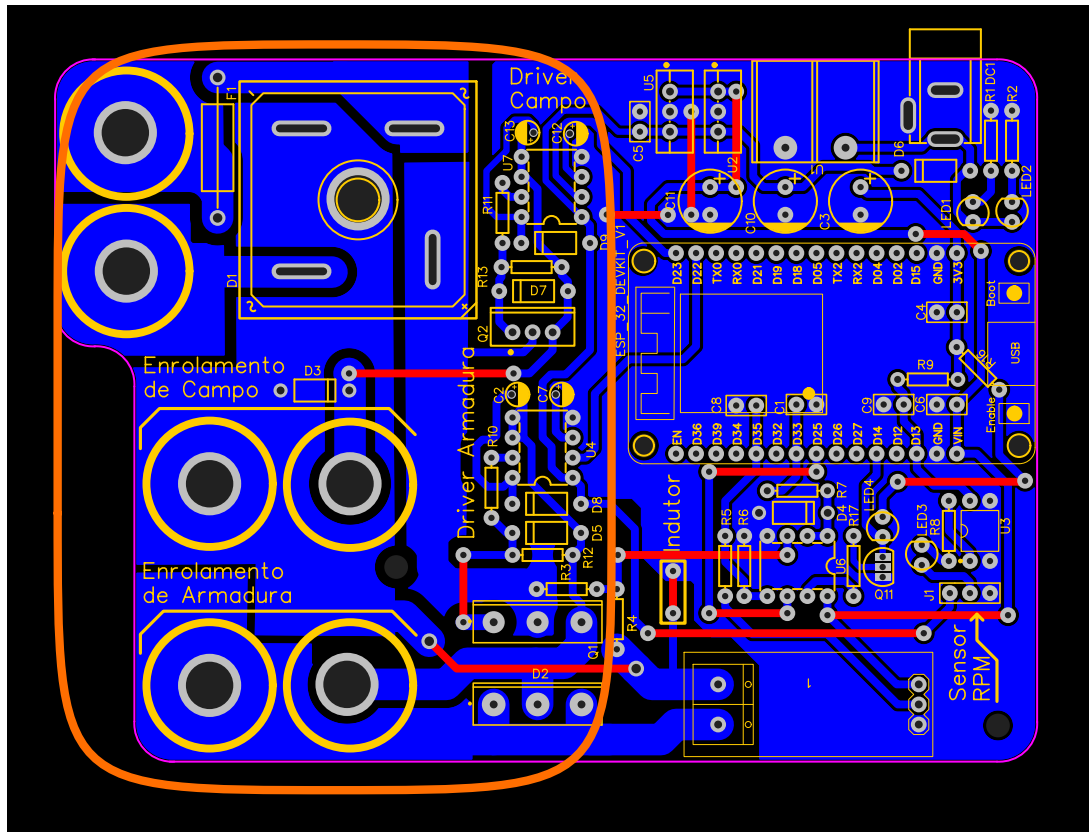
Regra	Default	High Voltage
Largura de Trilha Mínima	0,8mm	1mm
Afastamento Mínimo	0,8mm	1,25mm
Diâmetro de Via Mínimo	2mm	2mm
Diâmetro do Furo de Via Mínimo	0,8mm	1mm

Fonte: Autoria própria (2023).

A DRC *High Voltage* é utilizado na área destacada em alaranjado da Figura 13 que está submetida a uma tensão de pico de pelo menos 180 V. Para evitar problemas com efeito corona e rompimento dielétrico foi decidido usar um espaçamento entre condutores de 1,25 mm (IPC-2221 TASK GROUP, 2007).

No restante do circuito é utilizado a DRC *Default*, que tem como objetivo principal impedir os erros causados pelo método de confecção.

Figura 13 – Design da PCB Circuito Controlador

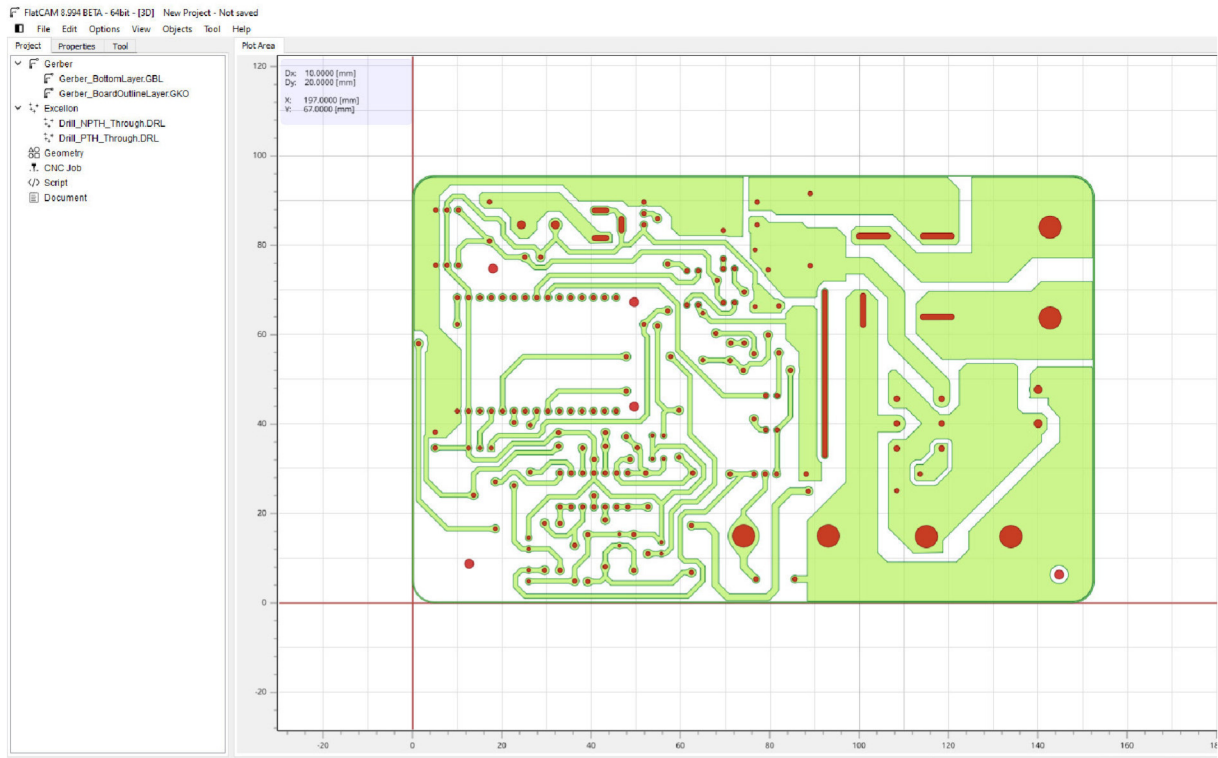


Fonte: Autoria própria (2023)

Após a finalização do projeto no EasyEDA é exportado os arquivos de fabricação (Gerber) para, com o auxílio do FlatCAM converter em arquivos G-Code para uso na Fresa-CNC. Os arquivos necessários para isso são:

- **Gerber da camada inferior (*Bottom Layer*):** Neste Gerber é possível encontrar as trilhas inferiores;
- **Gerber do esboço da placa (*Outline*):** Apresenta a borda da placa;
- **Drill NPTH:** Furos que contém condutor; e
- **Drill PTH:** Furos que não contém condutor. Os pontos de furação podem ser vistos no apêndice C.

Figura 14 – Visão do arquivo Gerber no FlatCAM



Fonte: Autoria própria (2023).

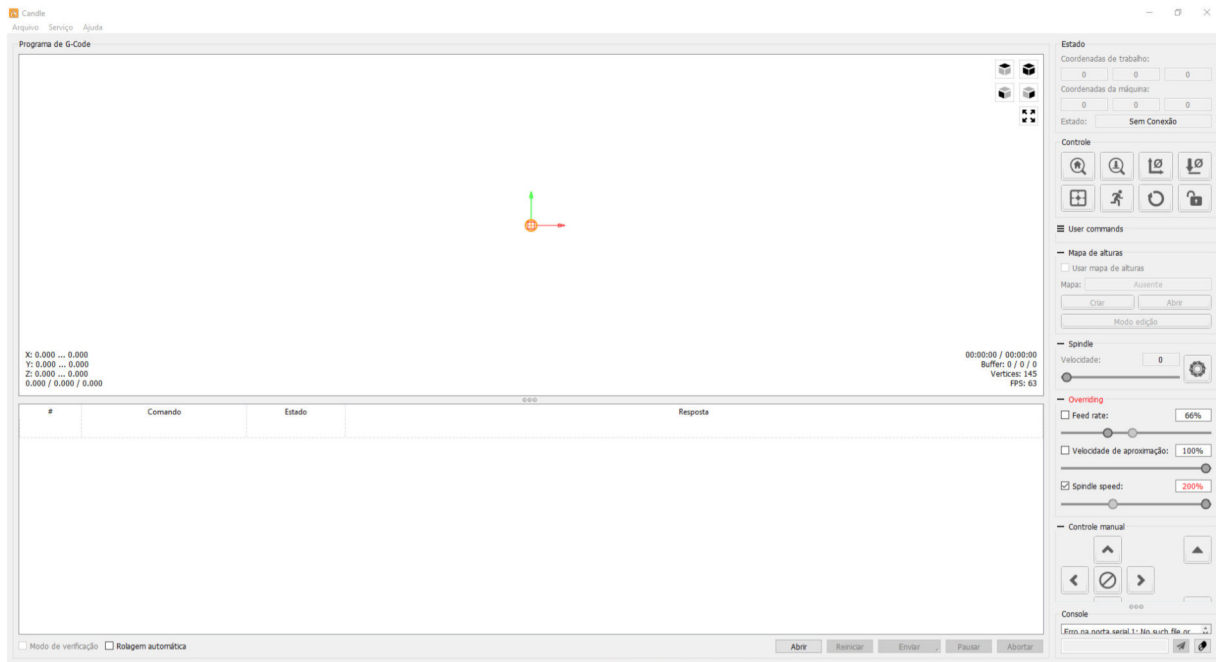
A Figura 14 apresenta como é a visualização dos arquivos pelo FlatCAM. Após esta etapa, são criados os seguintes arquivos:

- **Milling Bottom:** Configurado para duas passagens utilizando uma Fresa Piramidal de 0,1 mm-90° e perfuração de 0,1 mm. Este representa o arquivo G-Code utilizado para fazer a fresagem do circuito;
- **Milling Bottom Clearance:** Configurado para passar nas áreas limpas de cobre com uma Fresa Piramidal de 0,5 mm-90° e perfuração de 0,1 mm. Este representa o arquivo G-Code utilizado para fazer as áreas limpas de cobre;
- **Drill PTH:** Configurado para fazer os furos com uma micro broca de 0,8 mm e perfuração de 1,4 mm. Este representa o arquivo G-Code utilizado para fazer os furos onde irá passar os terminais do componente;
- **Drill NPTH:** Configurado para fazer os furos com uma micro broca de 1 mm e perfuração de 1,4 mm. Este representa o arquivo G-Code utilizado para fazer os furos que não tem relação com os componentes;
- **Drill Slots:** Configurado para fazer os furos com uma Fresa Raiada de 1 mm e perfuração de 1,4 mm. Este representa o arquivo G-Code utilizado para fazer os furos em formato de *Slots*; e

- **Outline Cut:** Configurado para fazer o corte com uma Fresa Raiada de 1 mm e perfuração de 1,4 mm. Este representa o arquivo G-Code utilizado para destacar a PCB da placa de fenolite cobreada.

Finalizando a exportação destes arquivos já é possível realizar a confecção da PCB. Para isso é utilizado o *software* Candle, apresentado na figura 15.

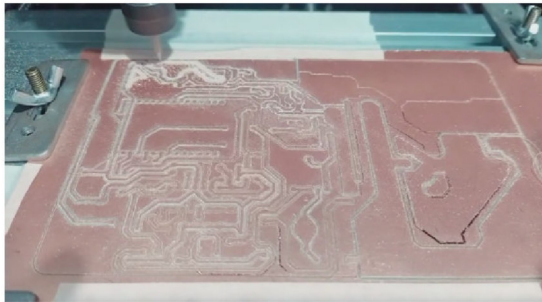
Figura 15 – Tela inicial do *Software* Candle



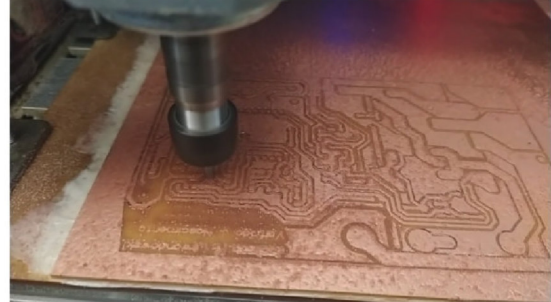
Fonte: Autoria própria (2023).

Antes de iniciar a fresagem da placa de fenolite é necessário fazer um mapa de alturas para corrigir possíveis erros causados por desníveis na placa. Primeiramente são executados os arquivos de fresagem, então os de furação e finaliza-se com o arquivo de corte. Em cada etapa é necessário efetuar a troca da broca para a definida no processo de criação dos arquivos G-Code. Algumas das etapas e produção são apresentadas na Figura 16.

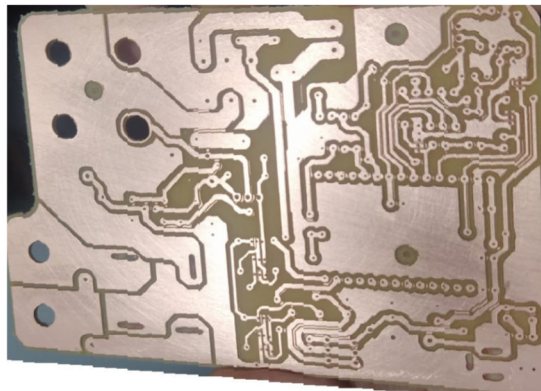
Figura 16 – Etapas de Confecção da PCB: a) Fresagem; b) Remoção das Áreas de Cobre; e c) PCB Finalizada



(a)



(b)



(c)

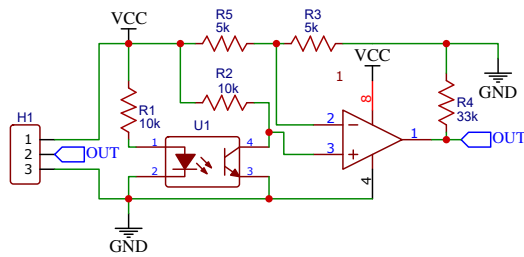
Fonte: Autoria própria (2023).

7.2.3 Malha de Realimentação

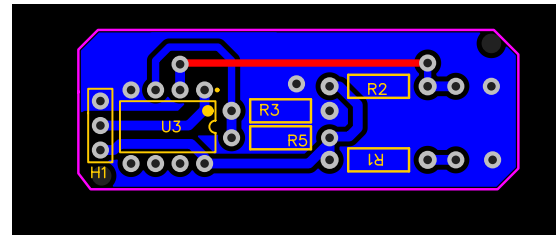
A medição da velocidade foi efetuada através de um encoder óptico. Este componente foi posicionado de maneira a interagir com fitas refletivas aderidas a uma engrenagem de acoplamento fixada ao eixo do rotor. A luz infravermelha, emitida pelo LED do encoder, foi direcionada para essas fitas refletivas. Conforme o eixo do motor rotaciona, as fitas giram junto. Quando as fitas passam em frente ao emissor, elas refletem a luz infravermelha que é captada pelo receptor do encoder. O receptor é um fototransistor, o qual intensifica a condução de corrente elétrica quando exposto à luz infravermelha. Utilizando o sinal proveniente do receptor e um circuito comparador, foi possível obter pulsos retangulares na saída do circuito do encoder, que foram utilizados como *feedback* para o controlador.

A interface do encoder é composta por três pinos, sendo dois deles para alimentação (VCC e GND) e um para o sinal de saída (*OUT*). O diagrama e o *design* do encoder podem ser vistos na figura 17.

Figura 17 – *Encoder*: a) Diagrama do *Encoder*; e b) Design do *Encoder*.



(a)

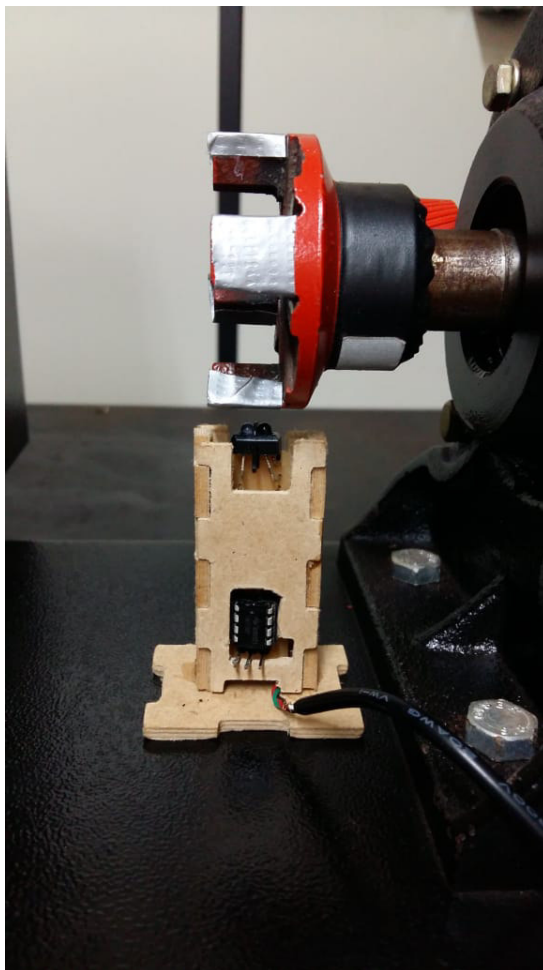


(b)

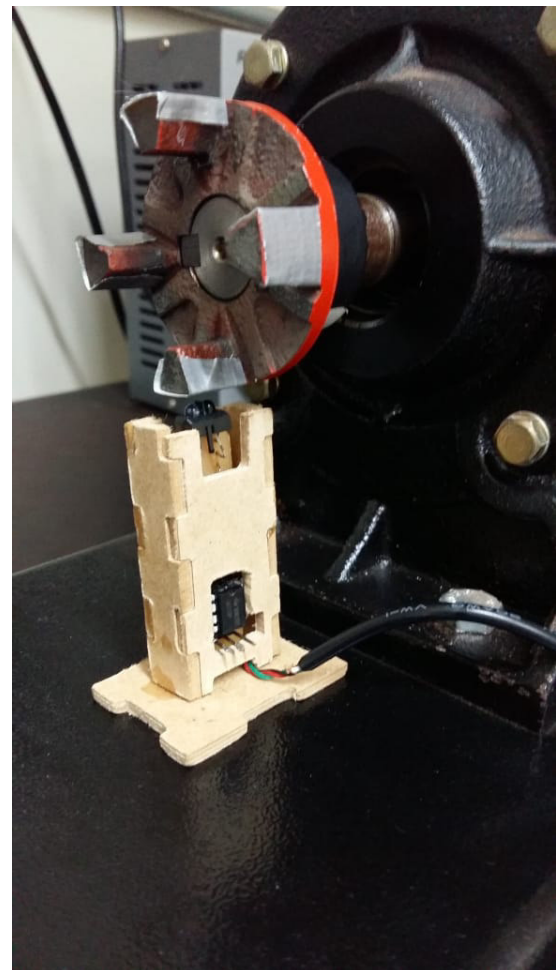
Fonte: Arquivo Pessoal (2023)

Na Figura 18 é possível ver como o encoder foi posicionado próximo ao acoplamento fixo no eixo do motor CC, onde estão os adesivos refletivos. Foi utilizado um invólucro de MDF para servir como proteção e suporte para o dispositivo.

Figura 18 – *Encoder Posicionado Próximo à Engrenagem de Acoplamento*: a) Vista frontal; e b) Vista diagonal



(a)

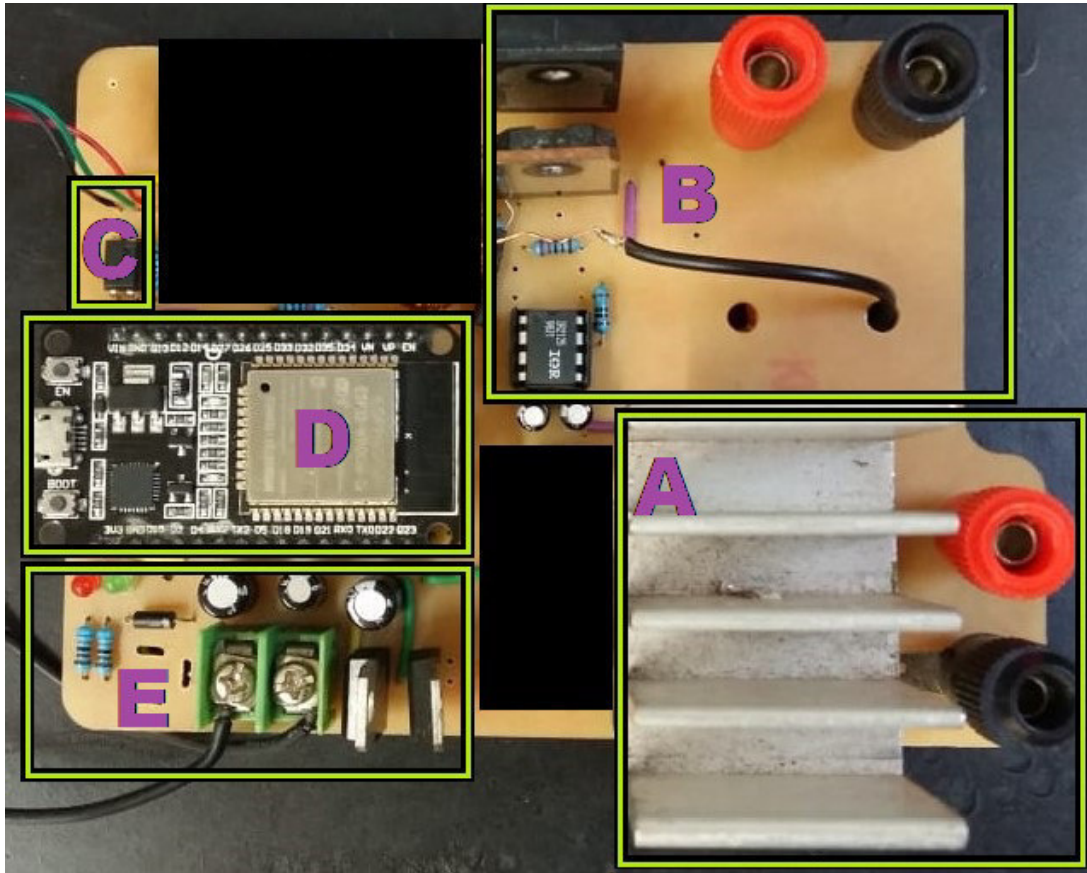


(b)

Fonte: Arquivo Pessoal (2023)

7.2.4 Circuito de Controle e Potência

Figura 19 – Circuito Controlador



Fonte: Arquivo Pessoal (2023)

A Figura 19 ilustra o circuito finalizado, com as seguintes regiões indicadas:

- "A": Localizam-se os terminais de entrada de alimentação em 127 V AC e a ponte retificadora de potência;
- "B": Encontra-se o circuito de potência, empregado para a realização do chaveamento e controle do motor. Neste segmento também se situa o driver IR-2125, que estabelece a conexão entre o Microcontrolador e o MOSFET;
- "C": Está representada a entrada do *encoder*, que passa por um acoplador óptico responsável pela conversão de nível do sinal de 12 V para 3,3 V;
- "D": Localiza-se o *Kit* de Desenvolvimento ESP32-DevKitC, utilizado neste projeto; e
- "E": É mostrada a entrada da fonte de 12 V e a regulação para 5 V, realizada por meio de 2 reguladores lineares devido à necessidade de dissipação de potência.

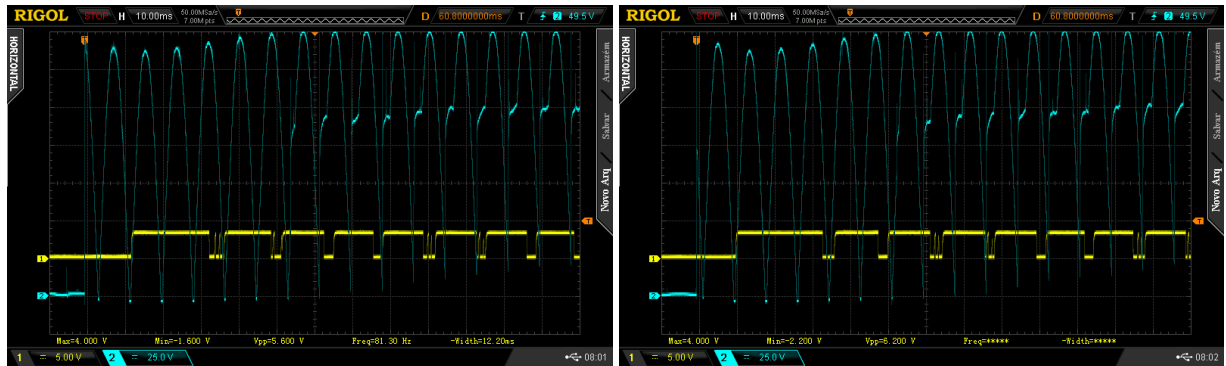
No apêndice A é possível encontrar o esquemático do circuito utilizado.

7.2.5 Modelagem da Planta

Esta seção é dedicada à modelagem do sistema físico, constituído por um motor elétrico de corrente contínua tipo excitação independente, descrito no Capítulo 5. O objetivo principal é entender a relação entre as variáveis de interesse: a tensão de entrada, que é a variável controlada, e a velocidade resultante no eixo do motor, que é a variável manipulada.

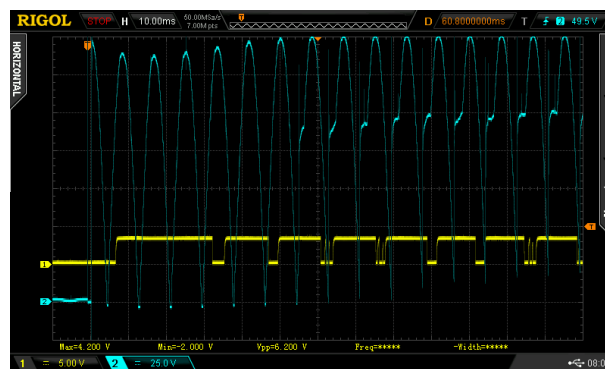
A modelagem foi realizada utilizando o método de Mollenkamp, descrito no Capítulo 5. Para empregar a abordagem proposta, foram aplicados degraus de tensão, utilizando a partida direta, no circuito de armadura do motor. A rotação do eixo do motor foi registrada por meio de um osciloscópio conectado ao encoder. A Figura 20 mostra as capturas de tela do osciloscópio resultantes da partida direta com tensão nominal da máquina. O sinal na cor azul representa a tensão aplicada na armadura do motor CC, enquanto o sinal em amarelo é obtido a partir do encoder localizado próximo ao eixo do motor. No sinal do encoder é possível observar alguns ruídos, os quais são decorrentes de falha na reflexão da luz infravermelha, ocasionados pela fita refletiva utilizada no momento da coleta de dados. Os ruídos foram removidos manualmente na análise dos dados.

Figura 20 – Sinal do *Encoder* obtido pela aplicação do degrau na entrada da planta:
a) Partida 1; b) Partida 2; e c) Partida 3.



(a)

(b)

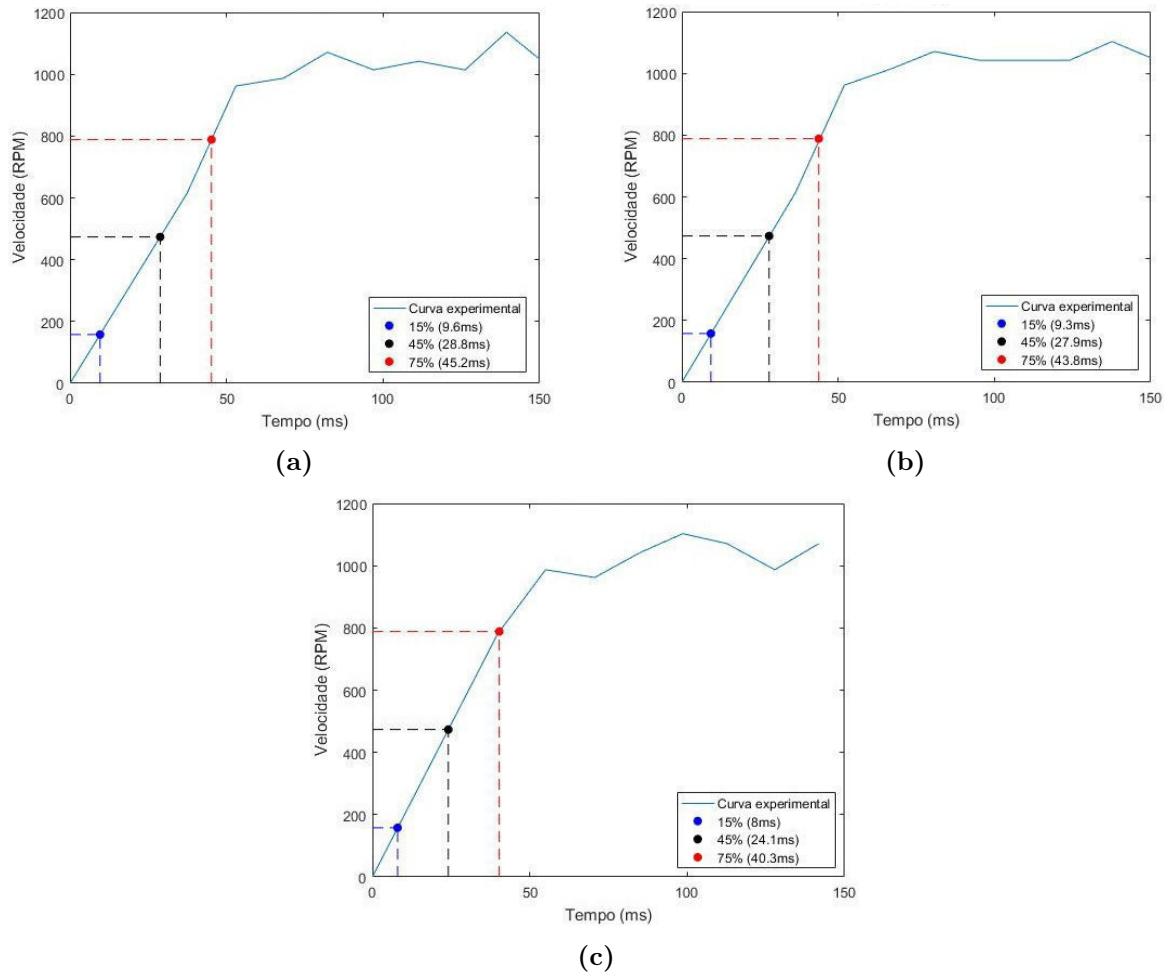


(c)

Fonte: Autoria própria (2023).

O osciloscópio usado no experimento oferece a funcionalidade de exportar os dados coletados em formato CSV (*Comma-separated values*), o que facilitou significativamente a geração dos gráficos necessários para a aplicação do método de Mollenkamp. Os pontos correspondentes a 15%, 45% e 75% da velocidade final do motor foram identificados e utilizados nos cálculos subsequentes para determinar os parâmetros da função de transferência.

Figura 21 – Valores de velocidade obtidos a partir da resposta ao degrau aplicado no Motor CC: a) Partida 1; b) Partida 2; e c) Partida 3.



Fonte: Autoria própria (2023).

Os valores médios encontrados foram: $t_{1(15\%)} = 0,009s$, $t_{2(45\%)} = 0,027s$ e $t_{3(75\%)} = 0,043s$.

Ao substituir os valores nas equações descritas no Capítulo 5, obtém-se a seguinte função de transferência:

$$G_p(s) = \frac{1}{(0,028s + 1)(7,11 \times 10^{-4}s + 1)} \quad (25)$$

7.2.6 Implementação do Controlador PI Discreto

A implementação do controlador PI discreto exige considerações em relação ao encoder utilizado, uma vez que há uma dependência direta deste componente. O primeiro aspecto a ponderar é a faixa de velocidade a ser controlada, uma vez que a resolução do encoder óptico está intrinsecamente atrelada às limitações de velocidade. Há uma correlação direta entre a resolução e os pulsos por revolução: quanto maior a resolução, mais pulsos são gerados por revolução, acarretando uma atualização mais rápida da velocidade do motor. O pior caso ocorre quando o motor está operando em baixa velocidade, resultando em poucos pulsos por segundo sendo gerados pelo encoder, e portanto, uma taxa de atualização da velocidade do motor reduzida. Assim, o período de amostragem do controlador PI não pode ser inferior ao período mínimo para que ocorra pelo menos um pulso do encoder. Essa abordagem garante que o controlador leve em consideração as informações mais recentes e faça ajustes apropriados com base nas condições atuais do sistema. A leitura atualizada da saída é um requisito fundamental para o correto funcionamento do controle integral em um controlador PI.

Nos objetivos deste trabalho foi considerada a faixa de controle de 200 RPM a 1000 RPM. No caso menos favorável de 200 RPM, tem-se:

$$200 \text{ RPM} = \frac{200 \text{ revoluções}}{60 \text{ segundos}} = \frac{3,33 \text{ revoluções}}{\text{segundo}} \quad (26)$$

Levando em consideração quatro pulsos por revolução, resulta em:

$$\frac{3,33 \text{ revoluções}}{\text{segundo}} \times \frac{4 \text{ pulsos}}{\text{revolução}} = \frac{13,33 \text{ pulsos}}{\text{segundo}}, \quad (27)$$

ou período de $1/13,33 = 75 \text{ ms}$.

Portanto, o período de amostragem utilizado pelo controlador deve ser superior a 75 ms, a fim de ser suficiente para controlar o motor no pior caso estipulado.

A implementação do algoritmo PI discreto envolve o uso de diferenças finitas para integrar a ação do controlador ao longo do tempo. Os parâmetros ajustáveis do algoritmo são: Ganho proporcional, Ganho integral e o Intervalo de amostragem. Algumas variáveis adicionais são necessárias para reter valores temporários utilizados para calcular a saída do controlador. São elas: variável de erro atual e integral.

Na Figura 22 é possível visualizar como foi implementado o código para o cálculo da ação do controlador PI em linguagem C. Na função apresentada foram utilizadas variáveis auxiliares para facilitar a leitura do código.

Após calculado o valor da ação do controlador PI, o mesmo foi aplicado à variável de controle do PWM responsável pelo acionamento da chave de saída do circuito.

Figura 22 – Função de cálculo do controlador PI em linguagem C

```
// Parâmetros do controlador
double Kp, Ki;          // Parâmetros PI
double integral = 0.0;  // Acumulador do erro integral

// Função do controlador PI
double calcularPI(double referencia, double medida, double intervalo_amostragem)
{
    // Cálculo do erro
    double erro = referencia - medida;

    // Ação proporcional
    double acao_proporcional = Kp * erro;

    // Ação integral
    integral += Ki * erro;

    // Saída do controlador
    double saida = acao_proporcional + integral;

    return saida;
}
```

Fonte: Autoria própria (2023).

8 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os resultados apresentados neste capítulo seguem a ordem em que foram desenvolvidos ao longo do projeto. Inicialmente, foram realizados testes para avaliar a resposta do encoder desenvolvido. Em seguida, verificou-se o funcionamento do circuito de potência. Por fim, foram conduzidos testes do algoritmo de controle aplicado ao circuito de potência.

8.1 Testes do Encoder

Para que o controle funcionasse de maneira adequada, era necessário garantir que a velocidade medida estivesse correta, não apresentasse atraso significativo e nem valores atípicos. De modo a minimizar possíveis ruídos foi implementado no *firmware* do microcontrolador ESP32 um filtro digital de média móvel com período igual a quatro. O período utilizado foi escolhido de modo a não gerar um atraso muito significativo que pudesse comprometer a resposta do sistema em baixas velocidades, dado que o encoder utilizado possui uma resolução de apenas quatro pulsos por revolução.

Na Tabela 2 são apresentadas as medidas do encoder juntamente com as medidas registradas pelo tacômetro Icel modelo TC5035 e a diferença relativa registrada.

Tabela 2 – Comparação entre o encoder e o tacômetro

Tacômetro	Encoder	Diferença relativa
83,5	Fora da faixa	Não aplicável
132,3	131,0	-0,98%
185,4	187,0	0,86%
242,6	243,8	0,47%
301,5	304,3	0,91%
361,7	363,5	0,50%
422,8	425,5	0,64%
486,6	490,5	0,80%
550,9	554,0	0,56%
615,4	619,5	0,67%
679,0	682,3	0,48%
745,8	752,0	0,83%
813,6	820,5	0,85%
882,0	886,5	0,51%
950,8	957,3	0,68%
1020,8	1026,0	0,51%
1091,3	1085,5	-0,53%
1158,9	1164,5	0,48%
1198,9	1207,0	0,68%

Fonte: Autoria própria (2023).

Apesar da resolução limitada do encoder óptico, constatou-se que sua precisão na determinação da velocidade do motor foi satisfatória. Os dados obtidos revelaram consistência e uma discrepância relativa, em termos absolutos, inferior a 1% em relação aos valores medidos pelo tacômetro.

8.2 Testes do Circuito de Potência

Antes de prosseguir com os testes de controlabilidade, foi realizado um teste no circuito de potência a fim de assegurar seu correto funcionamento. Na Tabela 3 são apresentados os resultados obtidos em regime permanente, incluindo o valor do ciclo de trabalho, a corrente circulante no circuito de armadura correspondente a cada valor de ciclo de trabalho, a corrente de excitação do campo e a rotação alcançada pelo motor nessas condições.

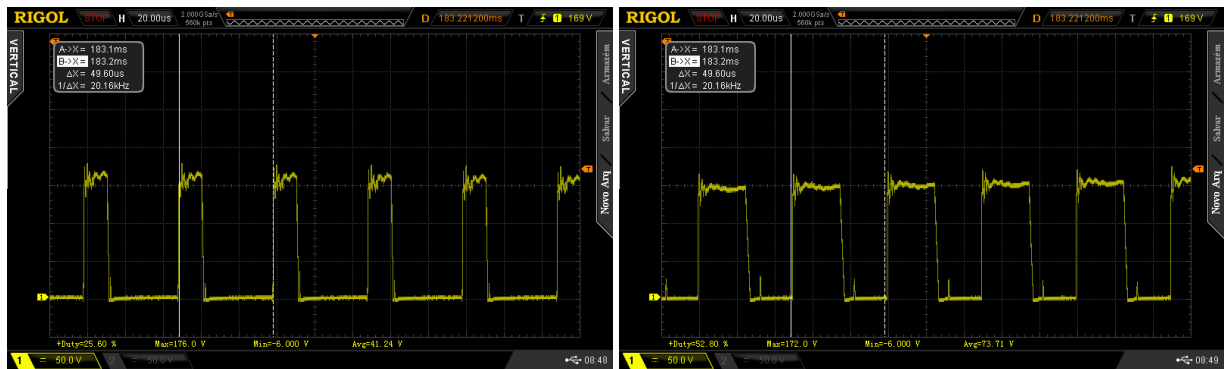
Tabela 3 – Características da Planta em relação ao valor de PWM

Ciclo de Trabalho (%)	Corrente de Armadura (A)	Tensão de Armadura (V)	Corrente de Campo (mA)	Velocidade (RPM)
5	0,480	0,669	339,8	33,8
10	0,497	4,49	340,4	78,1
15	0,556	9,64	340,8	124,9
20	0,505	15,12	341,3	172,8
25	0,638	20,86	342,2	226,1
30	0,681	27,06	343,3	281,3
35	0,777	31,25	370	334,4
40	0,796	37,51	359,5	392,7
45	0,818	45,7	358,5	451,2
50	0,847	52,1	357,5	510,2
55	0,868	58,6	355,7	572,9
60	0,888	65,9	355,1	636,9
65	0,908	72,5	354,3	699,3
70	0,924	79,7	353,1	765,2
75	0,939	87,1	352,5	831,5
80	0,954	93,8	351,4	895,1
85	0,969	100,7	351,2	961,3
90	0,978	108,3	350,9	1032

Fonte: Autoria própria(2023).

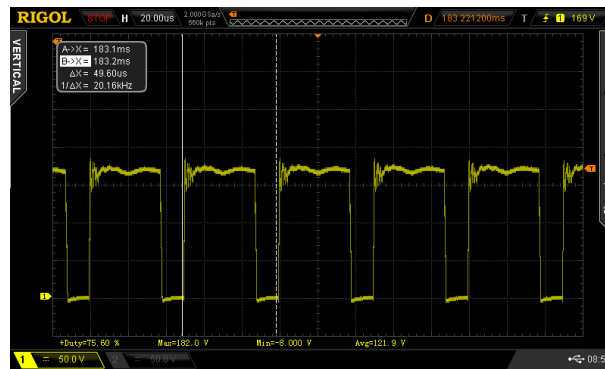
Na Figura 23, são apresentadas as capturas de tela do osciloscópio, exibindo a forma de onda da tensão de saída do circuito com os valores de PWM ajustados para 25%, 50% e 75%. As capturas ilustram claramente o comportamento da forma de onda em diferentes configurações de PWM. Além disso, é perceptível que o período de chaveamento de 20 kHz estava em conformidade com o valor ajustado. Essas informações fornecem uma evidência visual da adequação do circuito e das configurações de PWM utilizadas durante os testes.

Figura 23 – Tensão de saída do circuito de potência visto pelo Osciloscópio: a) ciclo de trabalho em 25%; b) ciclo de trabalho em 50 %; e c) ciclo de trabalho em 75 %



(a)

(b) PWM em 50%



(c) PWM em 75%

Fonte: Autoria própria (2023).

A Figura 24 ilustra o sinal com PWM de 25%, exibido em uma janela de tempo maior. É importante ressaltar que, devido à alta frequência de chaveamento de 20 kHz em comparação com a frequência da rede elétrica de 60 Hz, não é possível visualizar detalhes do sinal chaveado, apenas a envoltória do sinal. É necessário destacar que a entrada em corrente alternada é retificada, porém não filtrada, antes de ser utilizado como alimentação para o motor.

Figura 24 – Tensão de saída do circuito de potência visto pelo Osciloscópio numa visão macro



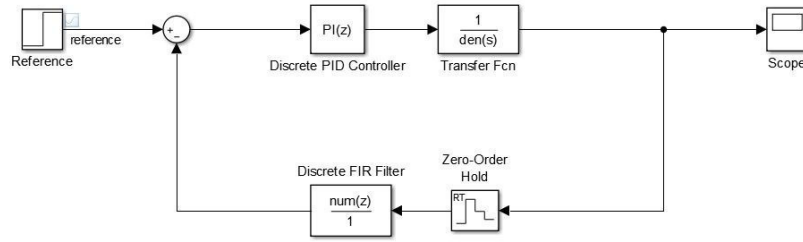
Fonte: Autoria própria (2023).

Com base nos dados apresentados na Tabela 3, na qual os valores de corrente e rotação se encontram dentro das faixas esperadas, pode-se afirmar que o circuito de potência apresentou um comportamento adequado. Esses resultados permitiram a continuação dos testes subsequentes, cujos objetivos eram avaliar a resposta do algoritmo de controle em diferentes cenários de demanda de velocidade. Essa etapa foi de suma importância para a validação do projeto.

8.3 Teste de Controlabilidade do Sistema

O controle de velocidade do motor de corrente contínua excitação independente foi implementado com um controlador proporcional integral, utilizando modulação por largura de pulso para controlar uma chave eletrônica do tipo MOSFET. O sistema de controle, em malha fechada, recebeu atualizações de velocidade por meio de um *encoder* óptico.

Para verificar e comparar a implementação do sistema, também foi desenvolvido um modelo no Simulink, que pode ser visto na Figura 25. Essa abordagem permitiu a comparação entre os dados reais e os dados simulados, proporcionando uma análise mais abrangente e fornecendo maior confiança tanto na efetividade do controlador quanto na precisão da modelagem realizada. Essa comparação entre dados reais e simulados contribui para uma validação mais robusta do sistema, destacando a coerência entre os resultados obtidos experimentalmente e aqueles obtidos por meio da simulação. Dessa forma, a utilização do modelo no Simulink corrobora a fundamentação do trabalho e reforça a confiabilidade dos resultados alcançados.

Figura 25 – Representação do modelo Simulink

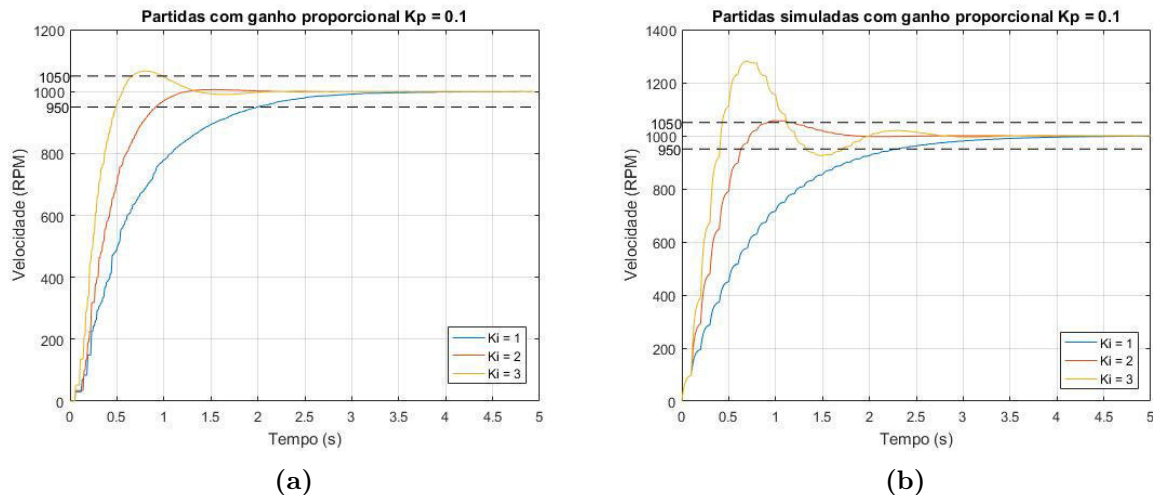
Fonte: Autoria própria(2023).

8.3.1 Partidas com Ganho K_P Fixo

Na Figura 26, são apresentados os gráficos que representam o resultado de três partidas do motor utilizando o controlador PI. Nessas partidas, o valor do ganho proporcional foi fixado em 0,1, e, para o ganho integral foram utilizados os valores 1, 2 e 3. Na imagem (a), são apresentados os dados reais obtidos experimentalmente, enquanto na imagem (b), são apresentados os dados simulados.

Essa análise comparativa entre os dados reais e simulados permite uma avaliação mais detalhada do desempenho do controlador PI em diferentes configurações de ganho integral. Essa abordagem proporciona uma compreensão mais ampla das características do sistema e auxilia na identificação da melhor configuração para o controle.

Figura 26 – Resposta ao degrau da velocidade do rotor, com setpoint de 1000 RPM e $K_P = 0.1$: a) Dados reais; e b) Dados simulados.



Fonte: Autoria própria(2023).

A análise dos dados obtidos nos experimentos demonstra o desempenho do sistema de controle em diferentes valores do ganho integral (K_I). Observou-se que, para K_I igual a

1, tanto o sinal simulado quanto o sinal real apresentaram um tempo de assentamento em torno de 2 s, sobressinal e erro em regime permanente nulos.

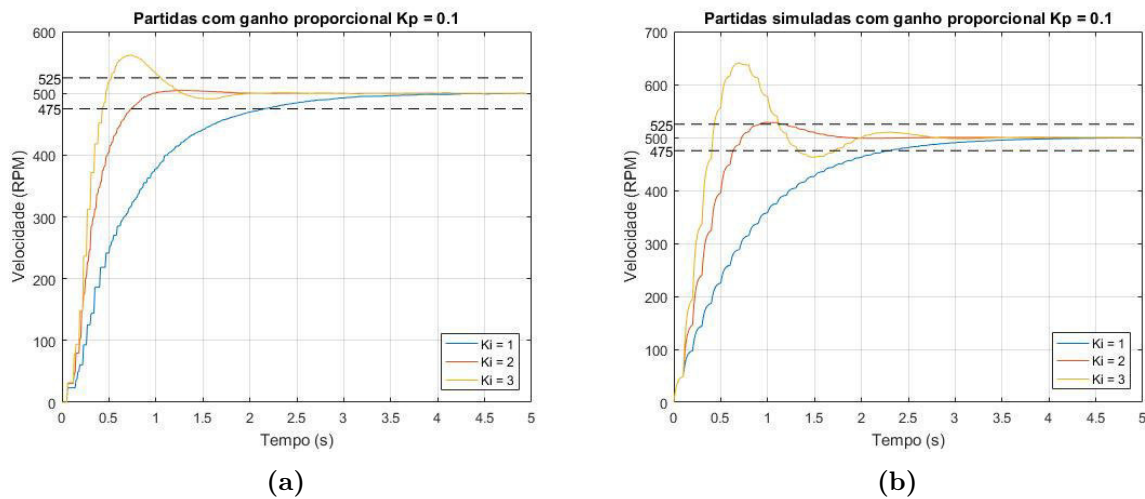
Ao aumentar o valor de K_I para 2, notou-se uma diminuição no instante de pico no modelo simulado, ocorrendo em torno de 1 s, em comparação ao tempo registrado nos dados reais, que foi de 1,3 s. O sobressinal no modelo simulado foi em torno de 5%, enquanto os dados reais apresentaram um sobressinal inferior a 1%.

Analisando o caso que o valor de K_I igual a 3, as diferenças entre o modelo simulado e os dados reais tornam-se mais evidentes. O modelo simulado apresentou um sobressinal de 28%, enquanto nos dados reais esse valor foi de 7%. Além disso, o instante de pico simulado ocorreu em 0,7 s, enquanto no sistema real foi registrado em 0,8 s. Essas discrepâncias indicam que o modelo utilizado na simulação não captura com precisão todas as características do sistema real, resultando em divergências nos resultados.

No entanto, é importante ressaltar que, em ambos os casos analisados (K_I igual a 2 e K_I igual a 3), o erro em regime permanente foi nulo. Isso indica que, apesar das diferenças nas respostas transitórias entre o modelo simulado e o sistema real, ambos foram capazes de atingir a referência desejada no estado estacionário.

Continuando as análises, foram realizadas novas partidas do motor com K_P fixado em 0,1 e variando K_I , porém com o *setpoint* de velocidade ajustado para 500 RPM. Os resultados dessas partidas são apresentados na Figura 27.

Figura 27 – Resposta ao degrau da velocidade do rotor, com setpoint de 500 RPM e $K_P = 0.1$: a) Dados reais; e b) Dados simulados.



Fonte: Autoria própria(2023).

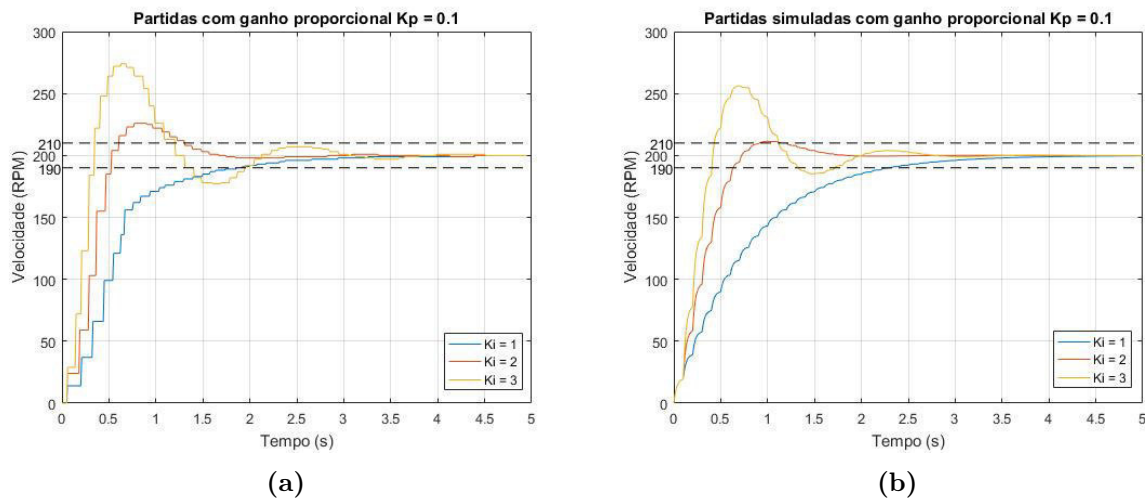
Ao realizar a simulação com ajuste da referência para 500 RPM, os valores relativos de sobressinal, instante de pico e erro em regime permanente não sofreram alteração em relação aos obtidos na simulação anterior, que utilizava uma referência de 1000 RPM. Essa consistência ocorre devido ao fato de que o modelo adotado para representação

do sistema é linear, o que implica que os tempos e sobressinal relativo obtidos serão os mesmos independentemente do valor de referência utilizado.

No entanto, ao analisar os resultados obtidos com o sistema real, observa-se certa variação em comparação com os valores registrados para a referência de 1000 RPM. Para K_I igual a 1, tanto o sobressinal quanto o erro em regime permanente foram nulos. Já com K_I igual a 2, foi observado um sobressinal de 1%, um instante de pico de 1,2 s e erro em regime permanente nulo. No caso de K_I igual a 3, o sobressinal foi de 10%, o instante de pico ocorreu em 0,7 s e o erro em regime permanente se manteve nulo.

Como última análise com o valor de K_P fixado, são apresentados os resultados reais e simulados para a referência em 200 RPM na Figura 28.

Figura 28 – Resposta ao degrau da velocidade do rotor, com setpoint de 200 RPM e $K_P = 0.1$: a) Dados reais; e b) Dados simulados.



Fonte: Autoria própria(2023).

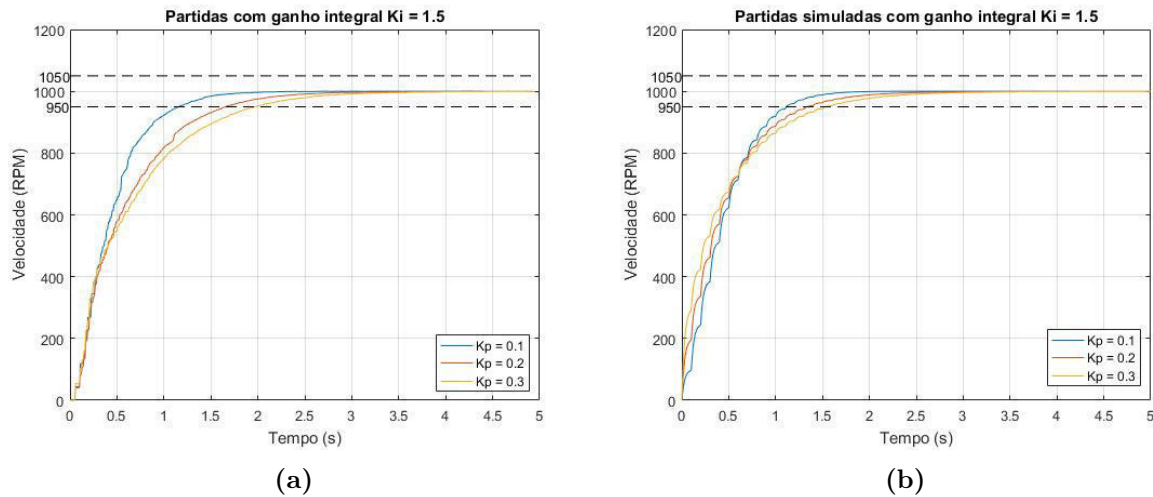
Para K_I igual a 1 o sistema se manteve sem sobressinal, atingindo 95% do valor final em 2 s e com erro em regime nulo. Para K_I igual a 2 o sobressinal registrado foi de 12%, com instante de pico em 0,85 s e erro em regime nulo. Por fim, ao utilizar K_I igual a 3, os resultados demonstraram um sobressinal de 37%, um instante de pico em 0,6 s e erro em regime permanente nulo.

Essa análise destaca que, mesmo com a rotação próxima ao limite mínimo para utilização do encoder, o controlador foi capaz de manter a velocidade do motor para o valor ajustado. Essa constatação ressalta a eficácia do controlador PI em manter a estabilidade e o controle adequado da velocidade do motor. A proximidade dos resultados reais e simulados evidencia a capacidade do controlador em regular a velocidade do motor, independentemente da faixa de operação.

8.3.2 Partidas com ganho K_I fixo

Foram realizados testes de partida mantendo o ganho integral fixado e variando o ganho proporcional, a fim de avaliar a influência da alteração desses parâmetros. Os resultados desses testes em comparação com o modelo simulado são apresentados na Figura 29.

Figura 29 – Resposta ao degrau da velocidade do rotor, com setpoint de 200 RPM e K_I igual a 1,5: a) Dados reais; e b) Dados simulados.



Fonte: Autoria própria(2023).

Ao analisar a resposta obtida na simulação, vista na Figura 29(b), torna-se evidente que ao aumentar o valor do ganho proporcional, o sistema exibe uma resposta inicial mais rápida, conforme era esperado. No entanto, o ganho proporcional, por si só, não é suficiente para levar o sistema ao valor de referência, uma vez que, quando o sistema atinge esse valor, o erro é reduzido a zero, levando a uma ação de controle proporcional nula. A ação integral, por sua vez, desempenha o papel de eliminar o erro em regime permanente. A ação integral é, na verdade, o resultado da integral do erro (ou somatória, para o caso discreto) multiplicada por uma constante, o que implica que o crescimento mais acelerado da integral requer um erro maior. Portanto, o controlador que exibe um erro inicial mais elevado acumula um valor maior na variável integral, contribuindo para alcançar o valor de referência mais rapidamente. Esse comportamento é observado tanto na simulação quanto nos dados experimentais obtidos.

Ao analisar os resultados obtidos para o coeficiente de ganho proporcional K_P igual a 0,1, verificou-se que o tempo necessário para a planta alcançar 95% do valor de referência foi de 1,1 s na simulação e 1,2 s nos dados experimentais. Para K_P igual a 0,2, o tempo necessário para atingir 95% do valor de referência na simulação foi de 1,4 s, enquanto nos dados reais foi de 1,7 s. No caso de K_P igual a 0,3, o tempo para atingir 95% da referência foi de 1,5 s na simulação e 2 s no modelo real. Em todos os casos, não foi

observado sobressinal e o erro em regime foi nulo.

Para as simulações com o valor fixo de K_I , os resultados apresentaram pouca diferença com a mudança de velocidade. Portanto, os resultados referentes às velocidades de 500 RPM e 200 RPM foram omitidos. Essa omissão não compromete a análise geral do desempenho do controlador PI, uma vez que os resultados mais representativos e distintos foram apresentados na subseção 8.3.1.

9 CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, foram apresentadas as etapas de desenvolvimento de um dispositivo que controla e monitora a velocidade de um motor CC excitação independente. O projeto incluiu o desenvolvimento de um sensor encoder para fazer a leitura da velocidade do motor, além da criação de um *software* capaz de supervisionar e controlar o dispositivo. Por meio desse, foi possível alterar os valores que afetavam a resposta de controle do sistema.

Durante a execução deste trabalho, foram utilizados diversos *softwares* para desenvolver os programas, simular os resultados esperados e projetar a PCB. Também foi desenvolvido um aplicativo intuitivo para ser utilizado como IHM, permitindo a monitoração e controle do sistema, incluindo a alteração dos ganhos utilizados no PID. Além da interação em tempo real com o controlador, o programa permitiu que os dados pudessem ser exportados para análises futuras.

Durante o design da PCB, destacou-se a importância de compreender o processo de manufatura da placa de circuito. Isso tornou essencial aprender a utilizar e configurar a Router CNC, possibilitando ao projetista antecipar erros e limitações no processo de fabricação, resultando em uma PCB de melhor qualidade final.

Para fechar a malha de controle, foi desenvolvido um sensor encoder para monitorar a velocidade do motor CC. Os resultados obtidos com o dispositivo desenvolvido foram satisfatórios e permitiram o controle preciso da velocidade do motor.

Ao comparar os resultados práticos com as simulações realizadas, pode-se afirmar que o sistema apresenta uma resposta adequada ao controle de motores de corrente contínua, desde que não seja exigida uma resposta transitória extremamente rápida. A capacidade de ajustar os parâmetros do controlador revela-se como uma ferramenta interessante para uso prático, permitindo observar os efeitos do controlador no sistema.

Por fim, o desenvolvimento desse sistema de controle de velocidade resultou em uma ferramenta auxiliar versátil e eficaz para o laboratório de máquinas elétricas. A capacidade de ajustar e modificar as respostas transitórias e permanentes abre novas possibilidades de experimentação, contribuindo para um melhor entendimento do comportamento dos motores de corrente contínua e aprimorando a formação prática dos acadêmicos do curso de Engenharia Eletrônica da UTFPR Campus Toledo.

Sugestões de trabalhos futuros

Como ideias para trabalhos futuros, sugere-se:

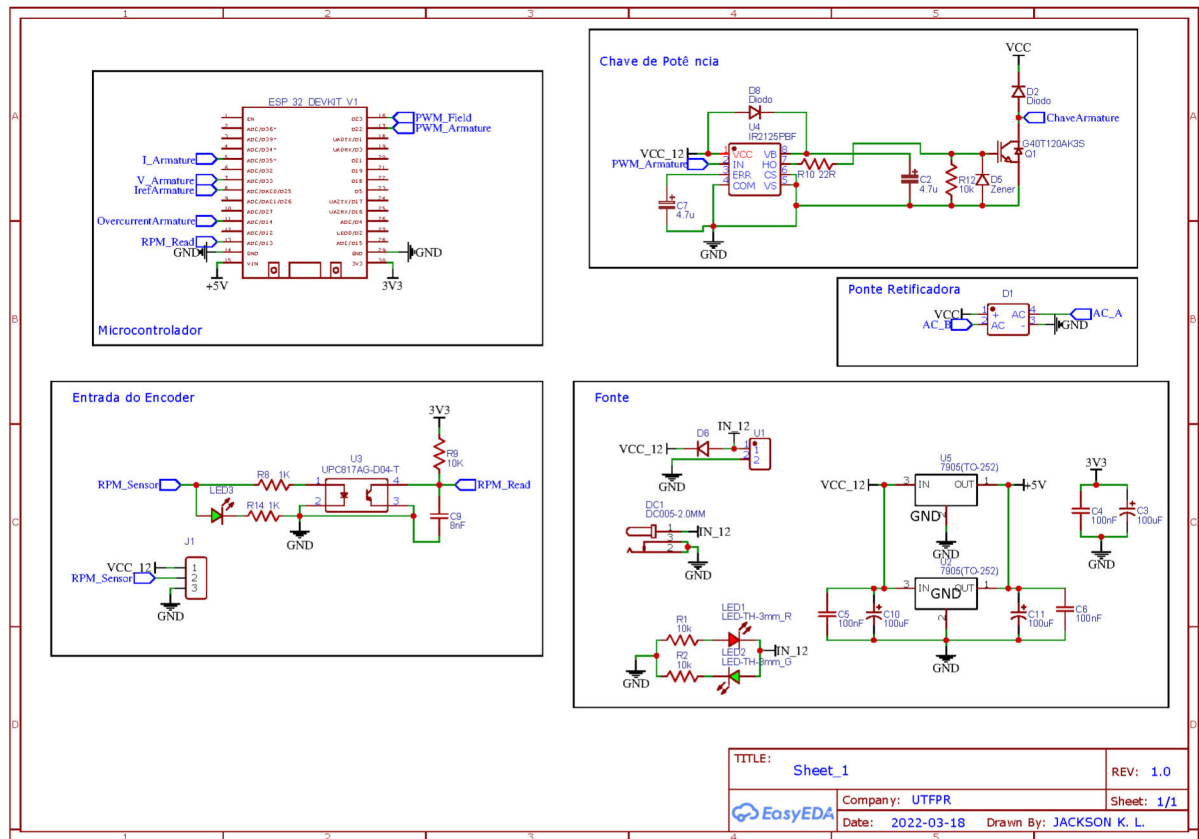
- Separar o circuito de controle do circuito de comunicação utilizando fontes isoladas;

- Implementar medidas de corrente e tensão;
- Melhorar a interface do *software* com o usuário;
- Adicionar diferentes possibilidades de partida.

REFERÊNCIAS

- AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Pearson, 1998.
- COELHO, A. R.; COELHO, L. S. **Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares**. 1. ed. Florianópolis: Editora da UFSC, 2004. 65-81 p.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C. J.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas: com Introdução à Eletrônica De Potência**. 6. ed. [S.l.]: Bookman, 2006.
- IPC-2221 TASK GROUP. **IPC-2221B Generic Standard on Printed Board Design**. [S.l.], 2007. 138 p.
- JOSHI, B.; SHRESTHA, R.; CHAUDHAR, R. Modeling, simulation and implementation of brushed dc motor speed control using optical incremental encoder feedback. In: **Proceedings of IOE Graduate Conference**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 497–505.
- KOSOW, I. L. **Máquinas Elétricas e Transformadores**. 1. ed. Porto Alegre: [s.n.], 1982.
- OGATA, K. **engenharia de controle moderno**. 5. ed. [S.l.]: Pearson, 2010.
- POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. 2. ed. [S.l.: s.n.], 2014.
- RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência. Dispositivos, Circuitos e Aplicações**. [S.l.]: Pearson, 2014.
- SANCHEZ-BREA, L. M.; MORLANES, T. Metrological errors in optical encoders. **Journal Name**, Publisher Name, v. 19, n. 11, p. 115104–115104, October 2008.
- STARR, G. P. *Introduction to Applied Digital Control*. 2. ed. [S.l.]: The University of New Mexico, 2006.
- TORO, D.; VINCENT. **Fundamentos de máquinas elétricas**. [S.l.]: Prentice-Hall do Brasil, 1994.

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO



APÊNDICE B – REGRAS DE DESIGN UTILIZADAS

Regras de Design

Regra	Largura da trilha	Afastamento	Via Diâmetro	Diâmetro do furo da Via	Comprimento da faixa
Default	0.8	0.8	1	0.5	
High Vol	1	1.2	2	0.8	

Unidade mm

☒ DRC em tempo real
 ☒ Aplicar Regra de Design Enquanto faz a Trilha e Coloca Vias Automaticamente

☒ Check Object to Copper Area
 ☒ Show DRC Boundary while Routing

☐ Check Object to Board Outline

Add Deletar

Tudo

Redes de filtro

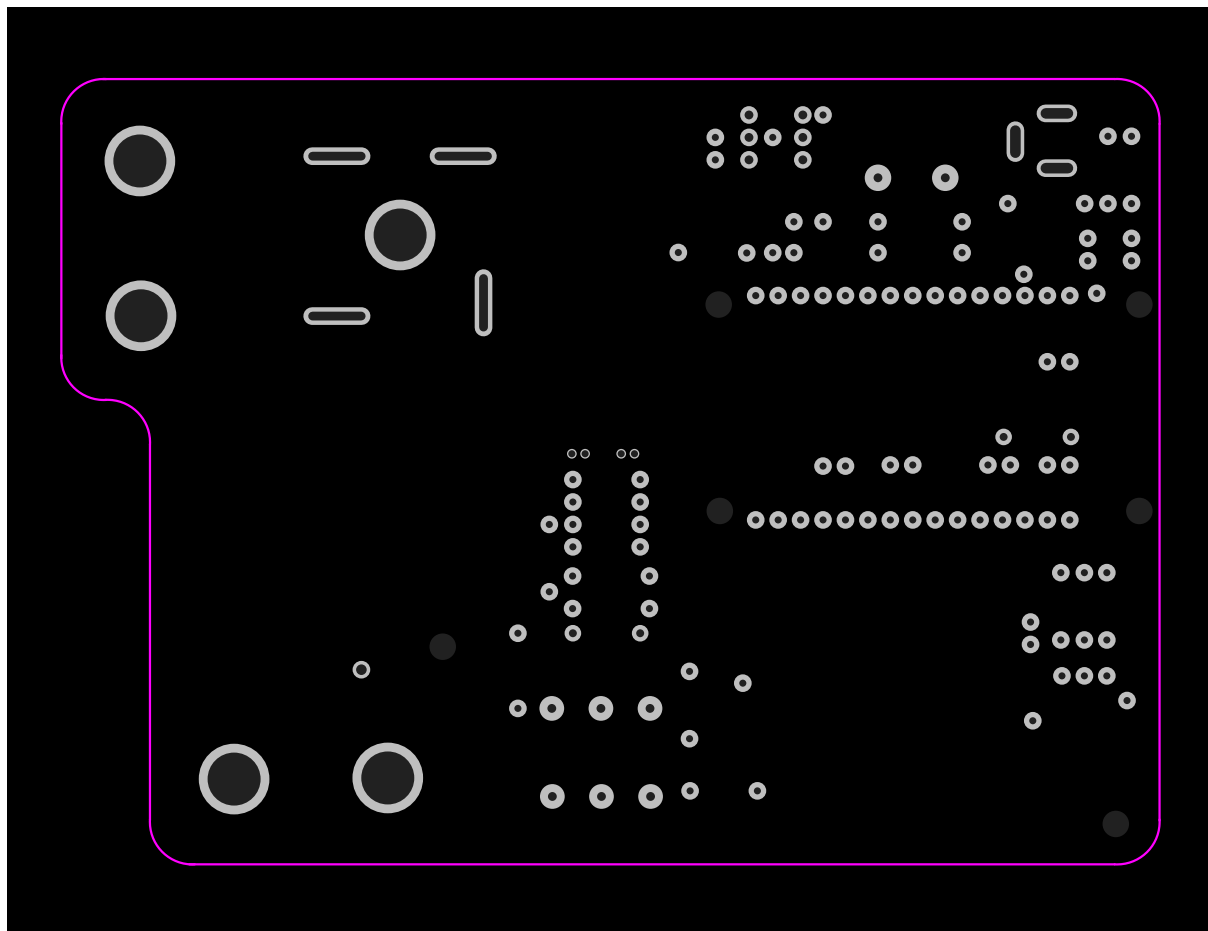
ESP_32_DEVKIT_V1_12 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_18 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_19 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_20 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_21 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_22 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_23 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_24 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_25 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_26 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_27 Default
 ESP_32_DEVKIT_V1_28 Default
 GND Default
 IN_12 Default

Definir Regra Default

Aplicar

✓ Configuração Cancelar (?)

APÊNDICE C – ARQUIVO DE FURAÇÃO DA PCB



APÊNDICE D – LINK PARA OS ARQUIVOS GERADOS DURANTE O TRABALHO



https://github.com/JacksonLewandowski/TCC_Publico