

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
DE MINAS GERAIS - *CAMPUS* IPATINGA
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Lucas Deusdedit Damasceno Santos
Rayone Marques Andrade

**CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA POR
MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO**

Ipatinga
2026

LUCAS DEUSDEDIT DAMASCENO SANTOS
RAYONE MARQUES ANDRADE

**CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA POR
MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao
Curso Bacharelado em Engenharia Elétrica do
Instituto Federal de Minas Gerais - *Campus*
Ipatinga para obtenção do grau de bacharel em
Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Me. Felipe Antunes

Coorientador: Prof. Me. Willian Marlon
Ferreira

Ipatinga

2026

S231c Santos, Lucas Deusdeditb Damasceno; Andrade, Rayone Marques.

Controle de velocidade de motor de corrente contínua por modulação de largura de pulso. Lucas Deusdeditb Damasceno Santos; Rayone Marques Andrade. – 2026.

84f.;il.

Orientador: Me. Felipe Antunes.

Coorientador: Me. Willian Marlon Ferreira.

Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal de Minas Gerais. *Campus Ipatinga*, 2026.

1. Controle de velocidade. 2. Motor de corrente contínua.
3. Controlador PI 4. Malha fechada. I. Antunes, Felipe. II. Ferreira, Willian Marlon. III. Instituto Federal de Minas Gerais – *Campus Ipatinga*. IV. Título.

CDD 621.46

Catálogo: Rejane Valéria Santos - CRB-6/2907

Lucas Deusdedit Damasceno Santos

Rayone Marques Andrade

**CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA POR
MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao
Curso Bacharelado em Engenharia Elétrica do
Instituto Federal de Minas Gerais - *Campus*
Ipatinga para obtenção do grau de bacharel em
Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Me. Felipe Antunes

Coorientador: Prof. Me. Willian Marlon
Ferreira

Aprovado em: ____/ ____/ 2026 pela banca examinadora:

Prof. Me. Felipe Antunes

Prof. Me. Willian Marlon Ferreira

Prof. Oséias de Paula Ferreira

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento e a implementação de um sistema de controle de velocidade em malha fechada aplicado a um motor de corrente contínua, utilizando modulação por largura de pulso (PWM) e controlador proporcional-integral (PI) em plataforma digital. A partir da montagem do sistema experimental composta por um motor principal acoplado a um tacogerador, foi realizada a modelagem matemática da planta por meio de ensaios em malha aberta e identificação de sistemas do tipo caixa preta, obtendo-se um modelo matemático de primeira ordem. Com base nesse modelo, o controlador PI foi projetado, discretizado e implementado em um microcontrolador Arduino, responsável pela geração do sinal PWM e execução da lógica de controle. Os resultados experimentais demonstraram que o sistema foi capaz de conduzir a velocidade aos valores de referência, apresentando baixo sobressinal nas transições ascendentes e erro praticamente nulo em regime permanente. Nas transições descendentes, contudo, a ausência de uma estratégia de *anti-windup* ocasionou subelevação acentuada e atraso na recuperação do sinal de controle. O sistema também apresentou capacidade de rejeitar perturbações externas e coerência entre as respostas experimentais e simuladas.

Palavras-chave: Controle de velocidade. Motor de corrente contínua. Controlador PI. Malha fechada.

ABSTRACT

This work presents the development and implementation of a closed-loop speed control system applied to a direct current motor, using Pulse Width Modulation (PWM) and a Proportional-Integral (PI) controller on a digital platform. Based on the assembly of an experimental system composed of a main motor coupled to a tachogenerator, the mathematical modeling of the plant was carried out through open-loop tests and black-box system identification, resulting in a first-order mathematical model. Based on this model, the PI controller was designed, discretized, and implemented on an Arduino microcontroller, which was responsible for generating the PWM signal and executing the control logic. The experimental results demonstrated that the system was capable of driving the motor speed to the reference values, presenting low overshoot during upward transitions and practically zero steady-state error. During downward transitions, however, the absence of an anti-windup strategy caused pronounced undershoot and delayed recovery of the control signal. The system also demonstrated the ability to reject external disturbances and showed consistency between the experimental and simulated responses.

Keywords: Speed control. Direct current motor. PI controller. Closed-loop system.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	13
1.1	Justificativa.....	14
1.2	Objetivos.....	14
1.2.1	Objetivo geral	14
1.2.2	Objetivos específicos	14
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	16
2.1	Motores de corrente contínua	16
2.1.1	Características construtivas	17
2.1.1.1	Estator.....	17
2.1.1.2	Rotor ou Armadura	18
2.1.1.2.1	Escovas	19
2.1.1.2.2	Comutador	20
2.1.2	Máquinas CC de ímãs permanentes.....	20
2.1.2.1	Tacogerador	21
2.1.3	Equacionamentos de Motores CC	22
2.1.3.1	Sistemas rotativos	22
2.1.4	Técnicas de Modelagem de Sistemas Dinâmicos	24
2.2	Sistemas de Controle	25
2.2.1	Malha aberta	25
2.2.2	Malha fechada.....	26
2.2.3	Controladores PI e PID.....	28
2.3	Eletrônica de potência.....	29
2.3.1	Chaves eletrônicas	29
2.3.1.1	Transistores de potência	29
2.3.1.1.1	MOSFETs.....	30
2.3.2	Dissipador de calor	31

3	DESENVOLVIMENTO.....	34
3.1	Descrição e construção do sistema experimental	36
3.1.1	Calibração do Tacogerador.....	36
3.1.1.1	Condicionamento do sinal	38
3.1.1.1.1	Implementação experimental do filtro passa-baixa	39
3.1.1.1.2	Avaliação experimental do desempenho do filtro	41
3.1.1.2	Correlação tensão–velocidade do sistema	42
3.1.1.2.1	Desenvolvimento do modelo linear para estimar velocidade	42
3.1.1.3	Implementação da equação de velocidade no Arduino	44
3.1.1.3.1	Monitoramento da velocidade pelo SerialPlot.....	45
3.1.2	Variação dinâmica da tensão de alimentação	45
3.1.2.1	Escolha do MOSFET IRLZ44N para o circuito de acionamento.....	46
3.1.2.2	Implementação do novo circuito de acionamento	47
3.1.2.3	Inserção de comandos PWM via <i>Monitor Serial</i>	49
3.1.2.3.1	Análise do sinal PWM gerado pelo microcontrolador	51
3.1.2.4	Testes com a nova estratégia de acionamento	52
3.1.2.5	Comportamento térmico da chave eletrônica de potência	53
3.1.2.5.1	Dimensionamento térmico do dissipador de calor do MOSFET	54
3.1.2.5.2	Testes realizados com o dissipador de calor escolhido	55
3.2	Identificação da planta por ensaio em malha aberta.....	56
3.2.1	Obtenção do modelo matemático da planta.....	57
3.2.1.1	Comparação da função de transferência com a planta.....	57
3.2.2	Discretização do controlador proporcional-integral (PI).....	58
3.3	Projeto do controlador	59
3.3.1	Estrutura do sistema de controle.....	60
3.3.2	Configuração do bloco PI	60
3.3.2.1	Saturação do sinal de controle	61

3.3.3	Sintonia e análise do controlador.....	61
3.3.4	Implementação do controlador digital	63
3.3.4.1	Configuração do <i>Timer2</i>	64
3.3.4.2	Execução do algoritmo de controle	64
4	RESULTADOS	65
4.1	Desempenho do sistema de controle de velocidade	65
4.1.1	Análise do regime transitório.....	66
4.1.1.1	Comportamento do sinal PWM na resposta do sistema	67
4.1.2	Resposta do sistema para diferentes valores de referência	69
4.1.2.1	Comparação da resposta do sistema físico com o modelo matemático.....	70
4.1.3	Análise da resposta do sistema à aplicação de perturbação externa.....	72
5	CONCLUSÃO.....	73
6	TRABALHOS FUTUROS	75
	REFERÊNCIAS	76
	APÊNDICE	81

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Estator de uma máquina CC de grande porte.	18
Figura 2 - Armadura de uma máquina CC de grande porte.....	19
Figura 3 - Detalhe dos braços, porta-escovas e escovas de uma máquina CC de grande porte.	19
Figura 4 - Detalhe do comutador de uma máquina CC.	20
Figura 5 - Seção transversal de um motor típico de ímãs permanentes.	21
Figura 6 - Sentido de rotação e polaridade de tensão.	21
Figura 7 - Representação do torque de carga.	23
Figura 8 - Circuito equivalente elétrico e mecânico de um motor CC.	24
Figura 9 - Diagrama de blocos em malha aberta.	25
Figura 10 - Representação de um sistema em malha aberta.	26
Figura 11 - Sistema de controle de malha fechada.	26
Figura 12 - Esquema de controle em malha fechada.	27
Figura 13 - Estruturas básicas e simbologias do MOSFET tipo intensificação de canais p e n	31
Figura 14 - Relação entre V_{GS} dos canais n e p	31
Figura 15 - Variáveis térmicas no processo de dissipação de calor.	32
Figura 16 - Circuito térmico equivalente de dissipação de calor.	32
Figura 17 - Diagrama de blocos do sistema de controle objetivo do estudo.	34
Figura 18 - Cabo de comunicação e Arduino Uno R3.	35
Figura 19 - Fonte de alimentação variável.	35
Figura 20 - Motor CC.	35
Figura 21 - Tacogerador.	35
Figura 22 - Sistema motor-tacogerador.	36
Figura 23 - Representação do circuito divisor de tensão.	37
Figura 24 - Representação do circuito do divisor de tensão conectado ao tacogerador.	38
Figura 25 - Conversão do sinal analógico em Volts.	38
Figura 26 - <i>Plot</i> da curva de tensão do taco.	39
Figura 27 - Circuito de condicionamento do sinal do tacogerador.	40
Figura 28 - Código para comparação dos sinais.	41
Figura 29 - Comparação gráfica dos sinais medidos.	42
Figura 30 - Código no <i>Octave</i> para cálculo da regressão linear.	43

Figura 31 - Comparação entre a equação de velocidade e os dados experimentais.	44
Figura 32 - Código com equação de velocidade implementada.	44
Figura 33 - Visualização do gráfico de velocidade do motor principal.	45
Figura 34 - MOSFET IRLZ44N e seu esquema elétrico.	46
Figura 35 - Características elétricas do MOSFET em $T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	46
Figura 36 - Limites físicos e elétricos do MOSFET utilizado.	47
Figura 37 - Diagrama elétrico do acionamento da planta.	48
Figura 38 - Código alterado para receber valores via monitor serial.	50
Figura 39 - Registros do sinal PWM gerado pelo microcontrolador.	51
Figura 40 - Resposta da velocidade do motor à variação do sinal PWM.	52
Figura 41 - Câmera termográfica Flir C5.	53
Figura 42 - Registros termográficos do MOSFET sem dissipador de calor.	53
Figura 43 - Dissipador térmico utilizado (HS 1616).	55
Figura 44 - Registros termográficos do MOSFET com dissipador de calor.	55
Figura 45 - Variáveis resultantes do ensaio de malha aberta.	56
Figura 46 - Comparativo do ensaio de malha aberta com a função $G(s)$	58
Figura 47 - Projeto do controlador representado no MATLAB.	60
Figura 48 - Ajuste da curva considerando 5% de sobressinal.	61
Figura 49 - Resultado dos parâmetros do controlador ajustados pelo MATLAB.	62
Figura 50 - Simulação do comportamento dinâmico do sistema no <i>software</i> MATLAB.	62
Figura 51 - Aplicação do controle no Arduino.	63
Figura 52 - Resposta do sistema em malha fechada.	65
Figura 53 - Resposta do sistema em detalhe ao sobressinal e regime estacionário.	67
Figura 54 - Resposta transitória com ocorrência de sobressinal negativo.	68
Figura 55 - Comportamento do sinal PWM com saturação do controlador.	68
Figura 56 - Resposta do sistema para diferentes valores de setpoint.	70
Figura 57 - Modelo matemático para análise comparativa com dados experimentais.	71
Figura 58 - Comparação entre as respostas do modelo matemático e da planta física.	71
Figura 59 - Resposta do sistema à perturbação externa aplicada em regime permanente.	72

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações técnicas dos motores utilizados	36
Tabela 2 - Valores coletados para calcular a equação de velocidade.....	42
Tabela 3 - Especificações técnicas Arduino Uno R3.	49
Tabela 4 - Relação entre o valor PWM e o <i>duty cycle</i>	56

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC - Conversor analógico-digital.

BLDC - *Brushless Direct Current* (motor de corrente contínua sem escovas).

CA - Corrente alternada.

CC - Corrente contínua.

DC - *Direct Current* (corrente contínua).

MOSFET - *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* (transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor).

PI - Proporcional-integral.

PID - Proporcional-integral-derivativo.

PWM - *Pulse Width Modulation* (modulação por largura de pulso).

rpm - Rotações por minuto.

E_{taco} - Tensão gerada pelo tacogerador (V).

K_{taco} - Constante de proporcionalidade do tacogerador (V·s/rad).

ω - Velocidade angular (rad/s).

V_a - Tensão aplicada aos terminais da armadura (V).

R_a - Resistência elétrica da armadura (Ω).

L_a - Indutância da armadura (H).

i_a - Corrente de armadura (A).

e_a - Força contraeletromotriz induzida na armadura (V).

K_e - Constante de força contraeletromotriz do motor (V·s/rad).

Φ - Fluxo magnético por polo (Wb).

T_{em} - Conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor (N·m).

T_L - Conjugado resistente da carga (N·m).

J - Momento de inércia equivalente do sistema (kg·m²).

β - Coeficiente de atrito viscoso (N·m·s/rad).

$P(t)$ - Parcela proporcional do sinal de controle.

K_p - Ganho proporcional do controlador.

$e(t)$ - Erro de controle no instante t.

$I(t)$ - Parcela integral do sinal de controle.

K_i - Ganho integral do controlador.

$D(t)$ - Parcela derivativa do sinal de controle.

K_d - Ganho derivativo do controlador.

V_{GS} - Tensão entre os terminais porta e fonte do MOSFET (V).

V_T - Tensão limiar do MOSFET (V).

I_D - Corrente de dreno do MOSFET (A).

T_j - Temperatura de junção do semicondutor ($^{\circ}\text{C}$).

T_c - Temperatura do encapsulamento do componente ($^{\circ}\text{C}$).

T_d - Temperatura do dissipador de calor ($^{\circ}\text{C}$).

T_a - Temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$).

P_t - Potência total dissipada pelo dispositivo (W).

R_{jc} - Resistência térmica entre junção e encapsulamento ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

R_{cd} - Resistência térmica entre encapsulamento e dissipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

R_{da} - Resistência térmica entre dissipador e ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

R_{ca} - Resistência térmica entre encapsulamento e ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

R_{ja} - Resistência térmica entre junção e ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

$T_{j,max}$ - Temperatura máxima de junção do componente ($^{\circ}\text{C}$).

V_{in} - Tensão de entrada do divisor de tensão (V).

V_{out} - Tensão de saída do divisor de tensão (V).

C - Capacitância elétrica (F).

f_c - Frequência de corte do filtro passa-baixa (Hz).

n - Número de estágios do filtro RC.

V_{PWM} - Tensão do sinal PWM (V).

I_{OP} - Corrente de operação adotada para o pino digital do Arduino (A).

R_G - Resistência conectada em série à porta do MOSFET (Ω).

$R_{DS(on)}$ - Resistência entre dreno e fonte no estado de condução (Ω).

$G(s)$ - Função de transferência da planta.

s - Variável complexa de Laplace.

K - Ganho estático da planta (rpm por unidade PWM).

τ - Constante de tempo da planta (s).

T_s - Período de amostragem do controlador digital (s).

z - Variável da transformada Z.

$X(z)$ - Transformada Z do erro de controle.

$Y(z)$ - Transformada Z do sinal de controle.

$x[n]$ - Erro de controle no instante discreto n .

$y[n]$ - Sinal de controle no instante discreto n .

1 INTRODUÇÃO

Os motores elétricos desempenham papel relevante em diferentes setores, como indústria, transporte, agricultura e edificações. Em 2023, os sistemas acionados por motores foram responsáveis por aproximadamente 53% do consumo mundial de eletricidade, participação que chegou a 72% no setor industrial. Tais dados evidenciam a importância do desenvolvimento de sistemas de acionamento e controle capazes de melhorar o desempenho operacional e contribuir para o uso eficiente da energia elétrica (IEA 4E, 2025).

No contexto desses sistemas de acionamento, encontram-se os motores de corrente contínua com escovas e os motores de corrente contínua sem escovas, conhecidos como BLDC, do inglês *Brushless Direct Current*. Os motores BLDC são empregados em aplicações como veículos elétricos, robótica, sistemas de bombeamento e eletrodomésticos, principalmente em razão de características como elevada eficiência, alta densidade de potência e reduzida necessidade de manutenção (SEN; MUTLUER, 2025).

Apesar do avanço dos motores BLDC, os motores de corrente contínua com escovas continuam sendo empregados em plataformas didáticas e experimentais destinadas ao estudo de acionamento, modelagem e controle. Dessa forma, Cabral *et al.* (2025) desenvolveram uma minibancada didática de baixo custo baseada em motores CC com *encoders*, destinada ao ensino prático de sistemas de controle. Desenvolvida como uma solução acessível e portátil, a bancada possibilitou a experimentação de conceitos multidisciplinares relacionados à eletrônica, à modelagem matemática, à instrumentação e ao controle em malha fechada.

A utilização desses motores em plataformas experimentais está diretamente relacionada ao estudo das estratégias empregadas para regular sua operação. Em sistemas de controle em malha fechada, a saída é comparada com um valor de referência, e o erro resultante orienta a atuação do controlador, possibilitando a correção de desvios e a redução dos efeitos de perturbações (FRANKLIN *et al.*, 2015). Entre as estratégias clássicas utilizadas nessa estrutura, destaca-se o controlador proporcional-integral (PI), cuja ação proporcional responde ao erro instantâneo, enquanto a ação integral contribui para a redução do erro em regime permanente. Quando implementado digitalmente, o controlador PI processa os sinais em intervalos discretos de tempo, o que possibilita sua aplicação em microcontroladores e outras plataformas digitais (OGATA, 2010).

Nesse contexto, este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema didático de controle de velocidade para um motor de corrente contínua com escovas acoplado a um tacogerador, utilizando um controlador PI digital. O acionamento do motor é realizado por meio

da modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*), enquanto o sinal fornecido pelo tacogerador é empregado na realimentação da malha de controle. O desempenho do sistema é analisado quanto ao acompanhamento das referências de velocidade, ao erro em regime permanente e ao comportamento da resposta dinâmica.

1.1 Justificativa

A popularização dos sistemas de acionamento de motores de corrente alternada não elimina a relevância dos motores de corrente contínua nos meios acadêmico e industrial. No contexto educacional, essas máquinas são empregadas no estudo de sistemas de controle, pois apresentam modelos matemáticos relativamente simples e permitem a implementação prática de estratégias de controle de velocidade e torque (COOK *et al.*, 2020). Além disso, o estudo do controle desacoplado de fluxo e torque em motores CC de excitação independente contribui para a compreensão do controle vetorial de motores de indução trifásicos, uma vez que essa estratégia busca reproduzir, nas máquinas de corrente alternada, características de controle semelhantes às observadas nas máquinas de corrente contínua (AHMAD, 2010).

O estudo de sistemas de controle envolve não apenas a compreensão dos modelos matemáticos, mas também a análise do comportamento dinâmico das plantas controladas. Embora as ferramentas de simulação sejam importantes para o projeto e a avaliação inicial dos controladores, a realização de ensaios experimentais permite verificar a correspondência entre os resultados teóricos e o comportamento do sistema físico. Trabalhos voltados ao desenvolvimento de módulos para o controle de motores CC demonstram que essas estruturas possibilitam realizar atividades de modelagem, identificação, análise dinâmica e aplicação de estratégias de controle, favorecendo a articulação entre os conteúdos teóricos e experimentais (OLIVEIRA, 2021; SOUSA *et al.*, 2022).

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo geral

Desenvolver um kit didático para controle de velocidade em malha fechada de um motor de corrente contínua.

1.2.2 Objetivos específicos

- a) Medir a velocidade do motor por meio de tacogerador e realizar o tratamento do sinal obtido.

- b) Implementar o acionamento do motor via PWM utilizando o Arduino.
- c) Realizar a modelagem da planta por meio de identificação de sistemas (abordagem de caixa preta), a partir de ensaios experimentais em malha aberta.
- d) Projetar e implementar um controlador PI em malha fechada.
- e) Avaliar o desempenho do sistema em diferentes condições de operação.
- f) Comparar a resposta experimental do sistema com a resposta obtida por simulação, verificando a coerência entre os resultados.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O emprego de motores de corrente contínua em plataformas didáticas permite analisar experimentalmente princípios relacionados ao acionamento elétrico e ao controle. Nessas aplicações, o motor constitui uma planta cujo comportamento pode ser observado experimentalmente, possibilitando relacionar grandezas como tensão, corrente, conjugado e velocidade (SOUSA *et al.*, 2022; VOGAS *et al.*, 2024).

Sousa *et al.* (2022) destacam que módulos didáticos baseados no acionamento de motores CC favorecem a integração de conhecimentos de máquinas elétricas, eletrônica de potência, sistemas embarcados e controle. De modo semelhante, Vogas *et al.* (2024) ressaltam que essas plataformas permitem observar os efeitos da realimentação e da ação do controlador sobre a velocidade do motor. Cabral *et al.* (2025), por sua vez, indicam que experimentos dessa natureza também contribuem para o estudo da modelagem, da identificação de sistemas e da implementação de controladores digitais.

Diante desse contexto, este capítulo apresenta os fundamentos relacionados aos motores de corrente contínua, aos sistemas de controle e ao dispositivo de eletrônica de potência empregado no acionamento, fornecendo a base teórica necessária ao desenvolvimento do sistema proposto.

2.1 Motores de corrente contínua

Os motores de corrente contínua pertencem ao grupo das máquinas elétricas rotativas e realizam a conversão de energia elétrica em energia mecânica. Durante a operação como motor, a energia elétrica recebida da fonte é convertida em energia mecânica, se dando pelo movimento de rotação do eixo e pelo conjugado desenvolvido pela máquina. A mesma máquina também pode operar como gerador, caso receba energia mecânica no eixo e forneça energia elétrica em seus terminais, evidenciando o caráter reversível dessas máquinas (SÁ; AMORIM, 2013; ALCANTARA, 2023).

A conversão de energia ocorre por meio da interação entre o fluxo magnético existente no interior da máquina e a corrente que percorre os condutores da armadura. Essa interação produz o conjugado eletromagnético responsável pela aceleração do rotor e pelo acionamento da carga acoplada ao eixo. Durante a rotação, também é induzida na armadura uma tensão denominada força contraeletromotriz, cujo sentido se opõe à tensão aplicada e cujo valor aumenta com a velocidade. Desse modo, o comportamento do motor resulta da interação entre grandezas elétricas e mecânicas (ALCANTARA, 2023).

2.1.1 *Características construtivas*

Construtivamente, o motor de corrente contínua é constituído pelo estator, pelo rotor, pelo sistema de comutação e pelos elementos mecânicos de sustentação. O estator reúne os componentes estacionários responsáveis pelo estabelecimento do campo magnético principal, enquanto o rotor compreende a armadura e o eixo responsável pela transmissão do movimento à carga acoplada. A conexão elétrica entre o circuito externo e os enrolamentos da armadura é realizada pelo sistema de comutação, formado pelo comutador, pelas escovas e pelos porta-escovas (MARTIGNONI, 1987; GURU; HIZIROGLU, 2001).

O motor também possui componentes mecânicos como mancais, rolamentos e tampas, responsáveis pela sustentação, pelo alinhamento e pela proteção do conjunto rotativo. Entre o estator e o rotor encontra-se o entreferro, espaço que permite a rotação do rotor e integra o caminho percorrido pelo fluxo magnético no interior da máquina (MARTIGNONI, 1987; GURU; HIZIROGLU, 2001).

2.1.1.1 Estator

O estator corresponde à parte estacionária do motor de corrente contínua e é constituído, de modo geral, pela carcaça, pelos polos e pelo sistema responsável pelo estabelecimento do campo magnético principal. Conforme a configuração construtiva da máquina, esse campo pode ser produzido por enrolamentos de excitação ou por ímãs permanentes fixados à estrutura interna do motor (MARTIGNONI, 1987; CHAPMAN, 2013).

A carcaça fornece sustentação mecânica à máquina e nela são fixados os polos, formados pelo núcleo e pela sapata polar. O núcleo polar sustenta o enrolamento de campo e conduz o fluxo magnético, enquanto a sapata polar contribui para distribuí-lo de maneira mais uniforme ao longo do entreferro. O emprego de materiais ferromagnéticos nesses componentes proporciona um caminho de baixa relutância para o fluxo magnético no interior da máquina (MARTIGNONI, 1987; GURU; HIZIROGLU, 2001).

De acordo com Chapman (2013), para os motores com excitação eletromagnética, os enrolamentos de campo são formados por condutores isolados dispostos ao redor dos núcleos polares. Quando percorridos por corrente contínua, esses enrolamentos produzem a força magnetomotriz responsável pelo estabelecimento do fluxo magnético principal. Nos motores de ímãs permanentes, por sua vez, o campo é produzido pelos próprios ímãs, dispensando a utilização de enrolamentos de excitação. A Figura 1 exibe um estator de uma máquina CC de grande porte.

Figura 1 - Estator de uma máquina CC de grande porte.



Fonte: Autores, 2026.

2.1.1.2 Rotor ou Armadura

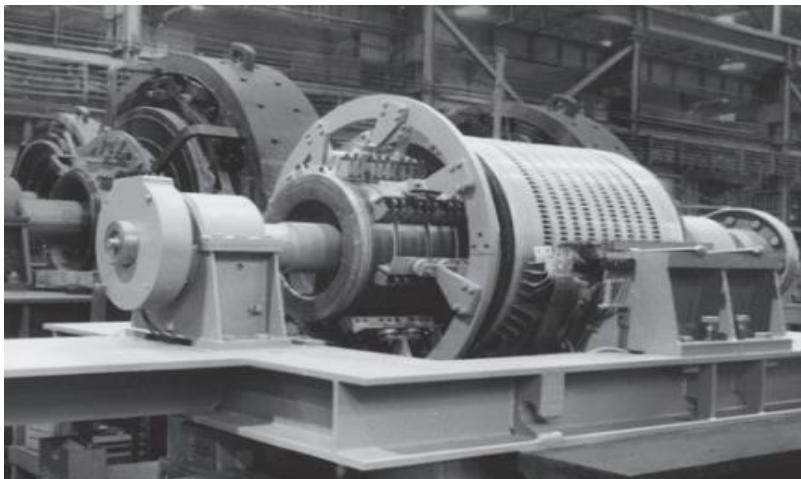
O rotor, também denominado armadura, corresponde à parte girante da máquina de corrente contínua e é formado por um núcleo ferromagnético laminado, em cuja superfície são dispostas ranhuras destinadas ao alojamento dos enrolamentos. O núcleo fornece um caminho de baixa relutância para o fluxo magnético, enquanto sua construção em lâminas isoladas entre si reduz a circulação de correntes parasitas e, conseqüentemente, as perdas e o aquecimento no material (CHAPMAN, 2013).

Quando os condutores da armadura são percorridos por corrente elétrica e se encontram submetidos ao campo magnético produzido pelo estator, surgem forças eletromagnéticas cuja intensidade depende da densidade de fluxo magnético, da corrente e do comprimento ativo dos condutores. As forças produzidas nos lados opostos dos enrolamentos formam um binário em torno do eixo, cuja resultante corresponde ao conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor. Esse conjugado depende do fluxo magnético por polo e da corrente que percorre a armadura. Dessa forma, quando o fluxo é mantido aproximadamente constante, o conjugado desenvolvido varia proporcionalmente à corrente da armadura (CHAPMAN, 2013).

O comutador, montado no eixo e conectado aos enrolamentos da armadura, realiza a inversão da corrente nas bobinas durante a rotação, contribuindo para que o conjugado eletromagnético resultante permaneça no mesmo sentido. O eixo sustenta o conjunto rotativo e

transmite o conjugado desenvolvido pelo motor à carga acoplada. A constituição desse conjunto pode ser visualizada na Figura 2 (CHAPMAN, 2013).

Figura 2 - Armadura de uma máquina CC de grande porte.

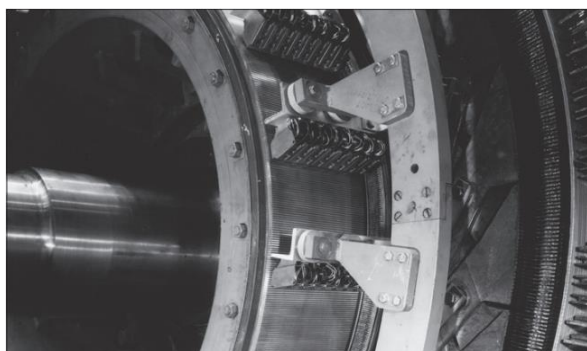


Fonte: Chapman, 2013.

2.1.1.2.1 Escovas

As escovas estabelecem a conexão elétrica entre o circuito externo de alimentação e os enrolamentos da armadura por meio do contato deslizante com a superfície do comutador, como mostra a Figura 3. Durante a rotação, elas permanecem estacionárias nos porta-escovas e são pressionadas contra o comutador, pela ação de uma mola, permitindo a condução contínua da corrente. Em conjunto com o comutador, contribuem para que a corrente seja direcionada adequadamente aos enrolamentos da armadura, mantendo o conjugado eletromagnético no mesmo sentido de rotação (MARTIGNONI, 1987).

Figura 3 - Detalhe dos braços, porta-escovas e escovas de uma máquina CC de grande porte.



Fonte: Chapman, 2013.

Segundo Chapman (2013), as escovas das máquinas de corrente contínua são fabricadas com carbono, grafite ou composições de metal e grafite. Esses materiais proporcionam boa condutividade elétrica e baixo coeficiente de atrito no contato deslizante com

o comutador. Além disso, as escovas apresentam dureza inferior à dos segmentos comutadores, fazendo com que o desgaste ocorra predominantemente nas próprias escovas. Essa característica contribui para a preservação do comutador e favorece o aumento da vida útil da máquina.

2.1.1.2.2 *Comutador*

Construtivamente, o comutador é formado por lâminas condutoras, geralmente de cobre, isoladas eletricamente entre si e conectadas às extremidades dos enrolamentos da armadura, conforme mostrado na Figura 4. Montado no eixo da armadura, esse componente gira juntamente com a armadura e permanece em contato com as escovas, estabelecendo a ligação elétrica entre os enrolamentos girantes e o circuito externo. Durante a rotação, a passagem das escovas de uma lâmina para outra promove a inversão da corrente nas bobinas da armadura em posições determinadas da rotação. Esse processo, denominado comutação, permite que o conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina permaneça no mesmo sentido (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2014).

Figura 4 - Detalhe do comutador de uma máquina CC.

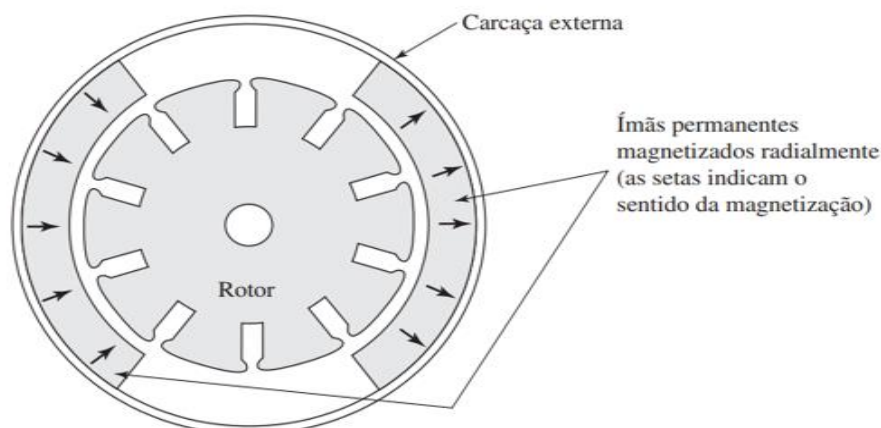


Fonte: Chapman, 2013.

2.1.2 *Máquinas CC de ímãs permanentes*

Nas máquinas de corrente contínua com ímãs permanentes, o campo magnético do estator é produzido sem a utilização de enrolamentos de excitação. Essa característica reduz a complexidade construtiva e favorece o desenvolvimento de máquinas mais compactas, tornando essa configuração particularmente adequada para aplicações de baixa potência (FITZGERALD *et al.*, 2014). A Figura 5 ilustra um motor de corrente contínua com estator de ímãs permanentes.

Figura 5 - Seção transversal de um motor típico de ímãs permanentes.



Fonte: Fitzgerald, 2014.

2.1.2.1 Tacogerador

Como explica Paiva (2019), os tacogeradores são equipamentos que possuem o princípio de operação análogo aos dos geradores elétricos, convertendo energia mecânica em energia elétrica. Seu estator é constituído por ímãs permanentes, responsáveis por estabelecer um campo magnético constante. À medida que o rotor, composto por bobinas, gira nesse campo magnético, uma tensão é induzida por meio do fenômeno da indução eletromagnética. Por meio da ação do comutador e das escovas, essa tensão é disponibilizada nos terminais do dispositivo na forma de tensão contínua, sendo sua amplitude diretamente proporcional à velocidade de rotação.

Além disso, a polaridade da tensão gerada varia conforme o sentido de giro do eixo, permitindo a identificação da direção de rotação da máquina elétrica, conforme ilustrado na Figura 6 (WEG, 2008).

Figura 6 - Sentido de rotação e polaridade de tensão.



Fonte: Manual WEG, 2008.

Sendo assim, o tacogerador fornece um sinal de tensão contínua que representa a velocidade real da máquina elétrica à qual está acoplado, apresentando uma relação diretamente

proporcional entre a tensão gerada e a velocidade de giro do eixo do motor, conforme expresso pela Equação 1 (ANDRADE, 2008).

$$E_{taco} = K_{taco} \cdot \omega \quad (1)$$

Onde:

- a) E_{taco} = Tensão gerada (V).
- b) K_{taco} = Constante de proporcionalidade do tacogerador.
- c) ω = Velocidade angular (rad/s).

2.1.3 Equacionamentos de Motores CC

O equacionamento do motor de corrente contínua com ímãs permanentes baseia-se na representação matemática de seus subsistemas elétrico e mecânico. O modelo é obtido por meio da aplicação da Lei das Malhas de Kirchhoff ao circuito de armadura e da Segunda Lei de Newton ao sistema rotacional, estabelecendo as relações entre tensão, corrente, torque e velocidade angular. (NISE, 2021):

- a) V_a - Tensão aplicada aos terminais do motor (Volts).
- b) R_a - Resistência interna do enrolamento do motor (Ohms).
- c) L_a - Indutância do enrolamento do motor (Henrys).
- d) i_a - Corrente que flui no enrolamento da armadura do motor (Amperes).
- e) e_a - Força contraeletromotriz induzida devido ao movimento relativo entre o enrolamento e o campo magnético (Volts).
- f) ω - Velocidade angular do motor (radianos por segundo).
- g) k - Constante de proporcionalidade que relaciona a força contra eletromotriz (e_a) e a velocidade angular (ω).
- h) Φ_f - Fluxo magnético produzido pelos ímãs permanentes (Wb).

A equação no lado elétrico pode ser expressa da seguinte forma (MOHAN, 2015):

$$V_a = i_a \cdot R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (2)$$

2.1.3.1 Sistemas rotativos

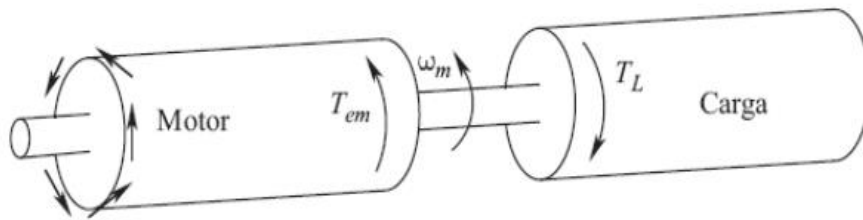
Sistemas rotativos referem-se a dispositivos ou máquinas que executam movimentos de rotação. O torque é uma grandeza fundamental nesses sistemas, representando a medida da tendência de uma força causar rotação em torno de um ponto ou eixo.

Em geral o torque (T_{em}) consiste na força que impulsiona o movimento rotativo de um motor, Figura 7, e pode ser expresso como:

- a) T_{em} - Torque eletromagnético (N.m).
- b) T_l - Torque exigido pela carga (N.m).
- c) J - Momento de inércia do sistema (kg·m²).
- d) $\frac{d\omega}{dt}$ - Aceleração angular (rad/s²).
- e) β - coeficiente de atrito viscoso equivalente (N·m·s/rad).
- f) ω - Velocidade angular (rad/s).

$$T_{em} = T_l + J \frac{d\omega}{dt} + \beta\omega \quad (3)$$

Figura 7 - Representação do torque de carga.



Fonte: Mohan, 2015.

A relação entre o aspecto elétrico e mecânico de um motor de corrente contínua pode ser compreendida por meio da força contraeletromotriz (e_a) e do torque eletromagnético (T_{em}). Por um lado, a equação da força contra eletromotriz é proporcional ao produto do fluxo magnético do campo (Φ_f) e da velocidade angular (ω), com a constante (k) ajustando essa relação de acordo com as características construtivas do motor. Por outro lado, temos que o torque eletromagnético é diretamente proporcional à corrente de armadura que flui pelo motor. Isso significa que, ao aumentar a corrente de armadura, o torque eletromagnético também aumenta, demonstrando a influência direta da corrente na produção de torque em um motor de corrente contínua (MOHAN, 2015). Logo abaixo é possível observar as duas equações descritas no texto:

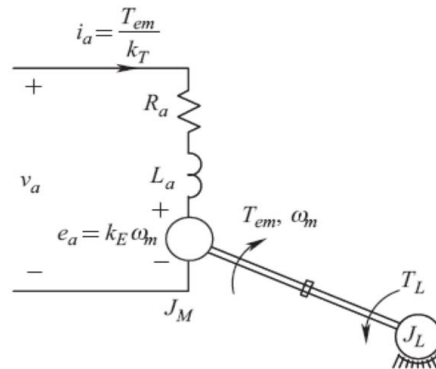
$$e_a = k \cdot \Phi_f \cdot \omega \quad (4)$$

$$T_{em} = k \cdot \Phi_f \cdot i_a \quad (5)$$

Na Figura 8 é possível observar detalhadamente a influência de cada variável na configuração do circuito de um motor de corrente contínua. O motor CC está sendo

representado por um circuito elétrico com cargas resistiva (R_a) e indutiva (L_a), ao ser alimentado por uma tensão contínua de armadura, circula uma corrente de armadura (i_a), que gera o torque eletromagnético (T_{em}). Para que o motor entre em movimento, é necessário que o torque gerado pelo motor supere o torque de carga (T_L) e o momento de inércia equivalente sendo a soma dos momentos de inércia da carga (J_L) e do próprio motor (J_m) (MOHAN, 2015).

Figura 8 - Circuito equivalente elétrico e mecânico de um motor CC.



Fonte: Mohan, 2015.

2.1.4 Técnicas de Modelagem de Sistemas Dinâmicos

A modelagem em caixa-branca consiste na representação matemática de um sistema a partir do conhecimento de seus princípios físicos e das leis que governam seu funcionamento. Nessa abordagem, são utilizadas equações que relacionam os parâmetros físicos da planta, permitindo descrever sua dinâmica de forma teórica e fundamentada (FRANKLIN *et al.*, 2015).

Em contrapartida, a modelagem em caixa-preta é uma técnica amplamente utilizada na identificação de sistemas dinâmicos, na qual o comportamento da planta é determinado a partir da relação entre os sinais de entrada e saída, sem a necessidade de conhecer detalhadamente sua estrutura interna. Nesse método, o sistema é tratado como uma “caixa” cujo funcionamento interno não é diretamente acessível, mas cuja dinâmica pode ser inferida a partir da relação entre entradas e saídas (FRANKLIN *et al.*, 2015).

Para a realização da modelagem em caixa-preta, um sinal de entrada é aplicado ao sistema e as respostas correspondentes são registradas. A partir dessas respostas, representadas por variáveis como velocidade, corrente e outras grandezas de interesse, torna-se possível analisar o comportamento dinâmico do sistema e desenvolver um modelo matemático que o represente. Essa estratégia permite obter modelos confiáveis sem a necessidade de medições

complexas dos parâmetros elétricos e mecânicos, garantindo que o controlador projetado seja capaz de atuar de forma eficaz sobre a planta real (LJUNG, 1999).

2.2 Sistemas de Controle

Os sistemas de controle são utilizados na engenharia para garantir estabilidade, precisão e desempenho em processos dinâmicos (FRANKLIN *et al.*, 2015). Eles podem ser classificados em sistemas de malha aberta, que operam sem realimentação e não ajustam suas ações com base na saída (DORF; BISHOP, 2008), e sistemas de malha fechada, que utilizam *feedback* para corrigir continuamente o erro entre a saída real e o valor desejado (OGATA, 2010).

2.2.1 Malha aberta

Segundo Dorf e Bishop (2008), um sistema de controle em malha aberta é aquele em que a ação de controle não é modificada com base no valor medido da saída. Isso significa que a saída do sistema não influencia ou não controla diretamente as ações tomadas pelo sistema. Em vez disso, o controle opera de acordo com um plano pré-determinado ou uma sequência fixa de operações, independentemente das condições ou resultados (DORF; BISHOP, 2008).

Em um sistema de malha aberta, Figura 9, a entrada é processada pelo sistema e resulta em uma saída sem que haja monitoramento ou ajuste contínuo com base no resultado da saída. Não há mecanismos de realimentação que comparem a saída com a entrada desejada ou com o estado atual do sistema para realizar ajustes ou correções (DORF; BISHOP, 2008).

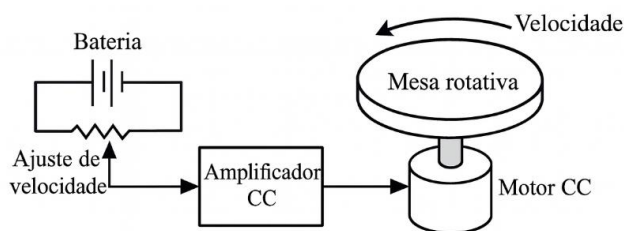
Figura 9 - Diagrama de blocos em malha aberta.



Fonte: Adaptado de Dorf e Bishop, 2008.

Um exemplo simples de um sistema de malha aberta, descrito por Dorf e Bishop (2008), seria uma mesa rotativa projetada para girar um disco de CD com uma velocidade constante. Nesse cenário, a mesa rotativa é configurada para operar de acordo com uma série de parâmetros já definidos, sem a incorporação de *feedback* do desempenho real da rotação do disco, todo o processo pode ser observado de acordo com a Figura 10.

Figura 10 - Representação de um sistema em malha aberta.

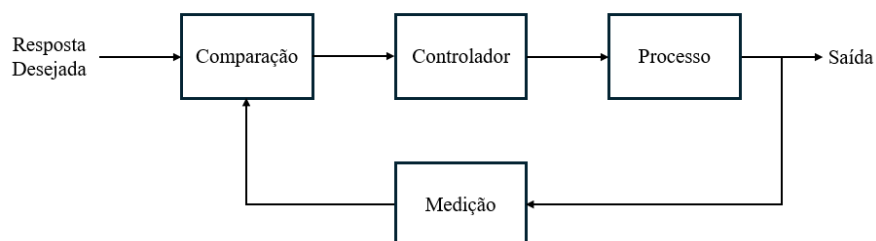


Fonte: Adaptado de Dorf e Bishop, 2008.

2.2.2 Malha fechada

Os sistemas de malha fechada representam uma abordagem sofisticada no campo da engenharia de controle, proporcionando um método dinâmico e adaptativo para regular e aprimorar o desempenho de sistemas diversos, Figura 11. Em essência, um sistema de malha fechada é caracterizado pela inclusão de um mecanismo de realimentação, onde a saída do sistema é continuamente comparada com a referência desejada, permitindo ajustes contínuos para minimizar erros e manter a estabilidade ao longo do tempo (OGATA, 2010).

Figura 11 - Sistema de controle de malha fechada.



Fonte: Adaptado de Dorf e Bishop, 2008.

Segundo Ogata (2010), a base desse conceito está na compreensão de que, para controlar efetivamente um sistema, é necessário monitorar constantemente sua resposta em relação aos objetivos desejados. Esta abordagem contrasta com os sistemas de malha aberta, nos quais não há realimentação e, conseqüentemente, a resposta do sistema não é ajustada em tempo real.

O sistema de malha fechada é composto por elementos inter-relacionados sendo eles (DORF; BISHOP, 2008):

- Planta: Este é o componente físico ou dinâmico que está sendo controlado. Pode variar amplamente, desde um complexo processo industrial até um sistema elétrico simples.
- Medição: Responsável por monitorar a saída real do sistema. A informação coletada pelo sensor é enviada para o controlador.

- Comparador: Responsável por comparar a saída real com a referência desejada.
- Controlador: Este componente recebe o sinal de erro do comparador e efetua os ajustes necessários no sistema. Esses ajustes têm como objetivo alinhar a saída do sistema com a referência desejada, fechando o ciclo de realimentação.

Dorf e Bishop (2008) representam de maneira eficaz o processo de controle de malha fechada ao empregar uma analogia com um motorista que deseja chegar ao seu destino. No início dessa jornada, o motorista é o agente de entrada, responsável por definir a direção desejada da viagem. Essa preferência é a entrada inicial no sistema, representando a referência ou objetivo a ser atingido. O motorista, portanto, assume o papel de comparador para o sistema de controle.

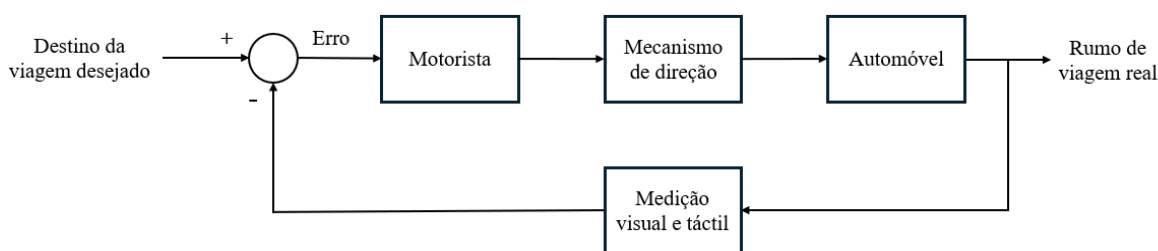
O mecanismo de direção do automóvel atua como o controlador nesse contexto. Ele interpreta as instruções do motorista, convertendo-as em movimentos físicos nas rodas do veículo. Este processo de transformação de comandos do motorista em ações físicas é análogo à função de um controlador em um sistema de controle Dorf e Bishop (2008).

Esses autores destacam que a planta, neste caso, é o próprio automóvel. Ele recebe os comandos do mecanismo de direção e responde ajustando a posição das rodas de acordo. A dinâmica do veículo, incluindo fatores como a resposta das rodas à direção e a estabilidade, é controlada pela interação entre o mecanismo de direção e o automóvel como um todo.

A medição visual entra em cena como o processo de medição no sistema. O motorista utiliza seus sentidos visuais para avaliar constantemente a posição do veículo em relação ao rumo desejado. Essa observação é necessária para detectar desvios em relação ao curso desejado, agindo como um mecanismo de *feedback* no sistema (DORF; BISHOP, 2008).

O rumo real da viagem, determinado pela posição atual do veículo em relação ao objetivo estabelecido pelo motorista, representa a saída real do sistema. Este é o resultado da interação entre o motorista, o mecanismo de direção e o automóvel. Todo o processo descrito pode ser observado na Figura 12.

Figura 12 - Esquema de controle em malha fechada.



Fonte: Adaptado de Dorf e Bishop, 2008.

2.2.3 Controladores PI e PID

O controlador Proporcional-Integral e o controlador Proporcional-Integral derivativo (PID) são duas técnicas utilizadas no controle de sistemas dinâmicos em uma variedade de aplicações industriais. Ambos os controladores têm o objetivo de manter uma variável controlada o mais próximo possível de um valor desejado, conhecido como *setpoint*, ajustando a saída do sistema de acordo com o erro entre o *setpoint* e a variável controlada (OGATA, 2010).

O controlador PI consiste em duas ações de controle: proporcional e integral. A ação proporcional responde ao erro atual, enquanto a ação integral corrige erros acumulados ao longo do tempo. Isso significa que o controlador PI é capaz de eliminar ou reduzir o erro em regime permanente em sistemas que sofrem de desvios persistentes do *setpoint*. Por exemplo, em sistemas de controle de temperatura ou nível, o controlador PI pode garantir que a variável controlada atinja e mantenha o *setpoint* desejado sem oscilações significativas (OGATA, 2010). A saída proporcional e integral é representada por:

$$P(t) = K_p e(t) \quad (6)$$

Onde $P(t)$ é a saída proporcional, K_p é o ganho proporcional e $e(t)$ é o erro no tempo t .

$$I(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (7)$$

$I(t)$ é a saída integral, K_i é o ganho integral e $e(\tau)$ é o erro ao longo do tempo τ .

Já o controlador PID adiciona uma terceira ação de controle, a ação derivativa. Essa ação prevê as tendências futuras do erro com base na sua taxa de variação no tempo. Isso permite ao controlador PID antecipar mudanças no sistema e ajustar a saída de forma mais rápida e precisa. Em sistemas que exigem uma resposta rápida a mudanças repentinas o controlador PID pode proporcionar uma melhor estabilidade e um tempo de resposta mais rápido do que o controlador PI (OGATA, 2010). A saída derivativa é representada por:

$$D(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (8)$$

Onde $D(t)$ é a saída derivativa, K_d é o ganho derivativo e $\frac{de(t)}{dt}$ é derivada do erro em relação ao tempo.

No entanto, é importante notar que a adição da ação derivativa também pode aumentar a complexidade do controlador e tornar o sistema mais sensível a ruídos e perturbações. Portanto, a escolha entre um controlador PI e um controlador PID depende das especificidades do sistema e das exigências de desempenho (OGATA, 2010).

2.3 Eletrônica de potência

A eletrônica de potência compreende o processamento e o controle da energia elétrica por meio de conversores constituídos por dispositivos semicondutores. Em grande parte dessas aplicações, os componentes operam em regime de chaveamento, alternando entre os estados de condução e bloqueio para modificar os níveis e as formas de tensão e corrente fornecidos à carga. Essa área está presente em fontes de alimentação, sistemas de conversão de energia, reguladores de temperatura e acionamentos de motores elétricos, abrangendo aplicações de baixa a elevada potência (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

2.3.1 Chaves eletrônicas

De acordo com Hart (2012), uma chave eletrônica é definida por sua capacidade de alternar entre dois estados distintos: ligado e desligado. Em um cenário ideal, desconsiderando perdas, as chaves podem ser comparadas a um curto-circuito ou circuito aberto. No entanto, na prática, dispositivos reais consomem potência durante o estado ligado e durante as transições entre ligado e desligado.

Nos dispositivos reais, entretanto, existem perdas durante a condução e durante as transições entre os estados ligado e desligado. Apesar disso, a aproximação por chaves ideais é frequentemente empregada na análise inicial dos conversores, pois facilita a compreensão do funcionamento do circuito. Em etapas posteriores, as quedas de tensão, os tempos de comutação e as perdas são considerados para avaliar o desempenho e o dimensionamento dos componentes (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

2.3.1.1 Transistores de potência

Os transistores de potência são dispositivos semicondutores plenamente controláveis, pois o sinal aplicado ao terminal de controle permite comandar tanto a entrada em condução quanto o desligamento. Quando utilizados como chaves, operam alternadamente

entre as regiões de bloqueio e de condução, evitando a permanência prolongada na região linear, na qual a dissipação de potência tende a ser mais elevada (HART, 2012).

Em comparação aos tiristores, a velocidade de chaveamento dos transistores modernos é substancialmente superior. Contudo, devido às suas especificações de tensão e corrente inferiores em comparação com as dos tiristores, esses transistores são comumente empregados em aplicações caracterizadas por baixa a média potência. Com o avanço contínuo na tecnologia de semicondutores de potência, as especificações nominais dos transistores são aprimoradas de forma constante (RASHID, 2014). Esse autor ainda classifica os transistores de potência em categorias distintas, sendo elas:

- a) MOSFETs - transistores de efeito de campo de óxido metálico semicondutor.
- b) BJTs - transistores bipolares de junção.
- c) IGBTs - transistores bipolares de porta isolada.
- d) SITs - transistores de indução estática.

2.3.1.1.1 MOSFETs

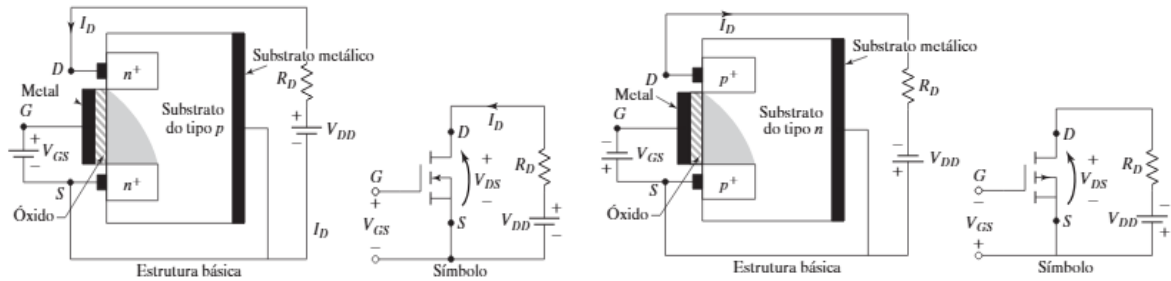
O MOSFET é um transistor de efeito de campo cujo acionamento é realizado pela tensão aplicada entre os terminais *gate* (porta) e *source* (fonte). Por apresentar elevada impedância de entrada, o dispositivo demanda corrente principalmente durante a carga e a descarga de suas capacitâncias internas. Nos MOSFETs de potência, essa característica, associada à elevada velocidade de chaveamento, favorece sua aplicação em conversores que operam em frequências relativamente altas (HART, 2012).

Os MOSFETs podem ser classificados de acordo com o tipo predominante de portadores de carga presentes no canal de condução, sendo divididos em dispositivos de canal *n* e canal *p*. Nos dispositivos de canal *n*, a condução ocorre predominantemente por elétrons, enquanto nos dispositivos de canal *p*, a condução ocorre predominantemente por lacunas (NEAMEN, 2003).

Nos MOSFETs do tipo intensificação, a condução entre os terminais *drain* (dreno) e *source* (fonte) ocorre somente quando a tensão aplicada entre o *gate* (porta) e o *source*, denominada tensão *gate-source* (V_{GS}) supera a tensão limiar (V_T) necessária para a formação do canal de condução. Nos dispositivos de canal *n*, essa tensão possui polaridade positiva, enquanto nos dispositivos de canal *p* apresenta polaridade negativa. Uma vez formado o canal, a corrente *drain-source* (I_{DS}) passa a circular entre os terminais do dispositivo. A Figura 13

ilustra as estruturas básicas e as simbologias dos MOSFETs tipo intensificação de canais p e n , respectivamente (RASHID, 2014).

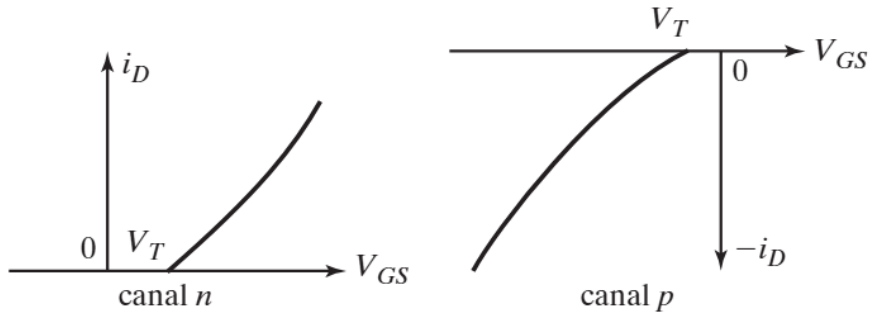
Figura 13 - Estruturas básicas e simbologias do MOSFET tipo intensificação de canais p e n .



Fonte: Rashid, 2014.

A Figura 14 apresenta a relação entre a tensão V_{GS} e a corrente I_D para MOSFETs dos canais n e p . Observa-se que a condução do dispositivo depende diretamente da tensão aplicada entre os terminais *gate* e *source*. Nos MOSFETs de canal n , o aumento de V_{GS} acima da tensão limiar V_T promove o aumento da corrente I_D . Já nos dispositivos de canal p , o comportamento é análogo, porém com polaridades invertidas (RASHID, 2014).

Figura 14 - Relação entre V_{GS} dos canais n e p .



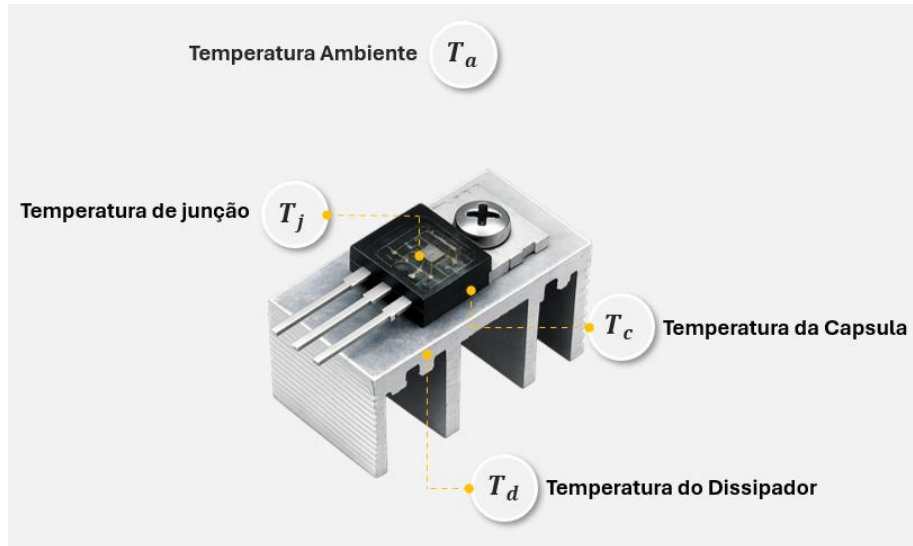
Fonte: Rashid, 2014.

2.3.2 Dissipador de calor

Um dissipador de calor é um componente usado em eletrônicos para dissipar o calor gerado pelos componentes internos, como processadores, circuitos integrados, e outros dispositivos de alta potência. Esses componentes são frequentemente feitos de materiais condutores de calor, como alumínio ou cobre, devido às suas propriedades de dissipação de calor eficazes. Eles são projetados com uma grande área superficial e, às vezes, possuem aletas ou nervuras para aumentar ainda mais a área de contato com o ar circundante (QUEVEDO, 2018).

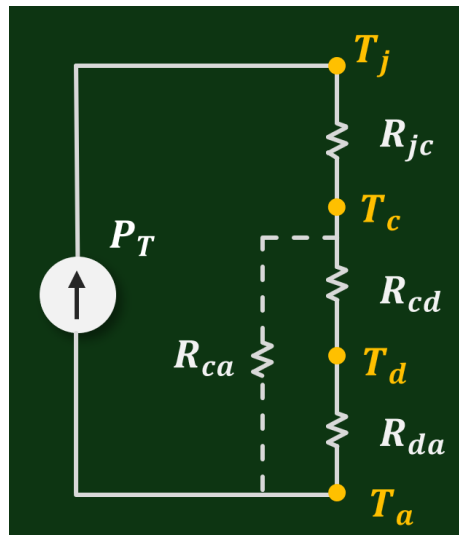
O calor é gerado na junção do semicondutor, onde a temperatura é mais crítica (T_j). A energia térmica flui para o encapsulamento (T_c), depois para o dissipador (T_d) e, finalmente, para o ambiente (T_a). Esse processo é representado por um circuito térmico equivalente, mostrado na Figura 15 e Figura 16 que utiliza a analogia com a Lei de Ohm (QUEVEDO, 2018).

Figura 15 - Variáveis térmicas no processo de dissipação de calor.



Fonte: Autores, 2026.

Figura 16 - Circuito térmico equivalente de dissipação de calor.



Fonte: Adaptado de Quevedo, 2018.

Descrição dos elementos da Figura 16:

- a) T_j : Temperatura de junção do semicondutor.
- b) T_c : Temperatura do componente (encapsulamento).
- c) T_d : Temperatura do dissipador.

- d) T_a : Temperatura ambiente.
- e) P_t : Potência térmica dissipada pelo dispositivo.
- f) R_{jc} : Resistência térmica entre junção e encapsulamento.
- g) R_{cd} : Resistência térmica entre encapsulamento e dissipador.
- h) R_{da} : Resistência térmica entre dissipador e ambiente.
- i) R_{ca} : Resistência térmica direta entre componente e ambiente (sem dissipador).

Dessa forma, a resistência térmica representa a oposição à transferência de calor, enquanto a potência dissipada atua como a fonte responsável pela elevação da temperatura ao longo do caminho térmico. A partir dessa analogia, obtém-se a relação entre a diferença de temperatura da junção para o ambiente e a resistência térmica equivalente do sistema (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020)

Diferença total entre temperatura de junção e ambiente:

$$T_j - T_a = (R_{jc} + R_{ca})P_t = R_{ja} \cdot P_t \quad (9)$$

Temperatura máxima da junção:

$$T_{jmax} = (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \cdot P_t + T_a \quad (10)$$

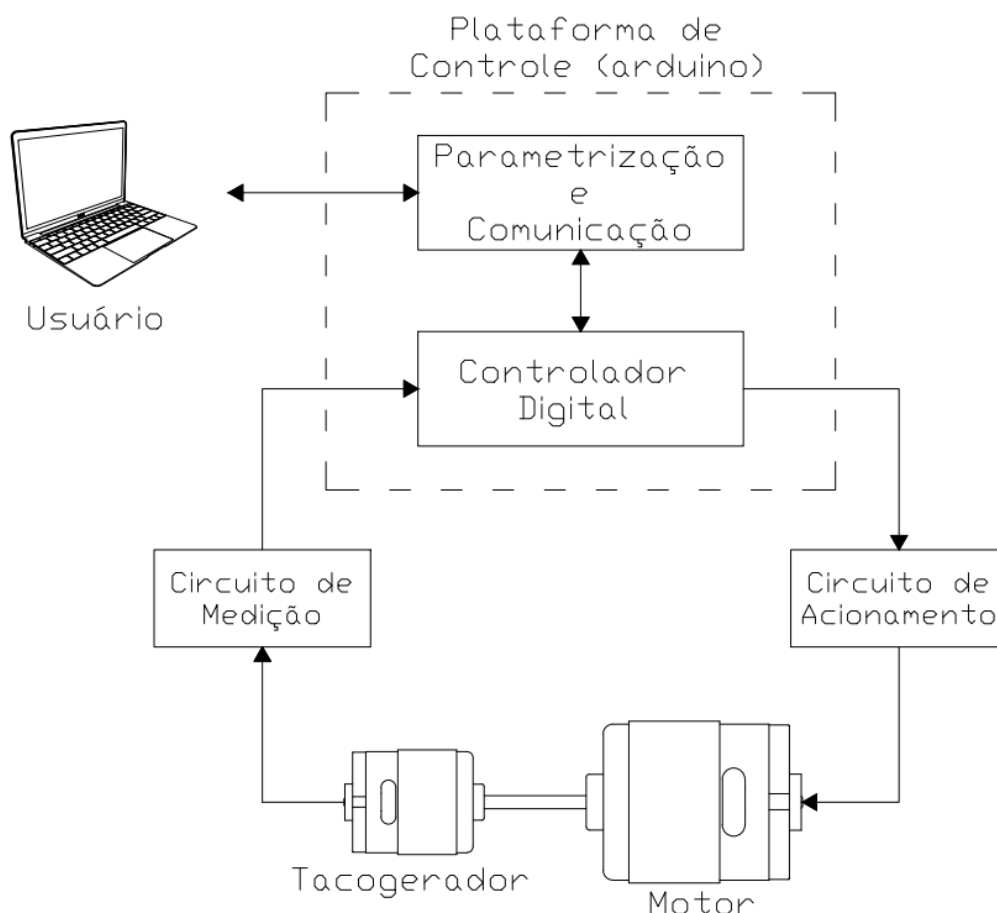
Ao manipular R_{da} ainda podemos encontrar a resistência térmica do dissipador de calor, sendo:

$$R_{da} \leq \frac{T_{j,max} - T_a}{P_t} - R_{jc} - R_{cd} \quad (11)$$

3 DESENVOLVIMENTO

Nesta seção será apresentado o desenvolvimento e construção do sistema de controle de velocidade de um motor CC em malha fechada, iniciando pela montagem física do circuito experimental e pela integração operacional entre os dois motores envolvidos. O projeto foi estruturado em torno do microcontrolador, Arduino Uno, que foi utilizado como plataforma de controle. O esquema do sistema pode ser visualizado na Figura 17.

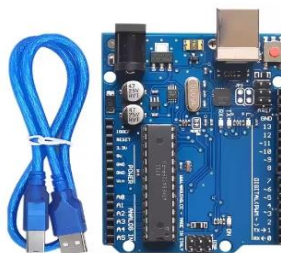
Figura 17 - Diagrama de blocos do sistema de controle objetivo do estudo.



Fonte: Adaptado de Serralheiro e Souza, 2012.

Conforme apresentado, o Arduino foi adotado como plataforma de controle sendo responsável pela leitura do sinal de realimentação, pelo cálculo do erro de velocidade, pela geração do sinal PWM e, também, pelo controlador implementado no sistema. Na Figura 18, apresentam-se o Arduino Uno e o cabo de comunicação utilizados tanto para a programação quanto para a troca de informações via monitor serial.

Figura 18 - Cabo de comunicação e Arduino Uno R3.



Fonte: Arduino, 2023.

O acionamento do motor, por sua vez, é realizado através do circuito de potência composto por uma fonte de alimentação com saída variável 30 Volts, Figura 19, além de um MOSFET e componentes auxiliares necessários ao funcionamento do circuito de acionamento. O motor principal, exibido na Figura 20, recebe a tensão modulada via PWM proveniente do circuito de acionamento.

Figura 19 - Fonte de alimentação variável.



Fonte: Instrutherm, 2026.

Figura 20 - Motor CC.



Fonte: Mercado Livre, 2026.

A velocidade do sistema é obtida por meio do tacogerador que, por sua vez, é acoplado mecanicamente ao eixo do motor principal. À medida que o motor principal gira, o tacogerador produz uma tensão proporcional à sua rotação, fornecendo ao Arduino o sinal da tensão instantânea. Com essas informações o sistema consegue operar em malha fechada e controlar o motor conforme seu comportamento real. A Figura 21 apresenta o motor de ímã permanente utilizado como tacogerador no projeto.

Figura 21 - Tacogerador.



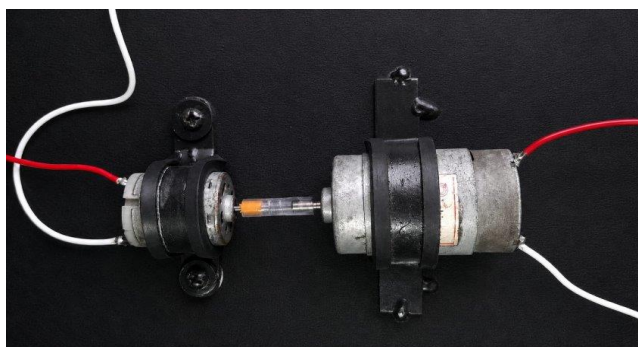
Fonte: Mercado Livre, 2026.

As demais figuras relativas ao circuito, aos componentes e às medições serão apresentadas ao longo deste capítulo, conforme se tornarem necessárias para a compreensão do desenvolvimento.

3.1 Descrição e construção do sistema experimental

Essa etapa envolveu a montagem do sistema experimental destinado à implementação e validação da malha de controle proposta. Inicialmente, foi realizada a montagem do conjunto motor-tacogerador de forma a garantir estabilidade durante a operação e testes. O conjunto montado pode ser observado na Figura 22 e, seus respectivos dados, na Tabela 1.

Figura 22 - Sistema motor-tacogerador.



Fonte: Autores, 2026.

Tabela 1 - Especificações técnicas dos motores utilizados

Aplicação	Tensão (Operação)	Tensão (Nominal)	Corrente (A vazio)	Corrente (Nominal)	Torque (Nominal)	Rotação (Nominal)
Motor	6–18 V	12 V	1,35 A	6,5 A	390 gf·cm	15700 rpm
Tacogerador	6–25 V	12 V	0,17 A	0,59 A	78,8 gf·cm	5700 rpm

Fonte: Adaptado de Neoyama Automação, 2013.

Em seguida, foram integrados os dispositivos responsáveis pelo acionamento do motor, aquisição dos sinais e interface com a plataforma de controle. Essa etapa resulta na constituição do arranjo físico utilizado para a coleta de dados, análise de desempenho e funcionamento da malha desenvolvida.

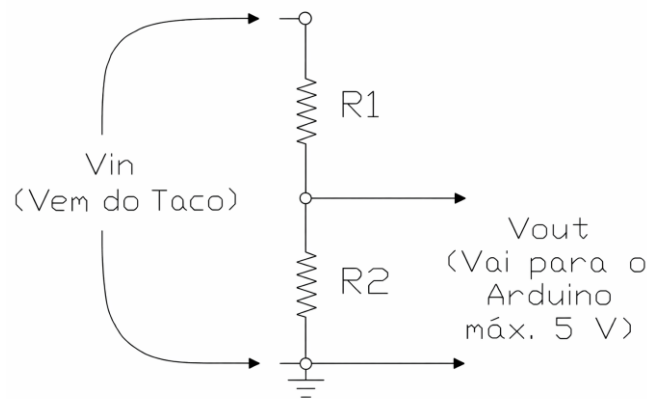
3.1.1 Calibração do Tacogerador

Ao acionar diretamente o conjunto motor–tacogerador por meio da fonte de saída variável, observou-se o comportamento esperado: o tacogerador operou como um gerador de

corrente contínua, fornecendo uma tensão proporcional à velocidade aplicada ao seu eixo. Esse funcionamento é possível porque seu campo magnético é produzido por ímãs permanentes, o que permite a geração de tensão mesmo na ausência de alimentação externa (CHAPMAN, 2013).

Desse modo, a tensão gerada pelo tacogerador foi medida com o auxílio de um multímetro para cada nível de tensão aplicado ao motor principal por meio da fonte de alimentação. Ao analisar esses dados, verificou-se que a tensão gerada pelo tacogerador excedia o limite suportado pelas entradas analógicas do Arduino que, conforme fabricante, não devem receber valores superiores a 5 volts. Para adequar o sinal a valores corretos de operação e processamento do Arduino, foi implementado um divisor de tensão utilizando resistores montados em protoboard. O esquema desse circuito pode ser observado na Figura 23.

Figura 23 - Representação do circuito divisor de tensão.



Fonte: Autores, 2026.

Utilizando-se da Equação 12, vista a seguir, foram determinados os valores adequados dos resistores, que, por sua vez, seriam capazes de assegurar o funcionamento correto do circuito sem risco de sobretensão ao Arduino.

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (12)$$

Para atender a essa necessidade foi realizado o cálculo dos valores dos resistores que permitissem o máximo valor desejado para a entrada analógica do Arduino (V_{out}) levando em consideração o máximo valor obtido nos terminais do tacogerador (V_{in}). Dessa forma, substituindo os valores de tensão na equação, obteve-se a seguinte relação:

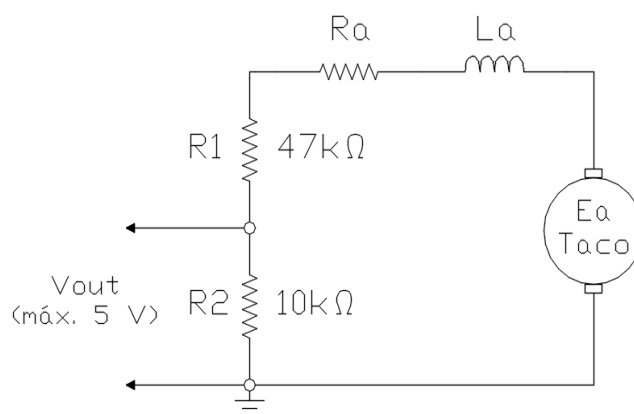
$$\frac{5}{25} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (13)$$

Estrategicamente, adotou-se o valor de um resistor comercial para o Resistor 2, sendo $R_2 = 10\text{ k}\Omega$, com o objetivo de encontrar o valor de R_1 utilizando-se da Equação 14. Operando, matematicamente, tem-se:

$$R_1 = 40\text{ k}\Omega \quad (14)$$

A partir do valor encontrado ao solucionar a equação, foi escolhido um resistor comercial de $47\text{ k}\Omega$, aproveitando-se, então, de resistores que se encontravam disponíveis no Laboratório de Eletrônica do *Campus*. A Figura 24 representa a ligação elétrica do conjunto tacogerador-divisor de tensão, onde a tensão sobre o resistor R_2 corresponde ao sinal de saída do circuito e será aplicado à entrada analógica do Arduino.

Figura 24 - Representação do circuito do divisor de tensão conectado ao tacogerador.



Fonte: Autores, 2026.

3.1.1.1 Condicionamento do sinal

Após realizar a etapa de adequação dos valores de tensão para a entrada analógica do Arduino, os dados foram tratados no código de forma a representar o valor em *bits* em sinal de tensão. O código abaixo é responsável por fazer essa conversão, Figura 25.

Figura 25 - Conversão do sinal analógico em Volts.

```

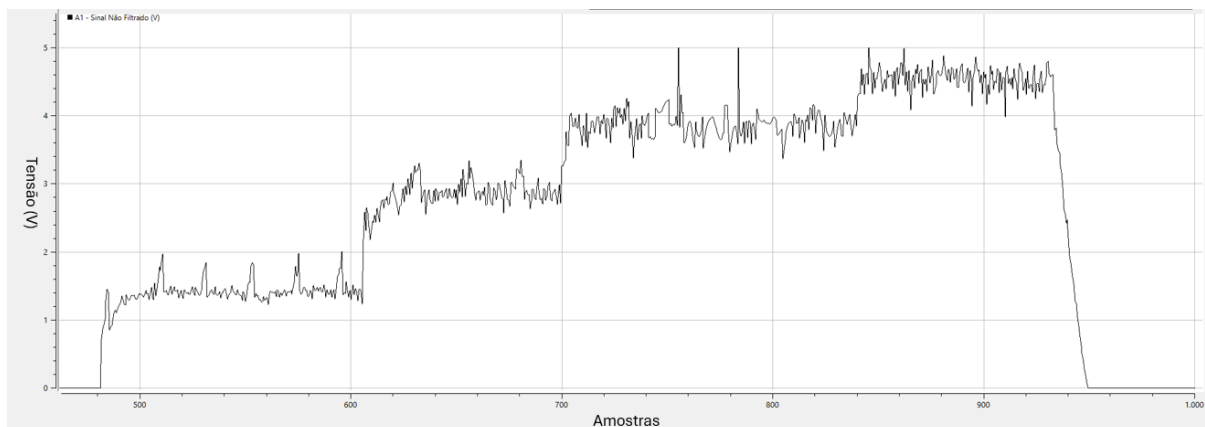
Conv.sinalA0emVolts.ino
1  float tensaoTaco = 0;           // tensão medida no divisor (até 5V)
2  float tensaoConvertida = 0;    // para cálculo de remapeamento
3
4  void setup() {
5      Serial.begin(9600);         // inicia comunicação serial
6      analogReference(DEFAULT);   // usa 5V como referência (padrão)
7  }
8
9  void loop() {
10     tensaoTaco = analogRead(A1); // lê valor na entrada analógica A0 (0~1023)
11     tensaoConvertida = (tensaoTaco * 5.0) / 1023.0; // converte o sinal de Bits para Volts (até 5V)
12
13     Serial.println(tensaoConvertida);
14 }

```

Fonte: Autores, 2026.

Após realizar o remapeamento do sinal, pôde-se utilizar o *software SerialPlot* para gerar o gráfico através da coleta de dados pela porta analógica, Figura 26. Esse gráfico representa a tensão, em volts, e está com a escala do eixo Y calibrado de 0 a 5,5 volts.

Figura 26 - Plot da curva de tensão do taco.



Fonte: Autores, 2026.

Adicionalmente, foi realizada a análise da frequência de amostragem do sistema. Com base na relação entre o número de amostras registradas e o intervalo de tempo analisado, verificou-se uma frequência máxima de amostragem de, aproximadamente, 55 Hz. Esse valor representa a taxa com que os dados de tensão provenientes do tacogerador foram adquiridos e disponibilizados para processamento pelo sistema.

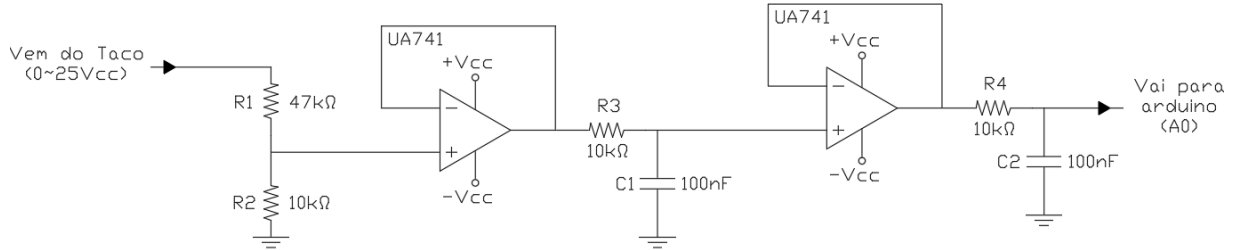
3.1.1.1.1 Implementação experimental do filtro passa-baixa

Durante os primeiros testes de aquisição do sinal do tacogerador, foi possível observar a presença de oscilações e variações indesejadas na tensão medida. A Figura 26 ilustra esse comportamento, evidenciando um sinal com variações rápidas e oscilações sobrepostas ao sinal de interesse, característica típica de ruído elétrico em sistemas com motores CC com escovas (CHAPMAN, 2013). Em sistemas de controle, essas perturbações podem prejudicar a leitura e comprometer o sinal de realimentação da malha.

Com o objetivo de melhorar a qualidade do sinal proveniente do tacogerador, foi implementado um filtro ativo passa-baixa de segunda ordem. O circuito adotado é apresentado na Figura 27, onde, após o divisor de tensão, foi empregado um amplificador operacional UA741 configurado como seguidor de tensão, ou *buffer* de ganho unitário. Nessa configuração, o amplificador não altera a amplitude do sinal, mas proporciona elevada impedância de entrada e baixa impedância de saída. Essa característica evita que os componentes do filtro alterem significativamente a relação do divisor resistivo e permite que o sinal seja transferido para o

primeiro estágio RC com menor influência do circuito subsequente (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

Figura 27 - Circuito de condicionamento do sinal do tacogerador.



Fonte: Autores, 2026.

A configuração selecionada experimentalmente foi constituída por dois estágios RC passa-baixa idênticos, desacoplados entre si por seguidores de tensão. Cada estágio é formado por um resistor (R) e um capacitor (C). A associação dos dois estágios introduz dois polos na resposta do circuito, resultando em uma atenuação assintótica de aproximadamente -40 dB/década, superior à inclinação de -20 dB/década apresentada por um único estágio RC. A frequência de corte de cada estágio é calculada conforme a Equação 15 (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013):

$$f_{C,estágio} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (15)$$

Considerando os valores de $R = 10 \text{ k}\Omega$ e $C = 100 \text{ nF}$, a substituição na Equação 15 resulta em:

$$f_{C,estágio} \approx 159,15 \text{ Hz} \quad (16)$$

Esse valor corresponde à frequência de corte individual de cada seção RC. Entretanto, como o circuito é constituído por dois estágios passa-baixa idênticos conectados em cascata e isolados por seguidores de tensão, a frequência de corte global do conjunto pode ser determinada com base na relação apresentada por Boylestad e Nashelsky (2013), em que n representa o número de estágios idênticos conectados em cascata:

$$f_{C,global} = f_{C,estágio} \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \quad (17)$$

Considerando o número de estágios empregados no circuito, $n = 2$, e o valor da frequência de corte por estágio obtido anteriormente, tem-se:

$$f_{C,global} \approx 102,44 \text{ Hz} \quad (18)$$

Portanto, embora cada estágio apresente uma atenuação de aproximadamente 3 dB em 159,15 Hz, nessa mesma frequência a associação dos dois estágios apresenta uma atenuação total de aproximadamente 6 dB. O ponto de -3 dB da resposta global ocorre em aproximadamente 102,44 Hz, valor correspondente à frequência de corte efetiva do filtro de segunda ordem implementado.

3.1.1.1.2 Avaliação experimental do desempenho do filtro

A fim de analisar o efeito do circuito de filtragem implementado, foi desenvolvido o código apresentado na Figura 28. Esse código tem como finalidade realizar a leitura simultânea de dois sinais analógicos após o divisor de tensão: o sinal filtrado, aplicado à entrada A0 do Arduino, e o sinal não filtrado, conectado diretamente à entrada A1. Esse recurso possibilitou a comparação direta entre os sinais, permitindo comparar o sinal filtrado e o sinal não filtrado, de modo a analisar o desempenho do filtro na qualidade da leitura.

Figura 28 - Código para comparação dos sinais.

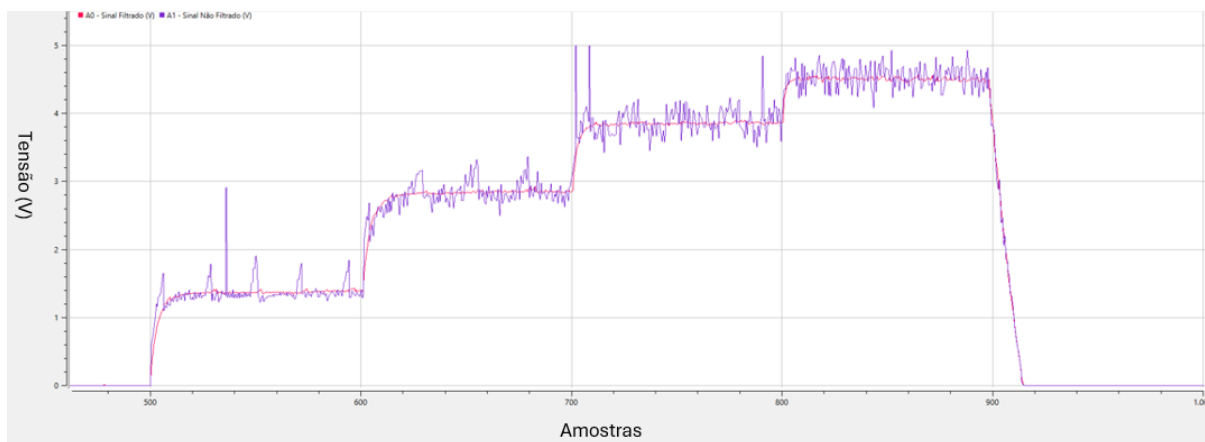
```
SinalFiltradoVsNaoFiltrado.ino
1  float tensaoTaco = 0;           // leitura em A0 (A0 - sinal filtrado, até 5V)
2  float tensaoConvertida = 0;     // conversão para Volts (A0)
3  float tensaoTacoBruta = 0;      // leitura em A1 (sinal não filtrado, até 5V)
4  float tensaoBrutaConvertida = 0; // conversão para Volts (A1)
5
6  void setup() {
7      Serial.begin(9600);         // inicia comunicação serial
8      analogReference(DEFAULT);   // usa 5V como referência (padrão)
9  }
10
11 void loop() {
12     // --- Sinal filtrado (A0) ---
13     tensaoTaco = analogRead(A0);
14     tensaoConvertida = (tensaoTaco * 5.0) / 1023.0;
15
16     // --- Sinal não filtrado (A1) ---
17     tensaoTacoBruta = analogRead(A1);
18     tensaoBrutaConvertida = (tensaoTacoBruta * 5.0) / 1023.0;
19
20     Serial.print(tensaoConvertida);
21     Serial.print(" ");
22     Serial.println(tensaoBrutaConvertida);
23 }
```

Fonte: Autores, 2026.

A Figura 29 apresenta a visualização gráfica dos sinais por meio do *software SerialPlot*, ferramenta utilizada neste trabalho para o monitoramento e análise do comportamento das variáveis do sistema em tempo real, através da execução do código do Arduino. Sendo assim, ao avaliar a imagem, pode-se observar que o sinal não filtrado (curva roxa) apresenta variações mais acentuadas, enquanto o sinal filtrado (curva vermelha) exibe um comportamento mais estável, evidenciando a atenuação dos ruídos presentes no sinal de

medição.

Figura 29 - Comparação gráfica dos sinais medidos.



Fonte: Autores, 2026.

3.1.1.2 Correlação tensão–velocidade do sistema

Conforme já demonstrado, existe uma relação de linearidade entre a tensão gerada pelo tacogerador e a velocidade do motor principal. Com base nessa relação, utilizou-se a entrada analógica do microcontrolador para correlacionar essas duas variáveis no código. Para isso, foi necessário estabelecer uma equação capaz de estimar a velocidade do motor principal a partir da tensão gerada pelo tacogerador ao Arduino.

A equação foi desenvolvida por meio do método de regressão linear, o qual, segundo Montgomery, Peck e Vining (2012), constitui uma técnica estatística fundamental que busca modelar a relação entre variáveis, ajustando uma função que minimize os erros entre valores observados e valores previstos.

3.1.1.2.1 Desenvolvimento do modelo linear para estimar velocidade

Para a obtenção desta equação, utilizou-se a fonte de alimentação variável, já apresentada anteriormente, por meio da qual foram ajustados diferentes valores de tensão para o acionamento do motor principal. Em seguida foi registrado, com o auxílio de um tacômetro digital, a velocidade de rotação do motor e, também, com multímetro, a tensão V_{Out} .

Com os ensaios realizados e os dados obtidos, foi construída a Tabela 2, a seguir, na qual se encontram os valores registrados durante os testes.

Tabela 2 - Valores coletados para calcular a equação de velocidade.

$V_{Out}(V)$	Velocidade (rpm)
0,545	1697

0,991	3380
1,436	5060
1,882	6743
2,327	8422
2,518	9143
2,773	10106
3,218	11785
3,664	13468

Fonte: Autores, 2026.

Para representar matematicamente o conjunto de dados coletados, Tabela 2, foi empregada a regressão linear pelo método dos mínimos quadrados, que considera simultaneamente todos os pontos experimentais e minimiza globalmente as diferenças entre os valores medidos e estimados. Esse procedimento torna o ajuste menos sensível a erros isolados do que uma equação determinada com apenas dois pontos (MONTGOMERY; PECK; VINING, 2012).

Dessa forma, foi desenvolvido um código no *GNU Octave* para calcular os coeficientes da reta e determinar a equação que descreve a variação da velocidade do motor em função da tensão aplicada à entrada analógica do microcontrolador Arduino. O código utilizado e a equação obtida são apresentados, respectivamente, na Figura 30 e na Equação 19.

Figura 30 - Código no *Octave* para cálculo da regressão linear.

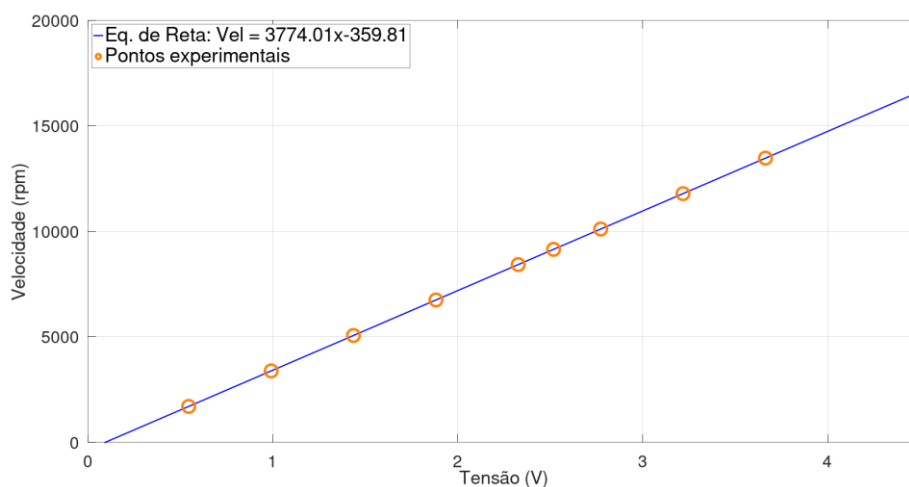
```
% Regressao linear entre tensao do tacogerador e velocidade do motor
% Dados experimentais
tensao = [0.545, 0.991, 1.436, 1.882, 2.327, 2.518, 2.773, 3.218, 3.664]; % Volts
velocidade = [1697, 3380, 5060, 6743, 8422, 9143, 10106, 11785, 13468]; % Velocidade (rpm)
% Regressao linear (reta: v = ax + b)
[p, S] = polyfit(tensao, velocidade, 1);
a = p(1); % coeficiente angular
b = p(2); % intercepto
% Exibir equacao ajustada
fprintf('Equacao da regressao linear:\n');
fprintf('Velocidade = %.2f * Vout + %.2f\n', a, b);
```

Fonte: Autores, 2026.

$$Velocidade = 3774.01x - 359.81 \quad (19)$$

Com o objetivo de avaliar a aderência da Equação 19 aos pontos coletados, foi construído o gráfico, apresentado na Figura 31, no qual se comparam a reta obtida e os valores experimentais medidos na planta.

Figura 31 - Comparação entre a equação de velocidade e os dados experimentais.



Fonte: Autores, 2026.

Observando a Figura 31, nota-se que a reta obtida passa por todos os pontos experimentais, o que indica boa aderência do modelo calculado aos dados medidos. Segundo Montgomery, Peck e Vining (2012), quando os valores experimentais se distribuem próximos à curva ajustada, o modelo pode ser considerado adequado para representar a relação entre as variáveis analisadas.

Dessa forma, a equação obtida se mostra satisfatória e será utilizada na etapa seguinte do projeto, na qual a tensão do tacogerador passará a servir como base para a estimativa da velocidade do motor principal no sistema de controle por meio do modelo linear levantado com dados experimentais.

3.1.1.3 Implementação da equação de velocidade no Arduino

Após a obtenção e validação do modelo linear, a equação de velocidade foi implementada ao código já existente no Arduino. Dessa forma, os valores de tensão adquiridos pela entrada analógica passaram a ser convertidos diretamente em velocidade de rotação do motor principal. A Figura 32 apresenta o trecho do código desenvolvido para essa finalidade.

Figura 32 - Código com equação de velocidade implementada.

```

9
10 void loop() {
11     tensaoTaco = analogRead(A0);           // lê valor na entrada analógica A0 (0-1023)
12     tensaoConvertida = (tensaoTaco * 5.0) / 1023.0; // converte o sinal de Bits para Volts (até 5V)
13     Velocidade = (3774.01 * tensaoConvertida) - 359.81; // calcula velocidade em rpm
14
15     // garante que não existam valores negativos
16     if (Velocidade < 0) {
17         Velocidade = 0;
18     }
19 }

```

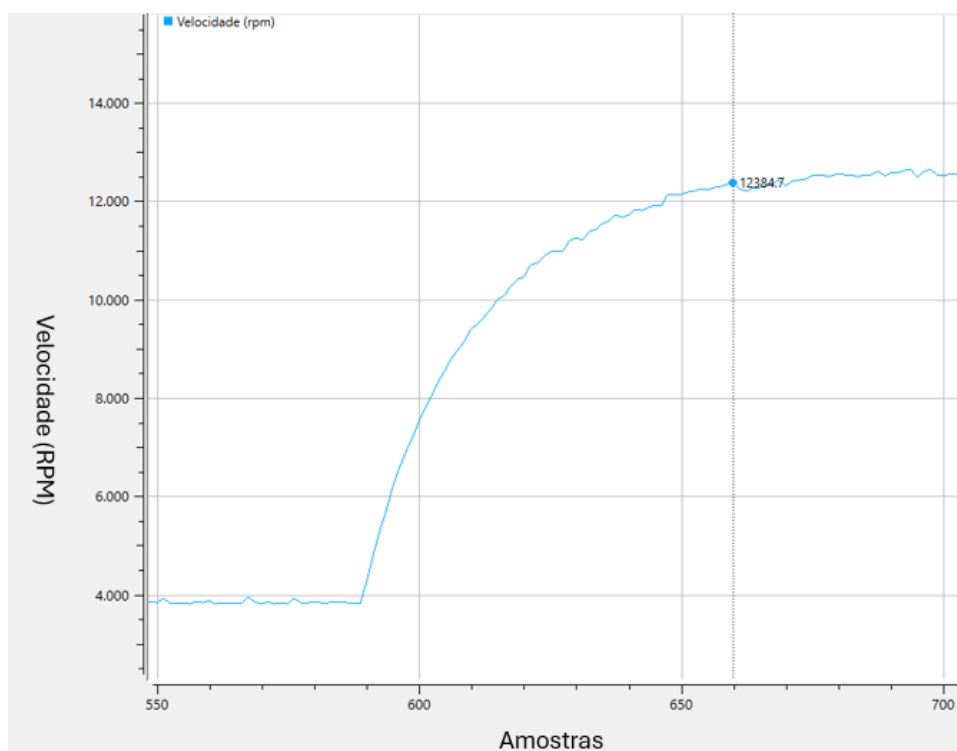
Fonte: Autores, 2026.

No código apresentado, foi inserida uma estrutura condicional *if*, entre as linhas 16 e 18, para impedir que a velocidade calculada assumisse valores negativos quando o motor estivesse parado. Esse resultado ocorre devido ao intercepto negativo da equação implementada. Como a forma de acionamento permite apenas a rotação em um único sentido, valores negativos de velocidade não representam o comportamento físico do sistema. Dessa forma, a velocidade mínima foi limitada a zero, tornando a leitura coerente com a operação real do motor.

3.1.1.3.1 Monitoramento da velocidade pelo *SerialPlot*

A partir da implementação da equação de velocidade no Arduino, tornou-se possível acompanhar, em tempo real, a velocidade estimada do motor a partir do sinal fornecido pelo tacogerador. O *software SerialPlot* permitiu a visualização gráfica da velocidade durante os ensaios experimentais. A Figura 33 apresenta a variação da velocidade estimada ao longo do tempo.

Figura 33 - Visualização do gráfico de velocidade do motor principal.



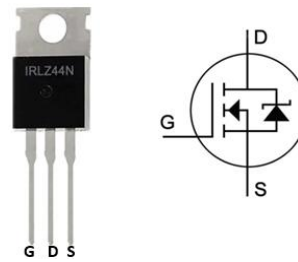
Fonte: Autores, 2026.

3.1.2 Variação dinâmica da tensão de alimentação

Após o tratamento do sinal analógico utilizado como *feedback* da planta, identificou-se a necessidade de desenvolver uma nova estratégia de acionamento do motor. Isso

porque, na forma como havia sido implementado até então, não era possível realizar a variação automática da tensão aplicada ao motor, sendo necessário ajustá-la manualmente por meio da fonte de alimentação variável. Para contornar essa limitação, será adotado um MOSFET modelo IRLZ44N, Figura 34, que atuará como elemento chaveado de potência, permitindo que a tensão média aplicada ao motor seja controlada de forma dinâmica pelo sistema.

Figura 34 - MOSFET IRLZ44N e seu esquema elétrico.



Fonte: Mercado Livre, 2026.

3.1.2.1 Escolha do MOSFET IRLZ44N para o circuito de acionamento

Conforme apresentado na Tabela 1, o motor utilizado possui tensão nominal de 12 V. Esse valor é compatível com as especificações do MOSFET, uma vez que o componente apresenta tensão de ruptura dreno-fonte de 55 V, conforme indicado na Figura 35, sendo esse valor superior à tensão de operação do motor.

Figura 35 - Características elétricas do MOSFET em $T_j = 25^\circ\text{C}$.

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.070	—	V/°C	Reference to 25°C , $I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.022	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 25A$ ④
		—	—	0.025		$V_{GS} = 5.0V, I_D = 25A$ ④
		—	—	0.035		$V_{GS} = 4.0V, I_D = 21A$ ④
		—	—	—		
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.0	—	2.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_s	Forward Transconductance	21	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 25A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 16V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -16V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	48	nC	$I_D = 25A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	8.6		$V_{DS} = 44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	25		$V_{GS} = 5.0V$, See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = 28V$
t_r	Rise Time	—	84	—		$I_D = 25A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	26	—		$R_G = 3.4\Omega, V_{GS} = 5.0V$
t_f	Fall Time	—	15	—		$R_D = 1.1\Omega$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1700	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	400	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	150	—		$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5

Fonte: International Rectifier, 2003.

Ainda na Figura 35, observa-se que o IRLZ44N apresenta baixos valores de $R_{DS(on)}$ para tensões V_{GS} compatíveis com o nível lógico alto do sinal PWM fornecido pelo Arduino, de 5 V. Conforme especificado pelo fabricante, o componente apresenta $R_{DS(on)}$ máxima de $0,025 \Omega$ para $V_{GS} = 5 \text{ V}$, nas condições de ensaio indicadas no *datasheet*. Essa característica faz com que o MOSFET opere com baixa resistência entre dreno e fonte sem a necessidade de um circuito de acionamento de *gate* com tensão superior ao nível oferecido pelo Arduino (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2003).

De acordo com a Figura 36, o IRLZ44N possui capacidade de condução contínua de corrente de dreno de 47 A a 25°C e de 33 A a 100°C , nas condições especificadas pelo fabricante. Ao comparar esses valores com a corrente nominal do motor, de 6,5 A, indicada na Tabela 1, verifica-se que o componente apresenta margem de corrente suficiente para atuar no acionamento da carga.

Figura 36 - Limites físicos e elétricos do MOSFET utilizado.

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	47	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	33	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	160	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	110	W
	Linear Derating Factor	0.71	W/ $^\circ\text{C}$
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 16	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	210	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	25	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	11	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

Fonte: International Rectifier, 2003.

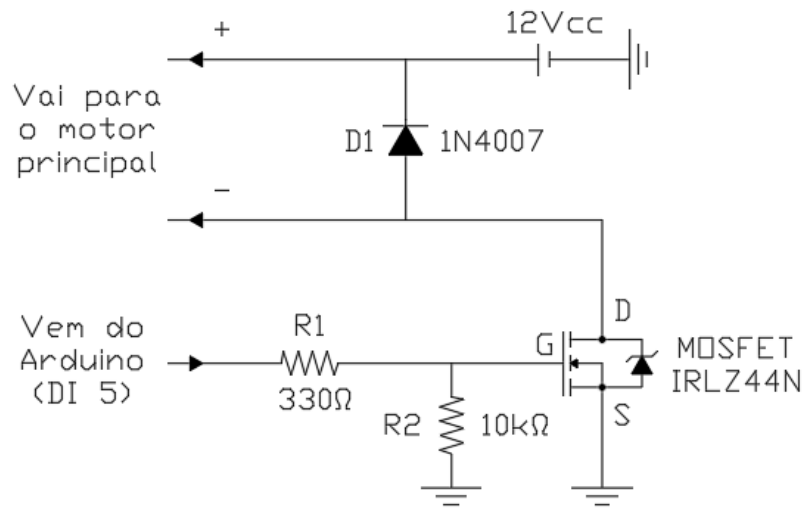
Portanto, considerando a compatibilidade da tensão V_{GS} com o valor de tensão fornecido pelo Arduino, os baixos valores de $R_{DS(on)}$, a tensão de operação do motor e a margem de corrente disponível, o IRLZ44N mostrou-se adequado para a aplicação proposta.

3.1.2.2 Implementação do novo circuito de acionamento

Após a definição do MOSFET IRLZ44N como elemento de chaveamento, tornou-se necessário realizar ajustes no circuito de acionamento do motor principal. Com base na análise realizada na Seção 3.1.2.1, a tensão definida no projeto (12 Vcc) é inferior à tensão máxima entre dreno e fonte suportada pelo MOSFET, o que permite a realização da ligação elétrica com segurança, sem risco de danificar o componente por sobretensão.

O esquema elétrico a seguir, Figura 37, representa a ligação realizada que integra o novo circuito de acionamento à planta. Foi adicionado um resistor de *pull-down*, R_2 , ao MOSFET para garantir que o componente permaneça desligado quando não houver sinal no *gate*, evitando acionamentos indesejados causados por flutuações ou ruídos elétricos em sua entrada. Essa prática é recomendada por Green e Zheng (2022), que indicam a inserção desse resistor com valor típico de 10 k Ω , valor adotado neste trabalho.

Figura 37 - Diagrama elétrico do acionamento da planta.



Fonte: Autores, 2026.

Além do resistor de *pull-down*, foi inserido o resistor R_1 em série com pino digital D5 do Arduino e o terminal *gate* do IRLZ44N. Essa medida foi adotada porque, embora o MOSFET seja um dispositivo acionado por tensão, sua estrutura interna possui capacitâncias parasitas. Devido a essa característica, durante as transições do sinal PWM, essas capacitâncias precisam ser carregadas e descarregadas, fazendo com que o pino digital do Arduino forneça corrente no acionamento e absorva corrente no desligamento do componente (GREEN; ZHENG, 2022).

Com o objetivo de limitar a corrente transitória associada à carga e à descarga do *gate* e evitar que o pino do Arduino seja exposto a correntes superiores à condição recomendada de operação, o valor mínimo do resistor de *gate*, $R_{G,mín}$, foi estimado pela relação entre a amplitude do sinal PWM, V_{PWM} , e a corrente de operação do pino, I_{OP} , conforme a Equação 20.

$$R_{G,mín} = \frac{V_{PWM}}{I_{OP}} \quad (20)$$

Para o dimensionamento desse resistor, adotou-se como referência a corrente de operação recomendada para os pinos de entrada e saída do Arduino Uno, correspondente a 20 mA, conforme indicado pelo fabricante e apresentado na Tabela 3:

Tabela 3 - Especificações técnicas Arduino Uno R3.

Parâmetro	Especificação
Microcontrolador	ATmega328P
Tensão de operação	5 V
Corrente contínua por pino de entrada/saída	20 mA

Fonte: Adaptado de Arduino, 2023.

Como o sinal PWM gerado pelo Arduino possui amplitude de 5 V, o valor mínimo do resistor de *gate*, para essa aplicação, resulta em:

$$R_{G\min} = 250 \, \Omega \quad (21)$$

Para o circuito implementado, adotou-se o valor comercial de $R_1 = 330 \, \Omega$, superior ao valor mínimo calculado de $R_{G,\min}$. Por meio da manipulação da Equação 20, obteve-se a estimativa da corrente de *gate*, resultando em aproximadamente 15,2 mA. Esse valor permanece abaixo do valor recomendado pelo fabricante para a operação do pino digital do Arduino.

A escolha do resistor R_1 também considerou a necessidade de evitar um valor excessivamente elevado, pois o aumento da resistência de *gate* reduz a corrente de carga e descarga das capacitâncias internas do MOSFET, podendo tornar mais lentas as transições de acionamento e desligamento. De acordo com Green e Zheng (2022), o resistor de *gate* limita a corrente de acionamento e influencia diretamente o tempo de chaveamento do componente.

Como medida de proteção do circuito de acionamento, foi utilizado um diodo 1N4007 conectado em antiparalelo com o motor. Essa configuração diodo de “roda livre”, garante que, quando o circuito é desligado, a corrente residual circule pelo diodo até que seja dissipada a energia armazenada no campo magnético do motor, evitando picos de tensão que poderiam danificar o MOSFET.

3.1.2.3 Inserção de comandos PWM via *Monitor Serial*

Com a nova estratégia de acionamento implementada, tornou-se necessário realizar ajustes no código de modo a permitir que a tensão aplicada ao motor fosse controlada diretamente pelo sistema, eliminando a necessidade de ajustes manuais por meio da fonte de

saída variável. Desse modo o PWM foi utilizado como variável de controle, sendo responsável por comandar o acionamento da planta. Para isso, foi implementado no código do Arduino um recurso de inserção de valores via Monitor Serial. A Figura 38 apresenta o código para esta finalidade.

Figura 38 - Código alterado para receber valores via monitor serial.

```

CodigoPWM_MS.ino
1 // PWM
2 const int PinoPwm = 5;           // pino PWM
3 int ValorPWM = 0;                // valor de 0 a 255
4
5 // Leitura analógica
6 float tensaoTaco = 0;           // tensão medida no divisor (até 5V)
7 float tensaoConvertida = 0;     // para cálculo de remapeamento
8 float Velocidade = 0;
9
10 void setup() {
11     Serial.begin(9600);          // inicia comunicação serial
12     pinMode(PinoPwm, OUTPUT);    // define o pino PWM como saída
13     analogReference(DEFAULT);    // usa 5V como referência (padrão)
14     analogWrite(PinoPwm, ValorPWM); // inicia PWM em 0
15 }
16
17 void loop() {
18     // --- Ajuste do PWM via serial ---
19     if (Serial.available() > 0) {
20         ValorPWM = Serial.parseInt(SKIP_ALL, '\n'); // lê valor numérico via monitor serial
21         if (ValorPWM >= 0 && ValorPWM <= 255) {      // limita o valor entre 0 e 255
22             analogWrite(PinoPwm, ValorPWM);        // escreve o valor no pino PWM
23         }
24     }
25
26     tensaoTaco = analogRead(A0);                    // lê valor na entrada analógica A0 (0-1023)
27     tensaoConvertida = (tensaoTaco * 5.0) / 1023.0; // converte o sinal de Bits para Volts (até 5V)
28     Velocidade = (3774.01 * tensaoConvertida) - 359.81; // calcula velocidade em rpm
29
30     // garante que não existam valores negativos
31     if (Velocidade < 0) {
32         Velocidade = 0;
33     }
34     Serial.print(ValorPWM);
35     Serial.print(" ");
36     Serial.println(Velocidade);
37 }

```

Fonte: Autores, 2026.

Os valores de PWM são inseridos pelo usuário e podem variar de 0 a 255. Essa faixa decorre da resolução de 8 bits utilizada pelo Arduino Uno para a geração do sinal PWM, permitindo representar 256 níveis possíveis de saída (ARDUINO, 2023). Esses valores correspondem, respectivamente, a uma faixa de 0% a 100% de *duty cycle*, mantendo-se uma relação proporcional entre o comando inserido e o tempo em que o sinal permanece em nível alto. Assim, quanto maior o valor de PWM aplicado, maior será o *duty cycle* e, consequentemente, maior será a tensão média aplicada ao motor.

De acordo com Arduino 2023, ao utilizar a função *analogWrite()* no pino digital D5 do Arduino Uno, o sinal PWM é gerado com frequência padrão aproximada de 980 Hz.

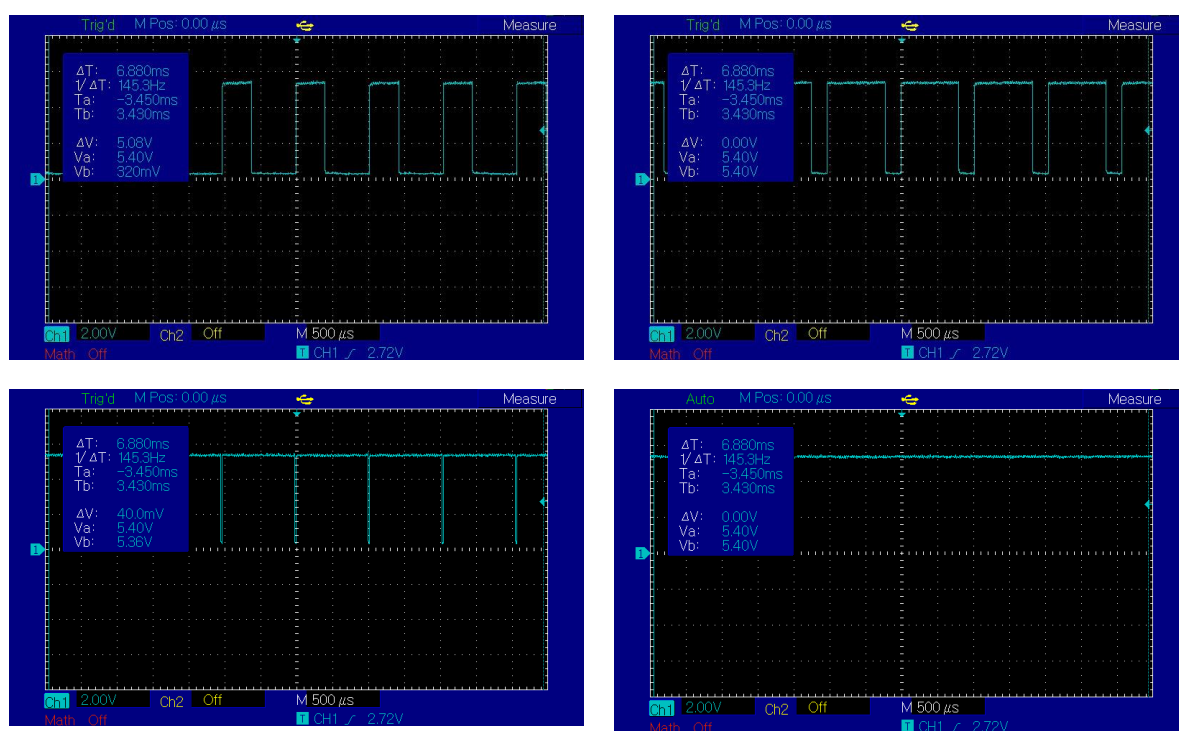
Dessa forma, no circuito desenvolvido, esse valor também corresponde à frequência de chaveamento imposta ao MOSFET durante o acionamento do motor.

3.1.2.3.1 Análise do sinal PWM gerado pelo microcontrolador

Após a modificação do código, conforme apresentado anteriormente, foram realizados testes com o objetivo de avaliar o desempenho e a resposta do sinal digital utilizado como saída PWM do microcontrolador.

Para a realização desses testes, utilizou-se um osciloscópio digital, por meio do qual foi possível observar o comportamento do sinal gerado enquanto os valores de PWM eram inseridos e variados através do *Monitor Serial*. A Figura 39 ilustra o sinal obtido ao realizar esses ensaios.

Figura 39 - Registros do sinal PWM gerado pelo microcontrolador.



Fonte: Autores, 2026.

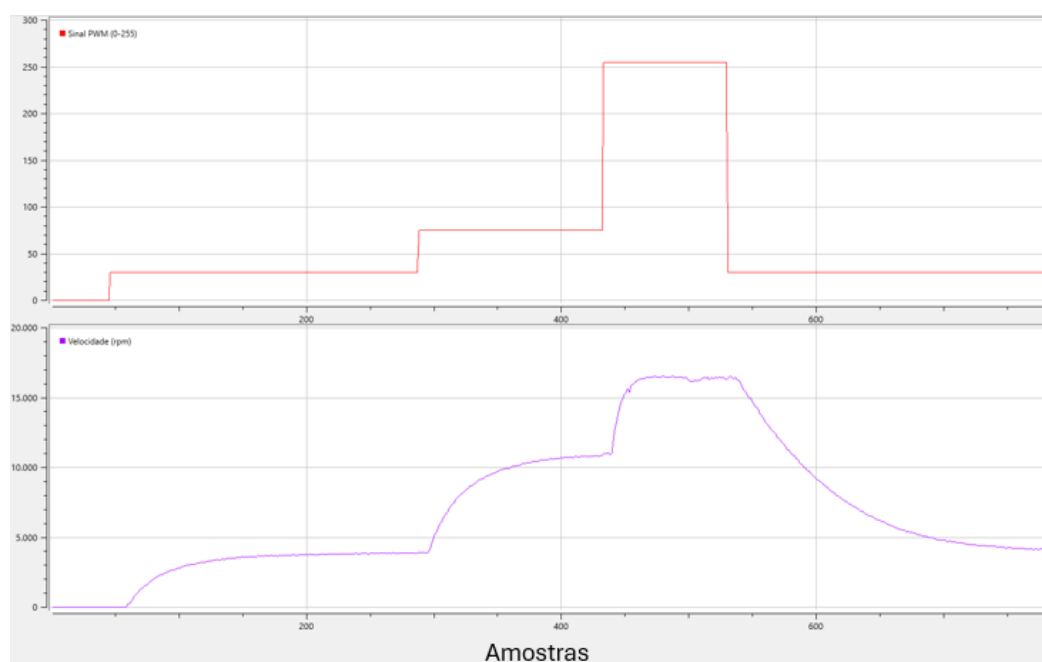
Os registros apresentados na Figura 39, obtidos por meio da função *print* do osciloscópio, permitiram observar a alteração do *duty cycle* do sinal PWM em função dos valores inseridos pelo usuário. Verificou-se que o aumento do comando provocou a ampliação do intervalo durante o qual o sinal permaneceu em nível alto, até atingir a condição de nível alto contínuo para o valor máximo de PWM.

Considerando a escala horizontal de $500\ \mu\text{s}$ por divisão, observou-se um período próximo de $1\ \text{ms}$, correspondente a uma frequência estimada próxima de $1\ \text{kHz}$. Esse resultado apresenta concordância com a frequência padrão aproximada de $980\ \text{Hz}$ indicada anteriormente.

3.1.2.4 Testes com a nova estratégia de acionamento

Após a alteração da forma de acionamento do sistema e a validação da inserção dos valores de PWM por meio do código, a planta foi novamente colocada em operação para a realização de novos testes. Nesta etapa, a saída da fonte de alimentação do circuito, Figura 19, foi mantida em 12 volts fixos, enquanto toda a dinâmica do sistema ocorreu a partir da variação dos valores de PWM enviados via *Monitor Serial*. O comportamento resultante do sistema foi observado e registrado, conforme apresentado na Figura 40, abaixo:

Figura 40 - Resposta da velocidade do motor à variação do sinal PWM.



Fonte: Autores, 2026.

Conforme mencionado, o gráfico apresentado na figura acima ilustra o comando e a resposta do sistema durante os testes de variação do sinal PWM. A linha vermelha representa o sinal de PWM aplicado ao circuito, inserido via *Monitor Serial*, enquanto a linha roxa corresponde ao *feedback* de velocidade obtido a partir do tacogerador acoplado ao motor principal.

O circuito respondeu de maneira estável e previsível, comprovando que é possível controlar a tensão média aplicada ao motor principal exclusivamente por meio da modulação

PWM, sem a necessidade de ajuste manual na fonte de alimentação, como ocorria anteriormente.

3.1.2.5 Comportamento térmico da chave eletrônica de potência

Durante a realização dos testes, observou-se que o MOSFET apresentou aquecimento durante o acionamento contínuo da planta. Esse comportamento é esperado, uma vez que o dispositivo dissipa parte da potência elétrica na forma de calor (MICROCHIP, 2007).

Com o objetivo de quantificar a temperatura atingida e verificar se o componente permanecia dentro dos limites de operação recomendados pelo fabricante, foi realizada uma análise térmica do componente. Para isso, utilizou-se uma câmera termográfica Flir C5, Figura 41, permitindo identificar, com precisão, os valores de temperatura no encapsulamento do MOSFET, também denominada temperatura de *case* (T_c).

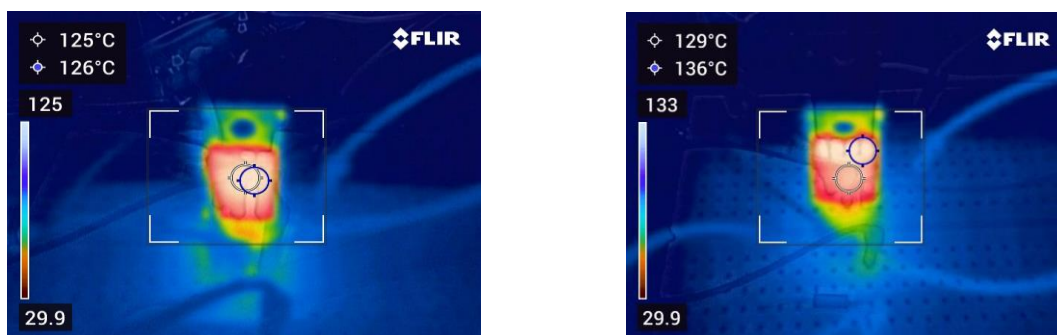
Figura 41 - Câmera termográfica Flir C5.



Fonte: Flir, 2025.

Com o uso da câmera termográfica, foram realizados testes acionando a planta de forma contínua através da modulação do PWM. Os resultados obtidos estão apresentados na Figura 42.

Figura 42 - Registros termográficos do MOSFET sem dissipador de calor.



Fonte: Autores, 2026.

Conforme dito anteriormente, a câmera termográfica utilizada nos ensaios mede a temperatura de *case*. Entretanto, o limite térmico especificado no *datasheet*, Figura 36, se refere

à temperatura de junção (T_j), que corresponde à região interna do semicondutor onde ocorre a dissipação de potência (RASHID, 2014). Assim, como a junção tende a operar em temperatura superior à do encapsulamento, os valores obtidos em T_c indicam que o MOSFET esteve submetido a condições térmicas elevadas.

3.1.2.5.1 Dimensionamento térmico do dissipador de calor do MOSFET

Esse grau elevado de temperatura atingido durante o acionamento indica a necessidade de aprimorar a dissipação térmica do sistema, a fim de assegurar o desempenho e prolongar a vida útil do semicondutor utilizado. Assim, foi realizado o dimensionamento de um dissipador de calor adequado à carga térmica gerada pelo componente, considerando as condições reais de operação. O cálculo foi conduzido com base na Equação 11, a qual permite determinar a resistência térmica ideal do dissipador para manter o MOSFET dentro da faixa segura de temperatura.

A potência dissipada no MOSFET foi calculada utilizando a resistência *drain-source* em condução, $R_{DS(on)}$ e a corrente elétrica de dreno, I_D , conforme especificações técnicas apresentadas no *datasheet* do componente. Considerou-se $I_D = 6,5A$, correspondente à corrente nominal de operação do motor e, conseqüentemente, à corrente que percorre o MOSFET durante a condução. De acordo com o *datasheet* do MOSFET, o valor de $R_{DS(on)}$ corresponde à $0,025 \Omega$. Assim, a potência dissipada por condução é determinada pela Equação 22, logo:

$$P_t = R_{DS(on)} \cdot I_D^2 = 0,025 \cdot 6,5^2 = 1,05W \quad (22)$$

O restante das informações presentes na expressão foi encontrado no catálogo do MOSFET do fabricante, onde:

- a) $T_{j,máx}$ (Temperatura máxima de junção do componente) = $175^\circ C$
- b) T_a (Temperatura ambiente) = $25^\circ C$
- c) P_t (Potência dissipada pelo MOSFET) = $1,05 W$
- d) R_{JC} (Resistência térmica entre junção e cápsula) = $1,4^\circ C/W$
- e) R_{cd} (Resistência térmica entre cápsula e dissipador) = $1^\circ C/W$

Atribuindo os valores na Equação 11 tem-se que:

$$R_{da} \leq \frac{175 - 25}{1,05} - 1,4 - 1 \quad (23)$$

$$R_{da} \leq 140,45 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (24)$$

Com base no catálogo do fabricante, foi selecionado o dissipador de calor HS 1616 Figura 43, sem a utilização de pasta térmica, o qual, apresenta resistência térmica dissipador-ambiente $R_{da} = 9 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ (HS DISSIPADORES, 2025). Esse valor atende aos requisitos térmicos da aplicação, sendo inferior à resistência térmica calculada para o projeto, garantindo que a temperatura de operação do MOSFET permaneça dentro dos limites especificados pelo fabricante.

Figura 43 - Dissipador térmico utilizado (HS 1616).

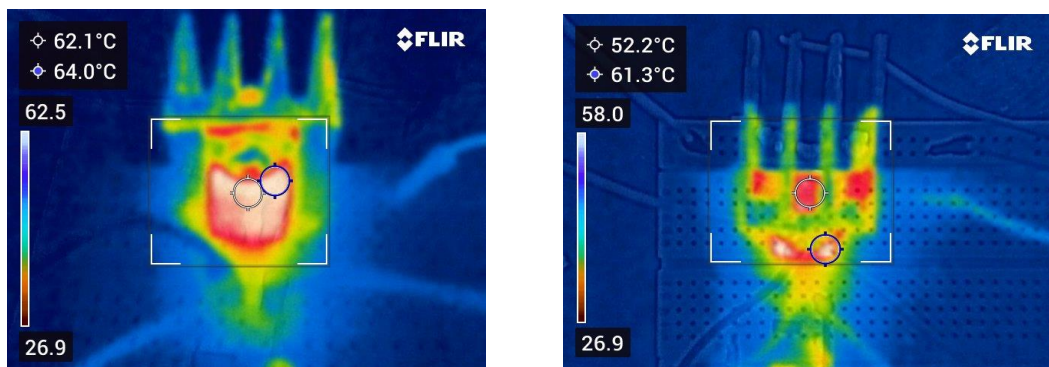


Fonte: Autores, 2026.

3.1.2.5.2 Testes realizados com o dissipador de calor escolhido

Após o dimensionamento e a escolha do dissipador de calor adequado, a planta foi novamente submetida a testes sob condições semelhantes às do experimento inicial, diferenciando-se apenas pela adição do dissipador ao circuito. Durante esses novos ensaios, foi realizado o monitoramento térmico do componente, registrando-se a evolução de sua temperatura ao longo do tempo. Na Figura 44, é possível observar o valor de temperatura no ponto de estabilização, evidenciando a eficiência do dissipador adotado.

Figura 44 - Registros termográficos do MOSFET com dissipador de calor.



Fonte: Autores, 2026.

3.2 Identificação da planta por ensaio em malha aberta

Inicialmente, foi aplicado ao sistema um sinal PWM com valor igual a 30, correspondente a um *duty cycle* de 11,76%, com a finalidade de estabilizar o sistema e determinar o ponto de equilíbrio em regime permanente. Após a estabilização da resposta, foi aplicado um degrau na entrada de 30 para 200, equivalente à variação de 11,76% para 78,43% de *duty cycle*, Tabela 4.

Tabela 4 - Relação entre o valor PWM e o *duty cycle*.

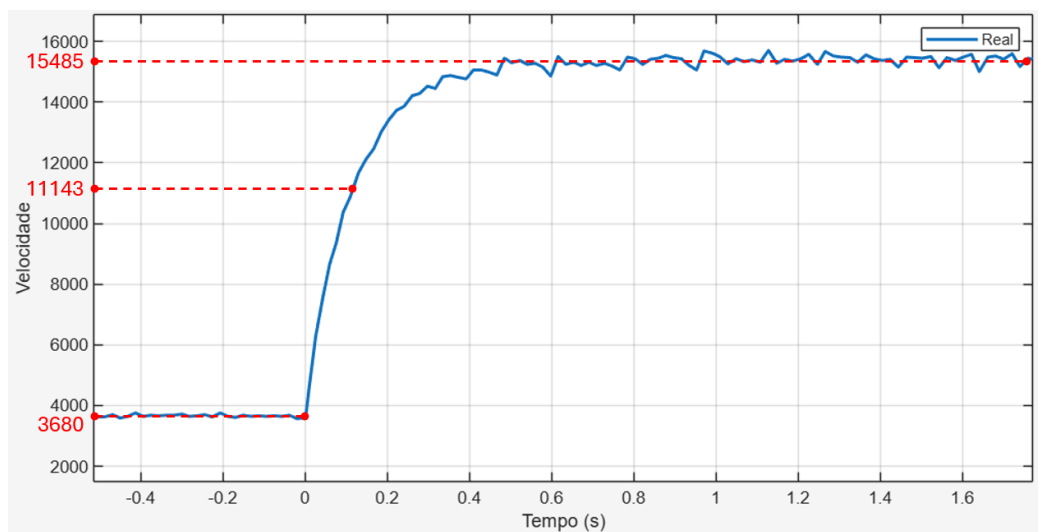
Valor PWM	Duty Cycle (%)	Tensão Média (V)
30	11,76	1,41
200	78,43	9,41

Fonte: Autores, 2026.

A resposta do motor ao longo do tempo foi monitorada utilizando o *software SerialPlot*, que permitiu a aquisição e visualização dos dados em tempo real. Posteriormente, os dados registrados foram exportados e processados no *Excel* para calcular a média das velocidades medidas ao longo do tempo. Com base nessas informações, foi realizada a análise estatística, resultando em uma velocidade média de 3680 rpm para um *duty cycle* de 11,76% e 15485 rpm para um *duty cycle* de 78,43%.

Após coletar os dados experimentais, a resposta do sistema foi plotada no MATLAB, Figura 45. A análise realizada a partir da plotagem demonstrou que o sistema atinge 63% do valor final (11143 rpm) em um tempo correspondente a uma constante de tempo (τ), sem oscilações ou comportamentos complexos.

Figura 45 - Variáveis resultantes do ensaio de malha aberta.



Fonte: Autores, 2026.

3.2.1 Obtenção do modelo matemático da planta

Neste trabalho, adotou-se a abordagem de modelagem do tipo caixa preta, na qual o modelo é obtido a partir da resposta do sistema às entradas aplicadas, sem considerar explicitamente os parâmetros elétricos e mecânicos.

Nesse contexto, a identificação do modelo baseou-se exclusivamente nos dados experimentais coletados, sendo necessário determinar variáveis relevantes, como o ganho do sistema, que relaciona a variação da entrada com a variação da saída em regime estacionário, e a constante de tempo, que caracteriza a rapidez da resposta do sistema às variações na entrada. A partir dessa análise, o comportamento do sistema foi aproximado por um modelo de primeira ordem, cuja função de transferência pode ser representada de forma geral por:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (25)$$

Onde:

- a) K - Ganho estático do sistema
- b) τ - Constante de tempo do sistema
- c) s - Variável complexa de *Laplace*

A partir dos valores médios de velocidade inicial (3680 rpm) e final (15485 rpm), bem como da variação da entrada, calculou-se o ganho do sistema, resultando em $K = 69,9$. Em seguida, determinou-se a constante de tempo do sistema, obtendo-se o valor $\tau = 0,12$, obtido identificando-se o instante em que a velocidade do motor atingiu aproximadamente 63% da velocidade de regime permanente, correspondente a 11.170 rpm, conforme a resposta experimental. Com esses parâmetros, a função de transferência de primeira ordem que representa o comportamento dinâmico do motor é dada pela Equação 26:

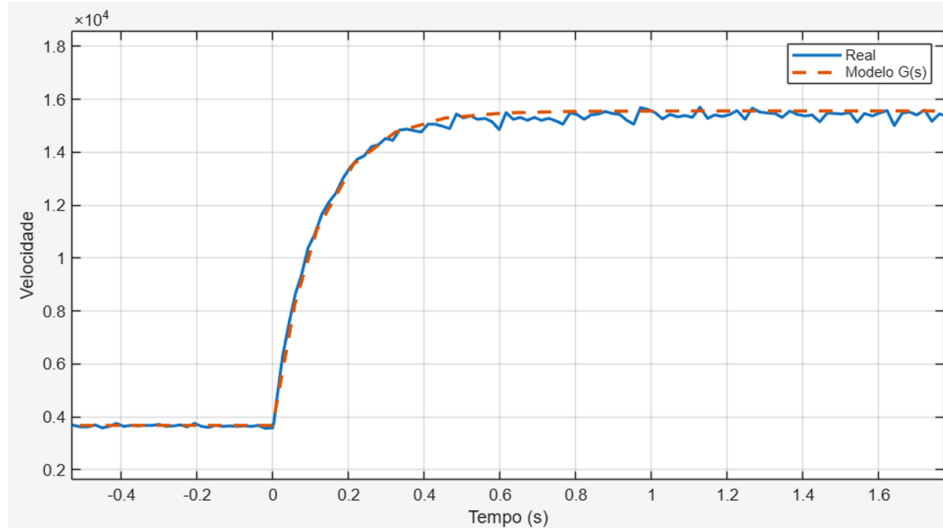
$$G(s) = \frac{69,9}{0,12s + 1} \quad (26)$$

3.2.1.1 Comparação da função de transferência com a planta

Após a realização do ensaio em malha aberta e obtenção da função de transferência, tornou-se necessário verificar se o modelo obtido experimentalmente apresenta comportamento compatível com o sistema real, de modo a validar o modelo matemático proposto. Dessa forma, com a função de transferência $G(s)$, realizou-se a simulação do sistema por meio da aplicação

de uma entrada do tipo degrau, Figura 46, a fim de analisar o comportamento dinâmico da resposta do sistema.

Figura 46 - Comparativo do ensaio de malha aberta com a função $G(s)$.



Fonte: Autores, 2026.

A partir da comparação entre os sistemas apresentados na Figura 46, observa-se que ambos apresentam comportamento característico de sistemas de primeira ordem, com respostas dinâmicas semelhantes, o que permite adotar o modelo obtido como uma representação válida do sistema físico.

3.2.2 Discretização do controlador proporcional-integral (PI)

A discretização é uma importante etapa para adaptar controladores contínuos, projetados no domínio do tempo contínuo, para sistemas digitais, que operam com sinais discretos. Durante o desenvolvimento deste trabalho, foi necessário realizar a discretização do controlador PI para possibilitar sua implementação no Arduino. A estrutura de um controlador PI no domínio contínuo é descrita pela Equação 27:

$$D(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (27)$$

Onde:

- a) K_P é o ganho proporcional.
- b) K_I é o ganho integral.
- c) s é a variável de *Laplace*, que representa o comportamento no domínio contínuo.

Em seguida, foi adotado o método de transformação bilinear, também conhecido

como método de *Tustin*, que consiste em mapear a função de transferência contínua (no domínio de s) para o domínio discreto (no domínio de z), preservando as características de estabilidade do sistema. Aplicação do método de *Tustin* consiste em realizar a seguinte substituição:

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z - 1}{z + 1} \quad (28)$$

Onde T é o período de amostragem e z é a variável do domínio discreto. Substituindo os valores de s na estrutura do controlador PI temos que:

$$D(z) = K_p + \frac{K_I}{\frac{2}{T} \cdot \frac{z - 1}{z + 1}} \quad (29)$$

Logo a equação geral da função de transferência discreta do controlador PI é dada por:

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{2K_p z - 2K_p + K_I T z + K_I T}{2z - 2} \quad (30)$$

Esta equação descreve a resposta do sistema controlado pelo controlador PI digital. A expressão foi manipulada, o que resulta em:

$$Y(z) = Y(z)z^{-1} + \left(\frac{K_I T - 2K_p}{2} \right) z^{-1} X(z) + \left(\frac{2K_p + K_I T}{2} \right) X(z) \quad (31)$$

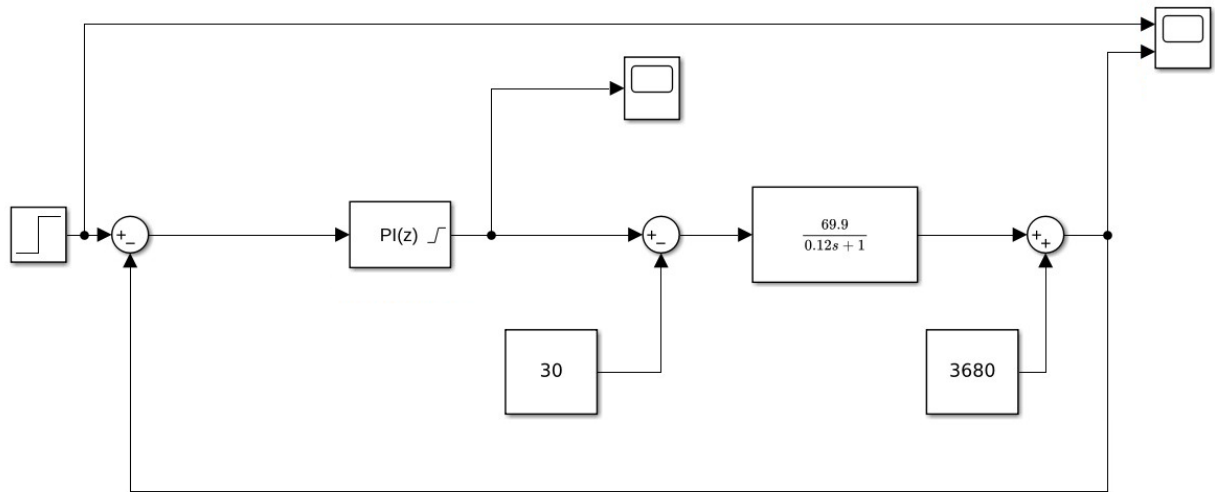
Para a implementação prática do controlador, foi necessário encontrar a equação de diferença, que pode ser usada em algoritmos digitais. Após aplicar a transformada inversa de z , obtemos a equação de diferença no tempo discreto:

$$y[n] = y[n - 1] + \left(\frac{K_I T - 2K_p}{2} \right) x[n - 1] + \left(\frac{2K_p + K_I T}{2} \right) x[n] \quad (32)$$

3.3 Projeto do controlador

Para o desenvolvimento do controlador, o modelo matemático da planta foi inserido no ambiente MATLAB/*Simulink* e integrado aos demais elementos necessários para a implementação da malha de controle. A Figura 47 apresenta a estrutura completa utilizada no projeto do controlador, incluindo a planta identificada por meio da modelagem caixa preta, o controlador PI discretizado, os pontos de operação e os blocos de monitoramento, permitindo acompanhar e analisar o comportamento do sistema durante sua operação.

Figura 47 - Projeto do controlador representado no MATLAB.



Fonte: Autores, 2026.

3.3.1 Estrutura do sistema de controle

Para a análise do comportamento do sistema, foram utilizados dois *scopes*, conforme ilustrado na Figura 47. O primeiro *scope*, localizado na saída do controlador PI, foi empregado para monitorar o sinal de controle aplicado à planta. Essa configuração permite avaliar o esforço de controle e verificar se o sinal permanece dentro dos limites estabelecidos. O segundo *scope*, posicionado na saída final do sistema, foi utilizado para observar a resposta da planta controlada. A presença dos blocos de 30 e 3680 permitiu incorporar ao modelo o ponto de operação real do sistema.

3.3.2 Configuração do bloco PI

Para o projeto do controlador, o bloco PI foi configurado em tempo discreto. A discretização foi realizada considerando um período de amostragem de 0,04 s, o mesmo valor que será utilizado no código do Arduino. Essa escolha foi baseada na dinâmica da planta, na qual foi adotado um período de amostragem inferior à constante de tempo do sistema (0,12 s).

Dessa forma, de acordo com Franklin *et al.* (2015), essa escolha permite representar adequadamente seu comportamento e reduzir os efeitos associados ao processo de discretização. Além disso, a utilização do mesmo período de amostragem tanto na simulação quanto na implementação prática permitirá reproduzir condições de operação mais próximas das encontradas no sistema real, contribuindo para reduzir as diferenças entre os resultados simulados e experimentais.

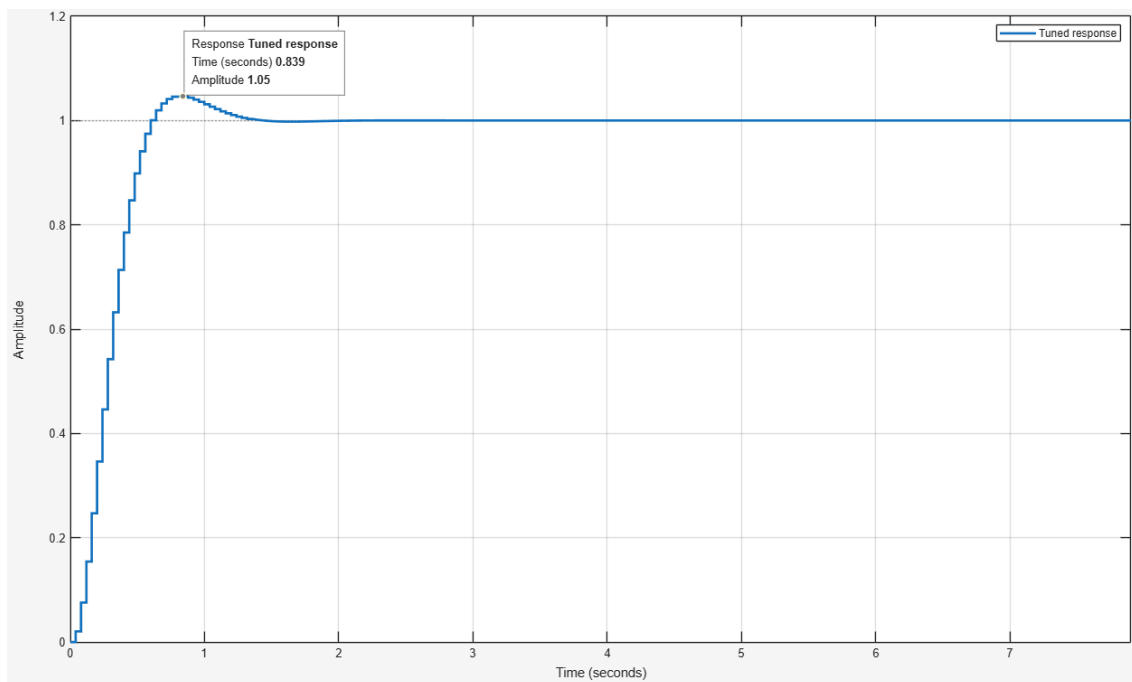
3.3.2.1 Saturação do sinal de controle

Com o objetivo de restringir o controlador aos limites físicos do sistema, foi implementado um saturador ao bloco do controlador PI, responsável por limitar o sinal PWM entre 0 e 255. Esses valores correspondem à faixa de representação de um sinal com resolução de 8 *bits*, na qual 0 representa o valor mínimo e 255 o valor máximo. Sendo assim, esse recurso garante que o sinal de controle calculado pelo controlador permaneça compatível com a faixa de atuação do Arduino.

3.3.3 Sintonia e análise do controlador

O ajuste dos parâmetros do controlador PI foi realizado com o auxílio da ferramenta *Tune* do MATLAB, que permite a sintonia automática dos ganhos com base nas especificações de desempenho desejadas. Durante esse processo, foi adotado como critério um sobressinal de 5%, com a intenção de obter uma resposta mais rápida, sem comprometer a estabilidade do sistema, Figura 48.

Figura 48 - Ajuste da curva considerando 5% de sobressinal.



Fonte: Autores, 2026.

A partir dessa configuração, os ganhos do controlador foram determinados automaticamente pelo programa, com base no ajuste da resposta desejada, resultando nos parâmetros proporcional (K_p) e integral (K_I), conforme apresentado na Figura 49. Esses ganhos foram ajustados de modo a proporcionar uma relação entre a rapidez de resposta e a estabilidade

do sistema, contribuindo para a redução do erro em regime permanente e mantendo a sobre-elevação dentro de limites aceitáveis.

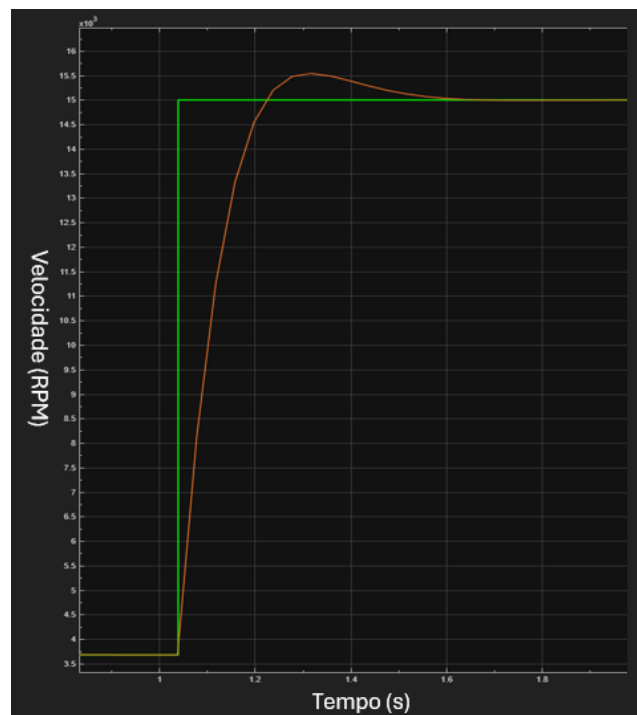
Figura 49 - Resultado dos parâmetros do controlador ajustados pelo MATLAB.

The screenshot displays the MATLAB PID Tuner interface. At the top, there are tabs: 'Main', 'Initialization', 'Saturation', 'Data Types', and 'State Attributes'. The 'Main' tab is selected. Below the tabs, the 'Controller parameters' section is visible. It includes a 'Source' dropdown menu set to 'internal'. The 'Proportional (P)' gain is set to 0.0183914216957161. The 'Integral (I)' gain is set to 0.15177105787952. There is a checkbox for 'Use I*Ts (optimal for codegen)' which is currently unchecked. Below this, the 'Automated tuning' section shows a 'Select tuning method' dropdown menu set to 'Transfer Function Based (PID Tuner App)' and a 'Tune...' button. At the bottom, there is a checkbox for 'Enable zero-crossing detection' which is checked.

Fonte: Autores, 2026.

Após a obtenção dos ganhos do controlador, foi realizada a simulação do sistema no *software* MATLAB com o objetivo de avaliar o comportamento da malha de controle diante de uma entrada degrau (curva verde) e a saída do sistema (curva laranja), Figura 50.

Figura 50 - Simulação do comportamento dinâmico do sistema no *software* MATLAB.



Fonte: Autores, 2026.

Observa-se que a resposta do sistema apresenta um comportamento inicial crescente, aproximando-se do valor de referência ao longo do tempo. Conforme previsto durante a etapa de sintonia, ocorre a ultrapassagem desse valor pela curva laranja, evidenciando

a presença de sobressinal. Esse comportamento já era esperado, uma vez que o controlador foi ajustado considerando esse critério de desempenho, resultando em um pico aproximado de 15750 rpm.

3.3.4 Implementação do controlador digital

Após a definição do modelo matemático e da estratégia de controle, foi realizada a implementação no microcontrolador Arduino Uno, integrando o controlador PI discretizado, representado matematicamente pela Equação 32, com um mecanismo de temporização baseado em *Timer* considerando o período de amostragem de 0,04 segundos, Figura 51. O código completo da implementação desenvolvida encontra-se apresentado no APÊNDICE A.

Figura 51 - Aplicação do controle no Arduino.

```

51 // Interrupção do TIMER2 (Overflow)
52 ISR(TIMER2_OVF_vect)
53 {
54     TCNT2= tcnt2; // Recarrega o timer para manter o período desejado
55     N++;           // Conta quantas interrupções já ocorreram
56
57     if(N>= count)
58     {
59         // 1) Leitura do tacômetro (A0) e conversão A/D -> Volts
60         tensaoTg = analogRead(A0); // Leitura do A/D (0-1023)
61
62         R1 = (tensaoTg*5)/1023; // Converte bits do A/D para tensão (0-5V)
63
64         // Converte tensão em velocidade (rpm) usando a equação linear obtida por regressão
65         pv_tg = ((3774.01*R1)-359.81);
66
67         // Evita valores negativos por causa do intercepto da reta
68         if (pv_tg < 0){
69             pv_tg = 0;
70         }
71         // 2) Cálculo do erro
72         x[0] = setPoint - pv_tg;
73
74         // 3) Controlador PI discreto (forma incremental / diferença)(com base no erro atual e anterior)
75         y[0] = y[1] + (((KI*T)-(2*KP))/2)*x[1] + (((2*KP)+(KI*T))/2)*x[0];
76
77         // Atualiza estados para próxima iteração
78         y[1]=y[0];
79         x[1]=x[0];
80
81         // 4) Saturação do comando (PWM do Arduino: 0 a 255)
82         if (y[0] > 255){
83             y[0] = 255;
84         }
85         if (y[0] < 0) {
86             y[0] = 0;
87         }
88         // Aplica o comando no PWM do motor
89         analogWrite(motorDC,y[0]);
90
91         Serial.print(setPoint); // referência (rpm)
92         Serial.print(" ");
93         Serial.print(pv_tg); // velocidade estimada (rpm)
94         Serial.println(" ");
95         Serial.print(int(y[0])); // comando PWM aplicado (0-255)
96         Serial.print(" ");
97
98         N=0; // Zera o contador de overflows para iniciar novo ciclo de amostragem
99     }
100 }

```

Fonte: Autores, 2026.

3.3.4.1 Configuração do *Timer2*

Para garantir a execução periódica do controlador digital, foi utilizado o temporizador interno *Timer2* do Arduino Uno. Esse recurso foi configurado em modo de *overflow*, permitindo a geração automática de interrupções em intervalos de tempo previamente definidos (MICROCHIP TECHNOLOGY INC., 2020). A utilização de interrupções por *hardware* possibilita manter o período de amostragem constante, característica muito importante para o correto funcionamento do controlador PI discretizado (FRANKLIN *et al.*, 2015).

A cada ocorrência de *overflow*, uma rotina de interrupção é executada, funcionando como referência temporal para a aquisição dos sinais e para o cálculo da ação de controle. Essa abordagem dispensa a utilização de funções de temporização, como *delay()*, e reduz a dependência do tempo de execução do *loop* principal, proporcionando maior precisão na definição do período da execução do algoritmo.

3.3.4.2 Execução do algoritmo de controle

Após garantir que o período de amostragem fosse fixo por meio do *Timer2*, a rotina de interrupção passou a concentrar as principais etapas do algoritmo de controle. Inicialmente, é realizada a leitura do sinal proveniente do tacogerador pela entrada analógica do Arduino. Em seguida, esse valor é convertido em tensão e, posteriormente, em velocidade de rotação, utilizando a equação obtida na etapa de calibração do tacogerador.

Com a velocidade medida, o erro do sistema é determinado pela diferença entre a referência de velocidade e o valor realimentado. Esse erro é utilizado pela equação discretizada do controlador PI, apresentada na Equação 32, que calcula a ação de controle a ser aplicada ao motor. O sinal resultante é limitado à faixa de 0 a 255, compatível com a resolução de 8 *bits* utilizada para geração do PWM.

Por fim, o valor calculado é aplicado ao motor por meio do sinal PWM, enquanto as variáveis de referência, velocidade medida e de controle são transmitidas pela comunicação serial para monitoramento. Essa organização permitiu que aquisição, cálculo do controle e atualização do atuador ocorressem de forma sincronizada a cada intervalo de amostragem.

4 RESULTADOS

Esta seção tem como foco a análise do comportamento do sistema como um todo, operando em malha fechada. Assim, busca-se avaliar, na prática, como as soluções desenvolvidas ao longo do projeto se integram e se refletem no desempenho do controle de velocidade do motor.

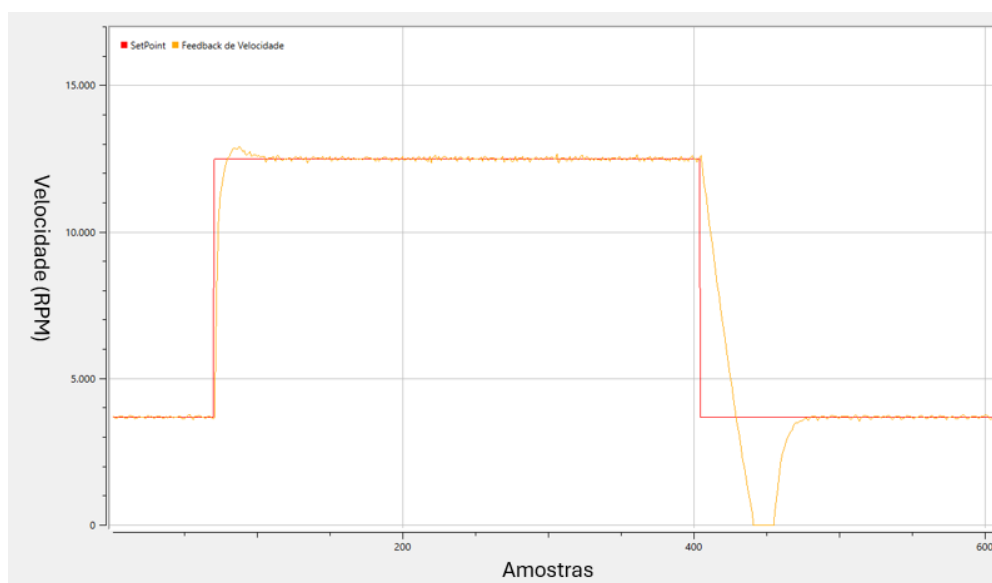
Para isso, são apresentados resultados experimentais obtidos a partir de ensaios realizados na planta, nos quais são analisadas as respostas do sistema frente a variações no valor de referência de velocidade. Dessa forma, é possível observar tanto o comportamento dinâmico do sistema durante o regime transitório quanto em regime permanente.

Além disso, também são discutidos alguns aspectos relacionados à atuação do controlador, a influência da saturação do sinal PWM e os efeitos da ação integral na resposta do sistema.

4.1 Desempenho do sistema de controle de velocidade

A Figura 52 apresenta a resposta do sistema para uma sequência de referências de velocidade definidas pelo usuário por meio do Monitor Serial. Inicialmente, o sistema opera estabilizado em, aproximadamente, 3680 rpm. Em seguida, é aplicado um degrau para 12500 rpm e, posteriormente, um novo degrau reduz a referência para 3680 rpm. Na figura abaixo, são vistos o *setpoint* de velocidade (curva vermelha) e o *feedback* de velocidade medido por meio do tacogerador (curva laranja).

Figura 52 - Resposta do sistema em malha fechada.



Fonte: Autores, 2026.

A partir da análise da Figura 52, observa-se que o sistema responde rapidamente ao valor de *setpoint*, com aumento significativo da velocidade até valores próximos ao desejado. Esse comportamento indica que o controlador é capaz de atuar de forma efetiva na redução do erro inicial. O sistema também apresenta rápida acomodação, convergindo para valores próximos ao valor de referência e mantendo-se estável ao longo do tempo.

Quando a referência é reduzida para 3680 rpm, o sistema apresenta uma desaceleração rápida, acompanhada de um comportamento transitório mais pronunciado, caracterizado por um sobressinal negativo. Entretanto, após esse intervalo, a velocidade converge novamente para o valor desejado, mantendo-se estável em regime permanente.

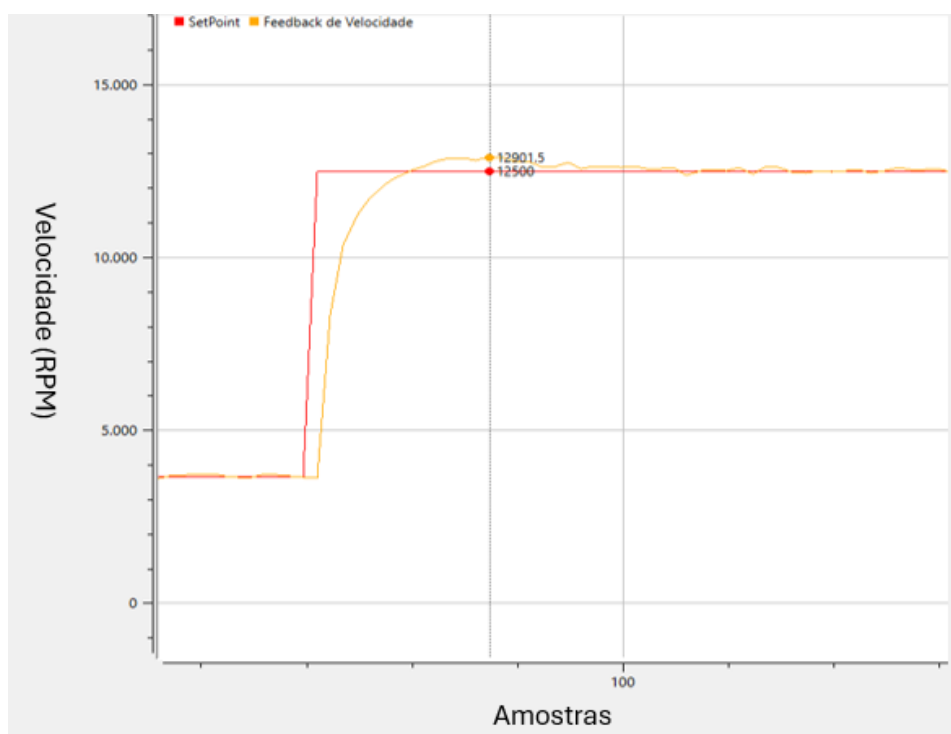
Embora a Figura 52 permita uma visão global do comportamento da resposta do sistema, uma análise mais detalhada da resposta dinâmica exige a observação do regime transitório. Dessa forma, nas subseções seguintes, esse comportamento será analisado com maior profundidade.

4.1.1 *Análise do regime transitório*

Para compreender o desempenho do sistema é necessário analisar sua resposta durante o intervalo em que o sistema se desloca de uma condição inicial até atingir o regime permanente. Esse tipo de abordagem é fundamental em sistemas de controle, pois permite identificar características importantes da dinâmica da planta, como tempo de resposta, presença de sobressinal e comportamento de amortecimento (OGATA, 2010).

Essa análise corresponde a um detalhamento da resposta apresentada anteriormente, considerando o degrau de velocidade de 3680 rpm para 12500 rpm. Dessa forma, a Figura 53 apresenta o detalhamento da resposta do sistema, permitindo observar com maior precisão o comportamento dinâmico após a aplicação da referência.

Figura 53 - Resposta do sistema em detalhe ao sobressinal e regime estacionário.



Fonte: Autores, 2026.

Conforme observado na Figura 53, após a aplicação do degrau de referência para 12500 rpm, o sistema apresenta uma rápida elevação da velocidade. Verifica-se a ocorrência de um pico de aproximadamente 12901 rpm, caracterizando um sobressinal de cerca de 3,2% em relação ao valor de *setpoint*.

Esse comportamento indica que o sistema apresenta uma resposta bem amortecida, com baixo valor de sobressinal, demonstrando um ajuste adequado dos parâmetros do controlador. De acordo com Ogata (2010), sistemas com maior amortecimento tendem a apresentar menor sobressinal e uma resposta mais suave durante o regime transitório, característica que pode ser observada na resposta apresentada.

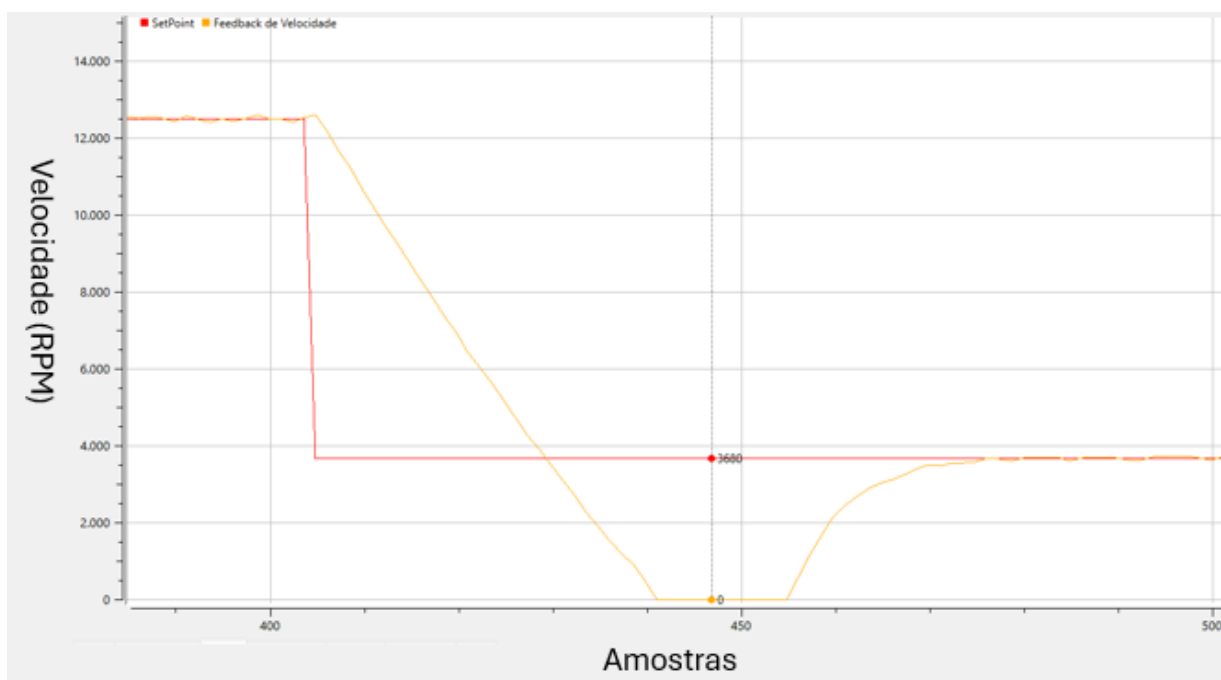
Também pode ser observado que, ao final do regime transitório, a velocidade do sistema converge para valores muito próximos ao *setpoint*, indicando a redução significativa do erro em regime permanente. Esse comportamento está diretamente associado à ação integral do controlador, cuja função é eliminar o erro acumulado ao longo do tempo, garantindo que a saída do sistema atinja e permaneça próxima ao valor de referência (OGATA, 2010).

4.1.1.1 Comportamento do sinal PWM na resposta do sistema

Com base na resposta do sistema apresentada na Figura 52, torna-se relevante observar com maior detalhamento o intervalo correspondente à redução da referência de

velocidade para 12500 rpm para 3680 rpm. Nesse trecho, observa-se a ocorrência de um sobressinal negativo, seguido da estabilização da velocidade em torno do novo valor de referência. A Figura 54 apresenta uma ampliação dessa região da resposta.

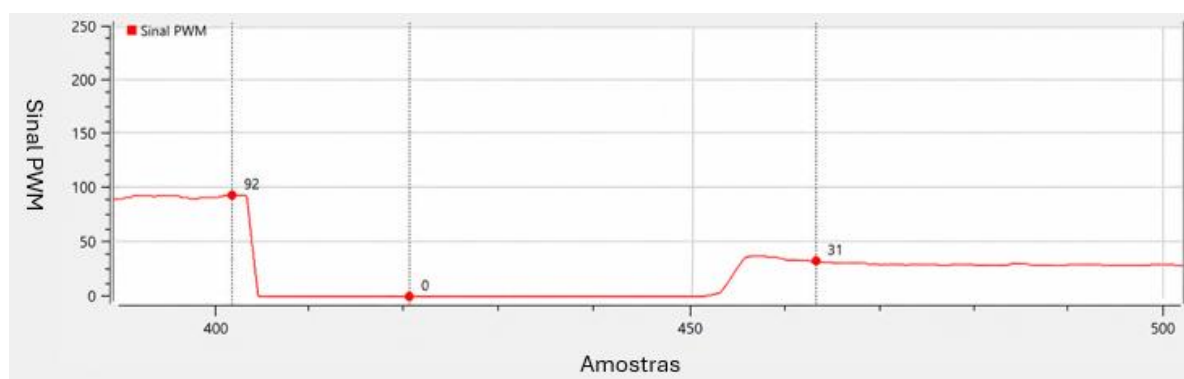
Figura 54 - Resposta transitória com ocorrência de sobressinal negativo.



Fonte: Autores, 2026.

A compreensão desse comportamento exige a análise da evolução do sinal de controle durante o mesmo intervalo. Dessa forma, a Figura 55 apresenta o comportamento do sinal PWM aplicado ao motor ao longo dessa resposta transitória.

Figura 55 - Comportamento do sinal PWM com saturação do controlador.



Fonte: Autores, 2026.

Observa-se que, após a redução da referência de velocidade, o controlador identifica um erro negativo elevado entre a velocidade medida e o novo valor de *setpoint*. Como resposta, o sinal PWM é reduzido rapidamente de 92 para 0, Figura 55, atingindo seu limite mínimo de

atuação e caracterizando uma condição de saturação inferior do sinal de controle. Essa ação ocorre porque o controlador busca reduzir rapidamente a velocidade do motor, de modo a minimizar o erro em relação à nova referência estabelecida.

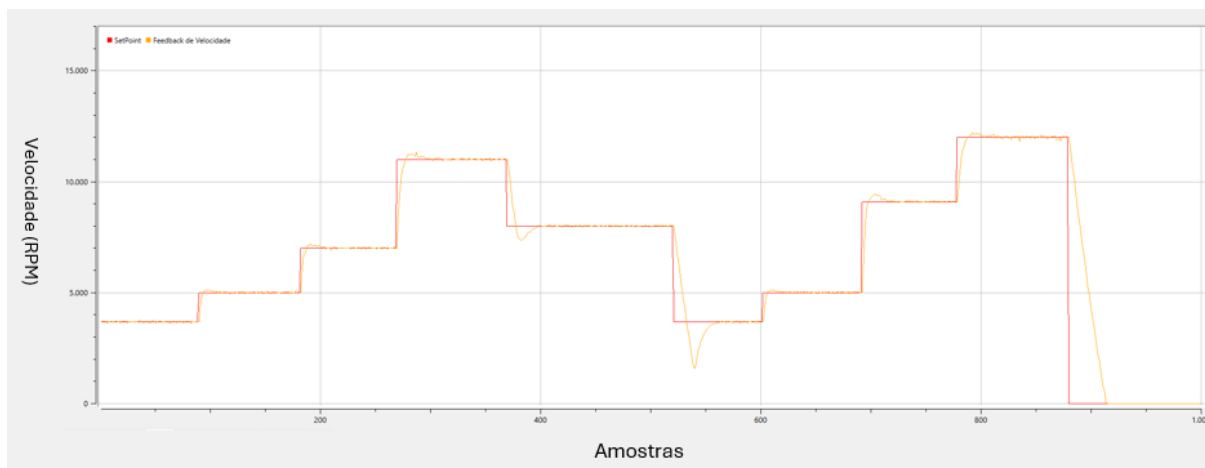
Entretanto, conforme observado na Figura 55, o sinal de controle permanece saturado em 0 mesmo após a velocidade atingir valores inferiores à referência estabelecida. Esse comportamento está associado ao fenômeno de *windup* da parcela integral do controlador. Como não foi implementado o *anti-windup*, que é uma limitação específica para o termo integral, o erro continua sendo acumulado mesmo quando a saída do controlador já se encontra saturada em seu limite inferior. Com isso, a parcela integral assume um valor excessivamente negativo, retardando a recuperação do sinal PWM e contribuindo para que a velocidade seja reduzida abaixo do valor de referência, atingindo momentaneamente 0 rpm. Esse comportamento caracteriza o sobressinal negativo observado na resposta do sistema, fazendo com que, nesse momento, o controle implementado não fosse capaz de atender ao requisito de sobressinal de 5%, definido na Seção 3.3.3, etapa de sintonia do controlador.

A análise conjunta das Figuras 55 e 56 evidencia a relação entre a saturação do sinal PWM e a resposta da velocidade do motor. A permanência do PWM em 0, provocada pelo acúmulo excessivo da parcela integral, fez com que a ação de controle demorasse a se recuperar, intensificando a redução da velocidade e provocando o sobressinal negativo. Posteriormente, à medida que o sinal de controle voltou a aumentar, a velocidade também se recuperou, estabilizando-se em torno da nova referência de 3680 rpm.

4.1.2 Resposta do sistema para diferentes valores de referência

Com o objetivo de avaliar o comportamento do sistema frente a diferentes condições de operação, foram realizados ensaios considerando a aplicação de distintos valores de referência de velocidade. A Figura 56 apresenta a resposta do sistema para diferentes níveis de *setpoint*, permitindo analisar a atuação do controlador ao longo de uma faixa mais ampla de operação. Conforme legenda da figura, a curva vermelha representa o sinal de referência (*setpoint*) e a curva laranja o *feedback* de velocidade da planta.

Figura 56 - Resposta do sistema para diferentes valores de setpoint.



Fonte: Autores, 2026.

Ao analisar a Figura 56, observa-se que o sistema é capaz de acompanhar as variações de setpoint de forma consistente, ajustando a velocidade do motor conforme os novos valores de referência impostos. Em todas as transições analisadas, verifica-se que a resposta do sistema apresenta comportamento típico de sistemas em malha fechada, com regiões transitórias seguidas pela estabilização em regime permanente.

Nas transições descendentes, quando o *setpoint* é reduzido para valores inferiores ao valor atual de referência, observa-se um comportamento mais acentuado, com quedas rápidas da velocidade. Isso ocorre devido à redução significativa do sinal de controle, provocada pelo erro negativo gerado pela mudança do *setpoint*, resultando em uma desaceleração do motor.

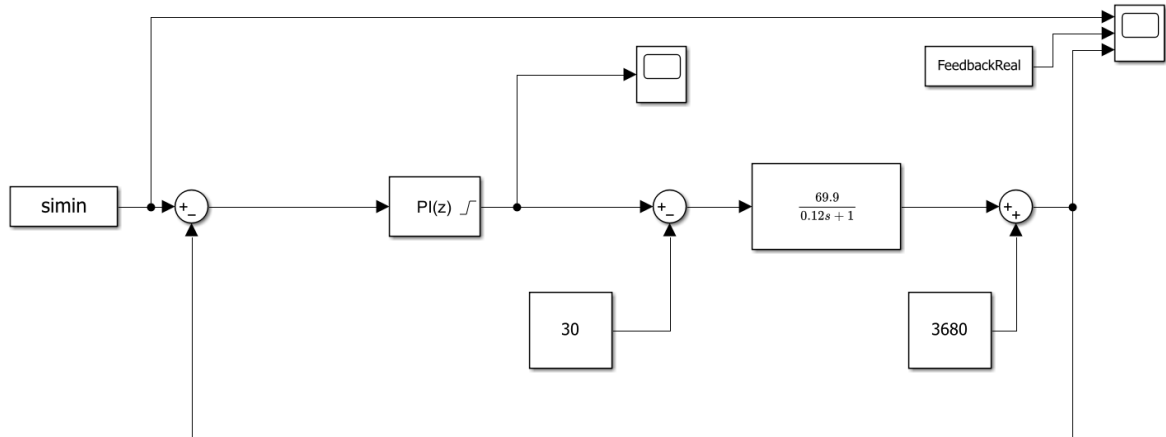
4.1.2.1 Comparação da resposta do sistema físico com o modelo matemático

Com o objetivo de comparar o comportamento do sistema real com a resposta obtida a partir do modelo matemático, foi realizada uma análise entre os dados experimentais e os resultados simulados. Para isso, utilizou-se como entrada os mesmos valores aplicados durante os ensaios apresentados no Tópico 4.1.2, garantindo a equivalência das condições de análise e permitindo uma comparação direta entre as respostas.

A Figura 57 apresenta o diagrama de blocos implementado em ambiente *Simulink*, utilizado para a realização das simulações. Nesse modelo, o bloco *SIMIN* recebe os dados exportados do *SerialPlot*, sendo responsável por reproduzir os mesmos sinais de entrada aplicados ao sistema real. Além disso, o bloco denominado *FeedbackReal* contém os valores reais de velocidade coletados durante o funcionamento da planta, permitindo a comparação direta entre a resposta experimental e a resposta gerada pelo modelo matemático. A

sincronização entre os sinais simulados e reais foi possível devido ao fato de o modelo matemático e o sistema físico operarem com a mesma frequência de amostragem, garantindo coerência temporal entre os dados analisados.

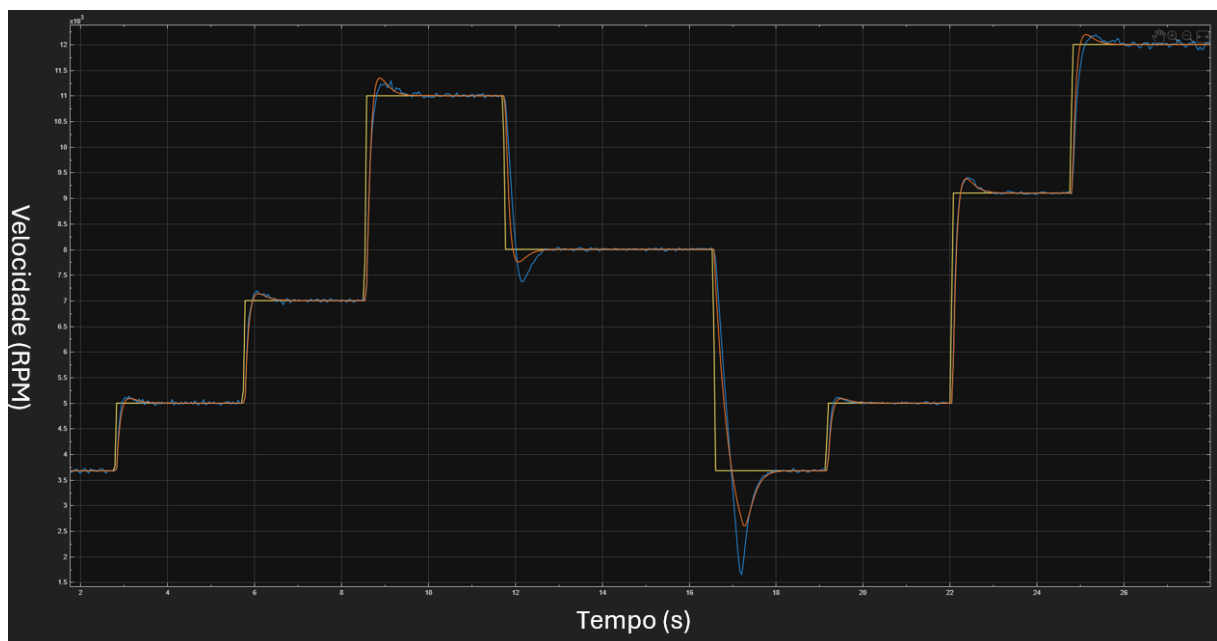
Figura 57 - Modelo matemático para análise comparativa com dados experimentais.



Fonte: Autores, 2026.

A partir da execução da simulação, foi obtida a Figura 58, que apresenta a comparação entre o valor de referência de velocidade (curva amarela), a resposta real do sistema (curva azul) e a resposta obtida por meio da simulação (curva laranja).

Figura 58 - Comparação entre as respostas do modelo matemático e da planta física.



Fonte: Autores, 2026.

Observa-se que o comportamento da planta real está coerente com o comportamento obtido na simulação, com ambas as respostas acompanhando de forma

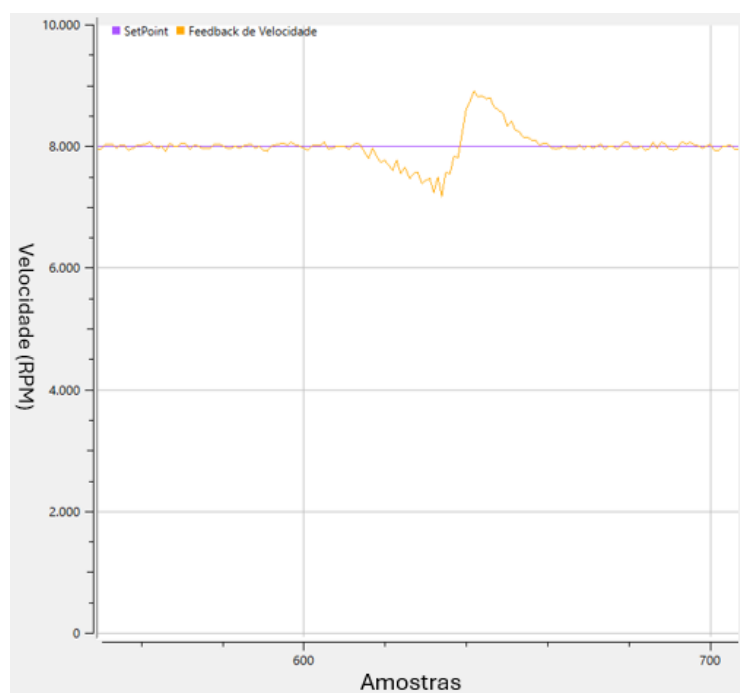
semelhante as variações do setpoint, tanto nas mudanças de regime quanto durante as transições. No entanto, pequenas diferenças podem ser observadas, especialmente nas transições descendentes, nas quais a resposta real apresenta variações mais acentuadas se comparadas ao modelo matemático.

4.1.3 *Análise da resposta do sistema à aplicação de perturbação externa*

Com o objetivo de avaliar a capacidade do sistema em rejeitar perturbações externas, foi realizado um ensaio no qual a planta já se encontrava operando em regime permanente, com a velocidade estabilizada em torno do valor de referência. A partir dessa condição, foi aplicada uma perturbação externa com o intuito de reduzir a velocidade do motor principal.

A Figura 59 apresenta a resposta do sistema diante dessa perturbação, evidenciando a variação da velocidade em relação ao *setpoint* estabelecido. Observa-se que, no instante da aplicação da perturbação, ocorre uma queda da velocidade, afastando-se do valor de referência. No entanto, após essa variação, o sistema reage rapidamente, promovendo a recuperação da velocidade e conduzindo-a novamente para valores próximos ao setpoint. Durante esse processo, nota-se a ocorrência de sobressinal antes da estabilização, caracterizando a ação do controlador na compensação do erro gerado pela perturbação.

Figura 59 - Resposta do sistema à perturbação externa aplicada em regime permanente.



Fonte: Autores, 2026.

5 CONCLUSÃO

O presente trabalho teve como objetivo desenvolver e implementar um sistema de controle de velocidade em malha fechada para um motor de corrente contínua, utilizando uma plataforma de controle digital baseada em Arduino. Para isso, foram realizadas as etapas de calibração do tacogerador, condicionamento e aquisição do sinal de velocidade, modelagem matemática por identificação de sistemas, projeto do controlador PI e implementação prática do algoritmo de controle.

Durante o desenvolvimento do sistema, foram enfrentados desafios característicos de aplicações reais, tais como a presença de ruídos nos sinais de medição, alinhamento entre os motores do sistema e aquecimento do dispositivo de potência. Essas condições exigiram adequações e ajustes ao longo do projeto, contribuindo para a validação prática dos conceitos teóricos abordados e para a obtenção de um sistema funcional.

Os resultados obtidos demonstraram que o sistema desenvolvido foi capaz de controlar a velocidade do motor de forma satisfatória, conduzindo a planta aos valores de referência estabelecidos e mantendo a operação estável em regime permanente. A utilização do sinal do tacogerador como elemento de realimentação permitiu a obtenção de informações sobre a velocidade do motor, possibilitando a atuação adequada do controlador e a correção contínua dos desvios observados.

A modelagem da planta por meio da abordagem de caixa preta mostrou-se adequada para representar o comportamento dinâmico do sistema dentro da faixa de operação estudada. A partir desse modelo foi possível projetar o controlador PI e prever, por meio de simulações, características importantes da resposta dinâmica da planta. A comparação entre os resultados simulados e experimentais evidenciou boa concordância entre ambos, validando a metodologia empregada ao longo do desenvolvimento.

Os ensaios realizados em malha fechada demonstraram que o controlador implementado foi capaz de acompanhar diferentes valores de referência, apresentando erro praticamente nulo em regime permanente e baixo sobressinal nas transições ascendentes. Entretanto, nas reduções abruptas da referência, a ausência de uma estratégia de *anti-windup* ocasionou subelevação acentuada e atraso na recuperação do sinal de controle. Ainda assim, o sistema apresentou capacidade de rejeitar perturbações externas, recuperando a velocidade após as variações aplicadas à carga do motor.

Dessa forma, os objetivos propostos foram alcançados dentro da faixa de operação analisada, embora tenham sido identificadas limitações relacionadas à ausência de uma

estratégia de *anti-windup* e à representação das não linearidades da planta. O sistema desenvolvido apresentou-se, também, como uma ferramenta de caráter didático para estudos relacionados à identificação de sistemas, eletrônica de potência e controle, permitindo a integração entre conceitos teóricos e aplicações práticas em ambiente laboratorial.

6 TRABALHOS FUTUROS

Como continuidade deste trabalho, podem ser realizadas melhorias com o objetivo de ampliar o desempenho e as possibilidades de aplicação do sistema desenvolvido. Entre elas, destaca-se a implementação de técnicas de *anti-windup* para minimizar os efeitos da saturação do sinal PWM e reduzir os sobressinais observados durante o regime transitório. Além disso, podem ser avaliadas estratégias de controle mais avançadas, como controle por espaço de estados e técnicas de controle adaptativo, visando aprimorar o desempenho dinâmico do sistema. Outra possibilidade consiste na realização de ensaios sob diferentes perfis de carga mecânica, de forma a avaliar o comportamento do controlador em condições operacionais mais próximas das aplicações industriais.

Adicionalmente, o aperfeiçoamento da modelagem matemática da planta, incorporando efeitos não lineares, atritos mecânicos e outros fenômenos observados experimentalmente, pode contribuir para uma representação mais fiel do comportamento real do conjunto motor-tacogerador. Também pode ser considerada a utilização de placas de circuito impresso (PCI) para a integração dos circuitos de acionamento, condicionamento de sinais e controle, proporcionando uma montagem mais robusta e adequada para aplicações práticas.

Dessa forma, as propostas apresentadas podem contribuir para o aumento da robustez, precisão e aplicabilidade do sistema desenvolvido.

REFERÊNCIAS

- AHMAD, Mukhtar. **High performance AC drives: modelling, analysis and control**. Berlin: Springer, 2010.
- ALCANTARA, Rafael Amorim de. **Simulação numérica de um motor de corrente contínua alimentado por conversor CA/CC**. 2023. 94 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) -Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2023. Disponível em: https://bdm.unb.br/bitstream/10483/37314/1/2023_RafaelAmorimDeAlcantara_tcc.pdf.
- ANDRADE, H. P. **Sensor de velocidade**. Natal: [s. n.], 2008.
- ARDUINO. **analogWrite() -Arduino Reference**. [S. l.]: Arduino, 2023a. Disponível em: <https://docs.arduino.cc/language-reference/en/functions/analog-io/analogWrite/>.
- ARDUINO. **Arduino Uno Rev3 with Long Pins**. [S. l.]: Arduino, 2023b. Disponível em: <https://docs.arduino.cc/retired/boards/arduino-uno-rev3-with-long-pins/>.
- BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. Tradução de Sônia Midori Yamamoto. Revisão técnica de Alceu Ferreira Alves. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.
- CABRAL, Pedro Henrique Cascardo; CALDEIRA, André Francisco; RECH, Charles; VENTURINI, Simone Ferigolo; MAIDANA, Cristiano Frandalozo; ROSA, Carmen Brum. **Minibancada de baixo custo com motores CC e encoder para prática de controle realimentado**. Ciência e Natura, Santa Maria, v. 47, n. esp. 4, e92211, 2025. DOI: 10.5902/2179460X92211. Disponível em: <https://doi.org/10.5902/2179460X92211>.
- CHAPMAN, Stephen J. **Máquinas elétricas**. 5. ed. São Paulo: Cengage Learning, 2013.
- COOK, Michael D.; BONNIWELL, J. L.; RODRIGUEZ, L. A.; WILLIAMS, D. W.; PRIBBERNOW, J. **Low-cost DC motor system for teaching automatic controls**. In: AMERICAN CONTROL CONFERENCE, 2020, Denver. Proceedings [...]. Piscataway: IEEE, 2020. p. 4283-4288. DOI: 10.23919/ACC45564.2020.9147781. Disponível em: <https://doi.org/10.23919/ACC45564.2020.9147781>.

DORF, Richard C.; BISHOP, Robert H. **Sistemas de controle modernos**. 12. ed. São Paulo: Pearson, 2008.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIĆ, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. 3. ed. Cham: Springer, 2020.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, Charles; UMANS, Stephen D. **Máquinas elétricas**. 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014.

FLIR SYSTEMS. **FLIR C5: câmera termográfica compacta**. Wilsonville: FLIR Systems, 2025. Disponível em: <https://www.flir.com/pt-br/products/c5/>.

FRANKLIN, Gene F.; POWELL, J. David; EMAMI-NAEINI, Abbas. **Feedback control of dynamic systems**. 7. ed. Boston: Pearson, 2015.

GREEN, Peter B.; ZHENG, Liz. **Gate drive for power MOSFETs in switching applications: a guide to device characteristics and gate drive techniques**. Munich: Infineon Technologies, 2022. Application Note AN_2203_PL18_2204_004502. Disponível em: <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/42/infineon-gate-drive-for-power-mosfets-in-switching-applications-applicationnotes-en.pdf>.

GURU, Bhag S.; HIZIROGLU, Hüseyin R. **Electric machinery and transformers**. 3. ed. New York: Oxford University Press, 2001.

HART, Daniel W. **Power electronics**. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2012.

HSDISSIPADORES. **Catálogo 2026-27**. São Paulo: HS Dissipadores, 2025. Disponível em: <https://www.hsdissipadores.com.br/catalogos>.

IEA 4E -ENERGY EFFICIENT END-USE EQUIPMENT. **Electric motor systems: why are they important?** Policy Brief n. 9. [S. l.]: IEA 4E, dez. 2025. Disponível em: <https://www.iea-4e.org/emsa/news/electric-motor-systems-a-key-element-on-the-way-to-global-net-zero/>.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **IRLZ44NPbF: HEXFET power MOSFET**. [S. l.]: International Rectifier, 2003. 10 p. *datasheet* PD-94831. Disponível em: <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/49/infineon-irlz44n-datasheet-en.pdf>.

INSTRUTHERM INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO LTDA. **Fonte de alimentação variável FA-3030**. São Paulo: Instrutherm, [20--?]. Disponível em: <https://www.instrutherm.com.br/fonte-de-alimentacao-fa-3030>.

LJUNG, Lennart. **System identification: theory for the user**. 2. ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1999.

MARTIGNONI, Alfonso. **Máquinas elétricas de corrente contínua**. 5. ed. Rio de Janeiro: Globo, 1987.

MERCADO LIVRE. **Micro motor de corrente contínua 12 V -18.200 rpm**. [S. l.]: Mercado Livre, [20--?]a. Disponível em: <https://www.mercadolivre.com.br/micro-motor-dc-12v-18200rpm>.

MERCADO LIVRE. **Micro motor DC Akiyama 24 V utilizado como tacogerador**. [S. l.]: Mercado Livre, [20--?]b. Disponível em: <https://www.mercadolivre.com.br/micro-motor-dc-akiyama-24v>.

MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **ATmega328P**: 8-bit AVR microcontroller with 4/8/16/32K bytes in-system programmable flash. Chandler: Microchip Technology, 2020. Disponível em: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ATmega328P-datasheet-DS40002061B.pdf>.

MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **MOSFET losses application considerations**. Chandler: Microchip Technology, 2007. Application Note AN1114. Disponível em: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01114a.pdf>.

MOHAN, Ned. **Máquinas elétricas e acionamentos: um curso introdutório**. Rio de Janeiro: LTC, 2015.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P. **Power electronics: converters, applications, and design**. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2003.

MONTGOMERY, Douglas C.; PECK, Elizabeth A.; VINING, Geoffrey G. **Introdução à análise de regressão linear**. 5. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012.

NEAMEN, Donald A. **Semiconductor physics and devices**. 3. ed. New York: McGraw-Hill, 2003.

NEOYAMA AUTOMAÇÃO. **Catálogo de micromotores DC**. [S. l.]: Neoyama Automação, [2013]. 5 p. Disponível em: <https://cdn.awsli.com.br/945/945993/arquivos/MicroMotorDC-R3-Sem-Red.pdf>.

NISE, Norman S. **Engenharia de sistemas de controle**. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2021.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. Tradução de Heloísa Coimbra de Souza. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

OLIVEIRA, Luan dos Santos de. **Desenvolvimento de um kit didático para ensaios de controle de velocidade/posição**. 2021. 39 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) -Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procopio, 2021. Disponível em: <https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/36444>.

PAIVA, Davi Alexandre. **Projeto de controlador PI usando um dispositivo SoC FPGA e processador ARM**. 2019. 113 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) -Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2019. Disponível em: <https://repositorio.ufc.br/handle/riufc/45180>.

QUEVEDO, Thiago Lopes. **Estudo teórico-experimental de um dissipador de calor para uso em fontes LED RGB por meio de análise de materiais, geometrias e simulações computacionais**. 2018. Dissertação (Mestrado em Ciência dos Materiais) -Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, 2018. Disponível em: <https://ppgcm.ufms.br/files/2018/09/Dissertação.Thiago-Lopes-Quevedo.pdf>.

RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. 4. ed. São Paulo: Pearson, 2014.

SÁ, Leonardo Leal de; AMORIM, Renato Canuto Medeiros. **Identificação e projeto de controladores aplicados em um motor CC**. 2013. 98 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) -Faculdade UnB Gama, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2013. Disponível em: <https://bdm.unb.br/handle/10483/6963>.

SEN, Mehmet; MUTLUER, Mümtaz. A review of BLDC motors: types, application, failure modes and detection. **Energies**, Basel, v. 18, n. 24, art. 6402, 2025. DOI: 10.3390/en18246402. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en18246402>.

SERRALHEIRO, Werther Alexandre de Oliveira; SOUZA, Eduardo Zeferino de. **Plataforma para implementação de técnicas de controle digital adaptativo: o sistema motor-tacogerador**. Florianópolis: Instituto Federal de Santa Catarina, 2012. Disponível em:

<https://docente.ifsc.edu.br/werther/publicacoes/2012-MTG.pdf>.

SOUZA, Humberto P. V. O. de; NUNES, Rhuan da S.; SILVA, A. Karoline G. da; ARAGÃO, F. Aldinei P.; ALBUQUERQUE, Leonardo T. **Módulo didático para acionamento e controle de velocidade de um motor CC para práticas interdisciplinares em cursos de engenharias**. Congresso Brasileiro de Automática -CBA, v. 3, n. 1, 2022. DOI: 10.20906/CBA2022/3524. Disponível em: <https://doi.org/10.20906/CBA2022/3524>.

VOGAS, Luan Mateus Bocalan; MORAES, Anderson Tiago de; COLOMBO JUNIOR, José Roberto; GALVÃO, Roberto Kawakami Harrop; AFONSO, Rubens Junqueira Magalhães. **Experimento didático para apresentação de conceitos de controle empregando um motor CC e uma interface de comando sem fio**. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE EDUCAÇÃO EM ENGENHARIA, 52., 2024. Anais [...]. [S. l.]: Associação Brasileira de Educação em Engenharia, 2024. DOI: 10.37702/2175-957X.COBENGE.2024.4996. Disponível em: <https://doi.org/10.37702/2175-957X.COBENGE.2024.4996>.

WEG. **Manual técnico de tacogeradores**. Jaraguá do Sul: WEG, 2008. Disponível em: http://paginapessoal.utfpr.edu.br/edisonsilva/conversao-de-energia-2/servomotor-cc/Tacogerador_WEG-tacogerador-manual-portugues-br.pdf/view.

APÊNDICE

APÊNDICE A - Código completo do sistema de controle de velocidade implementado no Arduino

```

const int count = 4;
// "count" define quantas interrupções do TIMER2 serão acumuladas antes de
// atualizar o controle. Ou seja, o controle roda a cada "count" overflows.
// Período aproximado: count * (256 - TCNT2) * prescaler * ciclo de máquina (62,5 ns)

int N = 0;
// Contador de overflows do TIMER2. Quando N >= count, executa o bloco de controle.

float tensaoTg;
// Leitura bruta em A0 (0~1023). Esse sinal vem do tacogerador,
// já passando por divisor/condicionamento para ficar até 5V no Arduino.

float R1;
// Variável auxiliar. R1 é usado como tensão em Volts após remapeamento do A0.

double y[2];
double x[2];
// Vetores para armazenar estados do controlador discreto.
// x[] guarda o erro atual/anterior; y[] guarda a saída do PI atual/anterior.

double setPoint = 0;
// Referência de velocidade (rpm) enviada via Monitor Serial.

const double KP = 0.0183914216957161;
const double KI = 0.15177105787952;
// Ganhos do controlador PI: KP = proporcional, KI = integral.

const int motorDC = 5;
// Pino de saída PWM do Arduino que aciona o MOSFET (e por consequência o motor).

```

```

int tcnt2 = 100;
// Valor recarregado no registrador TCNT2 a cada overflow.
// Quanto maior o TCNT2, menor a contagem até overflow (período menor), e vice-versa.

float pv_tg=0;
// "Process Variable" (PV): velocidade medida/estimada do motor em rpm,
// calculada a partir da tensão do tacogerador.

const double T = double (count) * (256 - double (tcnt2)) * 1024 * 0.0000000625;
// Período efetivo (amostragem) do controlador, considerando:
// - número de overflows acumulados (count)
// - preload do timer (tcnt2)
// - prescaler do TIMER2 (1024)
// - tempo por ciclo de máquina (~62,5 ns)
// Essa expressão define a base de tempo usada no termo integral (KI*T).

// Interrupção do TIMER2 (Overflow)
ISR(TIMER2_OVF_vect)
{
    TCNT2= tcnt2; // Recarrega o timer para manter o período desejado
    N++;          // Conta quantas interrupções já ocorreram

    if(N>= count)
    {
        // 1) Leitura do tacogerador (A0) e conversão para Volts
        tensaoTg = analogRead(A0);    // Leitura em A0 (0~1023)

        R1 = (tensaoTg*5)/1023;        // Converte bits para tensão (0~5V)

        // Converte tensão em velocidade (rpm) usando a equação linear obtida por regressão
        pv_tg = ((3774.01*R1)-359.81);

        // Evita valores negativos por causa do intercepto da reta
        if (pv_tg < 0){

```

```

    pv_tg = 0;
}
// 2) Cálculo do erro
x[0] = setPoint - pv_tg;

// 3) Controlador PI discreto (forma incremental / diferença)(com base no erro atual e
anterior)
y[0] = y[1] + (((KI*T)-(2*KP))/2)*x[1] + (((2*KP)+(KI*T))/2)*x[0];

// Atualiza estados para próxima iteração
y[1]=y[0];
x[1]=x[0];

// 4) Saturação do comando (PWM do Arduino: 0 a 255)
if (y[0] > 255){
    y[0] = 255;
}
if (y[0] < 0) {
    y[0] = 0;
}
// Aplica o comando no PWM do motor
analogWrite(motorDC,y[0]);

Serial.print(setPoint); // referência (rpm)
Serial.print(" ");
Serial.print(pv_tg);    // velocidade estimada (rpm)
Serial.print(" ");
Serial.print(int(y[0])); // comando PWM aplicado (0~255)
Serial.println(" ");

N=0; // Zera o contador de overflows para iniciar novo ciclo de amostragem
}
}

```

```

void setup(){
  analogReference(DEFAULT); // Referenciado entradas analógicas em 5V

  Serial.begin(9600);      // Inicia comunicação serial (setPoint e monitoramento)

  // ----- TIMER2 -----
  TCCR2A = 0x00;          // Modo normal
  TCCR2B = 0x07;          // Prescaler = 1024 (0x07)
  TCNT2 = 100;            // Preload inicial (mesmo valor de tent2)
  TIMSK2 = 0x01;          // Habilita interrupção de overflow do TIMER2
  // -----

  pinMode(motorDC, OUTPUT); // PWM no pino do motor

  // Inicializa estados do controlador (condição inicial)
  y[1] = 0;
  x[1] = 0;
}

void loop()
{
  // Recebe o setPoint via monitor serial.
  // O valor digitado vira referência de velocidade (rpm).
  // Ex.: enviar "5000" (Enter) para pedir ~5000 rpm.
  if (Serial.available() > 0)
  {
    setPoint = Serial.parseInt(SKIP_ALL, '\n');
  }
}

```