



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE
MINAS GERAIS - *CAMPUS* BETIM
BACHARELADO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

João Vitor Prata Moreira Salgado

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR DE
VELOCIDADE PARA UMA BANCADA DIDÁTICA DE CLP SIEMENS
S7-1200**

Betim
2026

JOÃO VITOR PRATA MOREIRA SALGADO

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR DE
VELOCIDADE PARA UMA BANCADA DIDÁTICA DE CLP SIEMENS
S7-1200**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à banca examinadora do curso de Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Minas Gerais *Campus* Betim, como parte dos requisitos para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Me. Michelle Mendes Santos

Coorientador: Prof. Dr. Leandro Freitas de Abreu

Betim
2026

FICHA CATALOGRÁFICA

S164p Salgado, João Vitor Prata Moreira

Projeto e implementação de um controlador de velocidade para uma bancada didática de CLP Siemens S7-1200 / João Vitor Prata Moreira Salgado. – 2026.

59 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Minas Gerais, Câmpus Betim, 2026.

Orientador: Prof. Ma. Michelle Mendes Santos

Coorientador: Prof. Dr. Leandro Freitas de Abreu

1. Controladores programáveis. 2. Controladores PID. 3. Sistemas de controle supervisão. 4. Bancada didática. 5. Engenharia de Controle e Automação. I. Salgado, João Vitor Prata Moreira. II. Título.

CDU: 621.382



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE MINAS GERAIS
Campus Betim
Diretoria de Ensino

Docentes Automação Industrial e Tecnologia da Informação
Rua Itamarati - CEP 32677-564 - Betim - MG
3135976360 - www.ifmg.edu.br

Ata de Defesa de TCC de João Vitor Prata
Moreira Salgado, realizada em 02 de
fevereiro de 2026

Aos 02 dias do mês de Fevereiro do ano de 2026, às dezoito horas, nas dependências do IFMG – *Campus* Betim, reuniu-se a banca examinadora presidida por mim, Michelle Mendes Santos e demais membros, Arthur Hermano Rezende Rosa e Deliene Costa Guimarães Barros. Nesta ocasião a discente **JOÃO VITOR PRATA MOREIRA SALGADO** do curso de Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação no IFMG – *Campus* Betim, defendeu seu Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) intitulado “PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR DE VELOCIDADE PARA UMA BANCADA DIDÁTICA DE CLP SIEMENS S7-1200” e foi **APROVADO**, com 90 (Noventa) pontos.

Este resultado reflete o cumprimento parcial dos critérios de avaliação estabelecidos pelo curso e reconhece os esforços e a dedicação da discente e sua orientadora no desenvolvimento do seu TCC. O lançamento da nota e o consequente encerramento do respectivo processo está condicionado ao cumprimento das exigências da banca avaliadora e demais procedimentos pós-defesa conforme previstos nos regulamentos vigentes. Tais procedimentos pós-defesa devem ser finalizados até a data limite de 17/02/2026. O descumprimento destes procedimentos até a data estipulada implicará em atribuição de nota 0 (zero) e consequente reprovação.

A sessão foi encerrada às dezenove horas e vinte minutos. Para constar, eu, Michelle Mendes Santos, redigi a presente ata, foi aprovada e assinada pelos membros da banca examinadora.

Betim, 10 de fevereiro de 2026.



Documento assinado eletronicamente por **Michelle Mendes Santos, Professora**, em 10/02/2026, às 15:46, conforme Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.



Documento assinado eletronicamente por **Arthur Hermano Rezende Rosa, Professor**, em 10/02/2026, às 16:12, conforme Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.



Documento assinado eletronicamente por **Deliene Costa Guimaraes Barros, Testemunha**, em 10/02/2026, às 18:01, conforme Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.

Dedico este trabalho à minha família e amigos que sempre me apoiaram.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, quero expressar minha profunda gratidão aos meus familiares e amigos que sempre me apoiaram, incentivaram em meus estudos e pela paciência nos momentos necessários.

Também agradeço aos professores do IFMG Campus Betim que me auxiliaram no esclarecimento de dúvidas e sugestões. Em especial ao professor Leandro Freitas e à professora Michelle Mendes pela orientação neste trabalho.

Estendo meus sinceros agradecimentos a todas as pessoas que de alguma forma contribuíram em minha trajetória neste curso.

“Nenhum problema pode ser resolvido pelo mesmo nível de consciência que o criou”.

- Albert Einstein

RESUMO

Este Trabalho de Conclusão de Curso descreve o projeto e a implementação de uma malha de controle de velocidade em uma bancada didática de automação, utilizando um motor de corrente contínua, um CLP Siemens S7-1200 e um sistema supervisório. O objetivo principal foi desenvolver uma solução de baixo custo e versátil para o ensino prático de controle de processos. A metodologia incluiu a instrumentação para medição de velocidade, com a criação de um disco de encoder em 3D, o desenvolvimento de um circuito de condicionamento de sinal, a implementação de um controlador PID no TIA Portal e a criação de uma interface no supervisório Elipse E3 para monitoramento e sintonia online. O sistema foi validado, identificando-se uma faixa de operação ótima entre 800 e 2130 RPM. Foi realizada uma análise comparativa dos métodos de sintonia de Ziegler-Nichols, CRH e Cohen-Coon, que revelou que os métodos de Ziegler-Nichols e CRH foram os mais adequados para a bancada, proporcionando um controle estável e com bom desempenho. O projeto resultou em uma ferramenta pedagógica funcional, que permite aos estudantes explorar na prática os conceitos teóricos de sistemas de controle.

Palavras-chave: Controle de Velocidade, Controlador PID, CLP S7-1200, Sintonia de Controladores, Bancada Didática, Sistema Supervisório.

ABSTRACT

This Final Course Project describes the design and implementation of a speed control loop on a didactic automation test bench, using a DC motor, a Siemens S7-1200 PLC, and a supervisory system. The main objective was to develop a low-cost and versatile solution for the practical teaching of process control. The methodology included the instrumentation for speed measurement, featuring a 3D-printed encoder disk, the development of a signal conditioning circuit, the implementation of a PID controller in TIA Portal, and the creation of an interface in the Elipse E3 supervisory system for real-time monitoring and online tuning. The system was validated, and an optimal operating range between 800 and 2130 RPM was identified. A comparative analysis of the Ziegler-Nichols, CRH, and Cohen-Coon tuning methods was performed, which revealed that the Ziegler-Nichols and CRH methods were the most suitable for the plant, providing stable control and good performance. The project resulted in a functional pedagogical tool that allows students to practically explore the theoretical concepts of control systems.

Keywords: Speed Control, PID Controller, PLC S7-1200, Controller Tuning, Didactic Bench, SCADA System.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Princípio de funcionamento do encoder incremental.	17
Figura 2 – Sinal de saída encoder incremental.	18
Figura 3 – Disco de encoder absoluto.	19
Figura 4 – Controlador PID.	20
Figura 5 – Resposta ao degrau unitário.	22
Figura 6 – Curva de reação.	22
Figura 7 – Bloco <i>PID_Compact</i>	24
Figura 8 – Configuração interna <i>PID_Compact</i> parâmetros PID.	25
Figura 9 – CI Regulador de tensão 7805.	26
Figura 10 – Esquema típico de aplicação do CI 7805.	27
Figura 11 – Transistor e seu símbolo elétrico.	28
Figura 12 – Módulo Sensor de velocidade MOCH22A.	28
Figura 13 – Módulo Conversor DC-DC Step Down.	29
Figura 14 – Módulo Conversor DC-DC Step Up.	30
Figura 15 – Bancada didática.	33
Figura 16 – Diagrama de ligação.	34
Figura 17 – Case para o módulo de velocidade.	36
Figura 18 – Disco para encoder.	36
Figura 19 – Lógica para acionar o sistema de controle.	38
Figura 20 – Fluxograma da lógica de acionamento do sistema.	39
Figura 21 – Lógica do modo do controlador e definições dos ganhos.	40
Figura 22 – Lógica de cálculo de RPM.	40
Figura 23 – Lógica do controlador PID.	41
Figura 24 – Configuração da <i>TAGs</i> pelo <i>Driver</i> Mprot.	42
Figura 25 – Tela do supervisor.	43
Figura 26 – Sistema físico finalizado.	44
Figura 27 – Circuito montado.	45
Figura 28 – Limite de saída do controlador.	46
Figura 29 – Faixa de operação informada na interface do supervisor.	46
Figura 30 – Curva de reação.	47
Figura 31 – Controlador PI método Ziegler-Nichols.	49
Figura 32 – Controlador PID método Ziegler-Nichols.	49
Figura 33 – Controlador PI método CRH 0% sobressinal.	51
Figura 34 – Controlador PID método CRH 0% sobressinal.	51
Figura 35 – Controlador PI método CRH 20% sobressinal.	52
Figura 36 – Controlador PID método CRH 20% sobressinal.	52
Figura 37 – Controlador PI método Cohen-Coon.	54
Figura 38 – Controlador PID método Cohen-Coon.	54

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	–	Parâmetros do método Ziegler–Nichols	23
Tabela 2	–	Parâmetros de sintonia pelo método CRH.	23
Tabela 3	–	Parâmetros de sintonia pelo método Cohen-Coon.	23
Tabela 4	–	Variáveis Utilizadas no Sistema CLP	37
Tabela 5	–	Parâmetros curva de reação	47
Tabela 6	–	Ganhos do controlador método Ziegler-Nichols	48
Tabela 7	–	Ganhos do controlador método CRH	50
Tabela 8	–	Ganhos do controlador método Cohen-Coon	53
Tabela 9	–	Análise comparativa do desempenho dos controladores	55

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AO	Saída Analógica (Analog Output)
BCD	Binary Coded Decimal (Decimal Codificado em Binário)
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
CLP	Controlador Lógico Programável
CRH	Chien, Reswick e Hrones (Método de sintonia)
CV	Variável Controlada
DC	Direct Current (Corrente Contínua)
DO	Saída Digital (Digital Output)
GND	Ground (Terra)
IHM	Interface Homem-Máquina
IFMG	Instituto Federal de Minas Gerais
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
IN	Input (Entrada)
Kp	Ganho Proporcional
LED	Light Emitting Diode (Diodo Emissor de Luz)
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MQTT	Message Queuing Telemetry Transport
MV	Variável Manipulada
NPN	Negative-Positive-Negative
OPC	Open Platform Communications
OPC UA	OPC Unified Architecture
OUT	Output (Saída)
PD	Proporcional-Derivativo

PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PLC	Programmable Logic Controller (Controlador Lógico Programável)
PPR	Pulsos por Revolução
PV	Variável de Processo
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
RPM	Rotações por Minuto
SCADA	Supervisory Control and Data Acquisition (Supervisão e Aquisição de Dados)
SP	Setpoint
Td	Tempo Derivativo
Ti	Tempo Integral
VAC	Volts Alternating Current (Tensão em Corrente Alternada)
VBE	Tensão Base-Emissor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Colocação do Problema	14
1.2	Objetivos	15
1.2.1	Objetivo geral	15
1.2.2	Objetivos específicos	15
1.3	Justificativa	15
1.4	Organização do Texto	16
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	17
2.1	Medição de velocidade utilizando Encoders	17
2.1.1	Encoder Incremental	17
2.1.2	Encoder Absoluto	18
2.2	Controle de velocidade	19
2.2.1	Controlador PID	19
2.2.1.1	Ação proporcional	20
2.2.1.2	Ação integral	20
2.2.1.3	Ação derivativa	21
2.2.2	Sintonia do controlador PID	21
2.2.2.1	Método Ziegler-Nichols	21
2.2.2.2	Método CRH	22
2.2.2.3	Método Cohen-Coon	23
2.2.3	Bloco de controle PID_Compact	24
2.3	Componentes eletrônicos	26
2.3.1	CI Regulador de tensão LM7805	26
2.3.2	Transistor	27
2.3.3	Módulo Sensor de velocidade MOCH22A	28
2.3.4	Módulos Conversores DC-DC Step Down e Step Up	29
2.4	TIA Portal	30
2.5	Supervisório Elipse E3	31
3	METODOLOGIA	32
3.1	Bancada didática	32
3.2	Projeto Elétrico	33
3.2.1	Alimentação e Interface do Sensor de Velocidade	33
3.2.2	Circuito de Acionamento do Motor	35
3.3	Partes Projetadas e Impressas em 3D	35
3.3.1	Case do módulo de velocidade	35
3.3.2	Disco para encoder	36
3.4	Programação do CLP	37
3.4.1	CLP TAGs	37

3.4.2	<i>Lógica para acionar o sistema de controle</i>	38
3.4.3	<i>Lógica do modo do controlador e definições dos ganhos</i>	39
3.4.4	<i>Lógica de cálculo de RPM</i>	40
3.4.5	<i>Lógica do controlador PID</i>	41
3.5	Programação supervisório	41
3.5.1	<i>Configuração do Driver</i>	41
3.5.2	<i>Tela do supervisório</i>	43
4	RESULTADOS	44
4.1	Montagem física	44
4.2	Programação CLP e Supervisório	45
4.3	Sintonia de Controle	47
4.3.1	<i>Resultado método Ziegler-Nichols</i>	48
4.3.2	<i>Resultado método CRH</i>	50
4.3.3	<i>Resultado método Cohen-Coon</i>	53
4.3.4	<i>Comparação entre os métodos</i>	55
5	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	57
5.1	Conclusão	57
5.2	Trabalhos Futuros	57
	REFERÊNCIAS	59

1 INTRODUÇÃO

No âmbito acadêmico, especialmente em disciplinas técnicas e científicas, como a engenharia, é essencial que os estudantes não apenas absorvam conceitos teóricos, mas também adquiram uma compreensão prática e aplicada dos mesmos. A utilização de plantas didáticas no contexto da formação acadêmica em Engenharia representa um recurso pedagógico essencial para o desenvolvimento integral dos alunos nesse campo de estudo. Essas plantas, sejam físicas ou virtuais, são projetadas especificamente para simular situações reais e oferecer aos estudantes a oportunidade de adquirir conhecimento prático e habilidades técnicas fundamentais para sua futura atuação profissional. Nesse cenário, as plantas didáticas desempenham um papel crucial, proporcionando um ambiente controlado e seguro para que os estudantes possam experimentar, testar e aprimorar suas habilidades técnicas e conhecimentos práticos.

Nos processos industriais, o controle de velocidade consiste na capacidade de regular e monitorar a velocidade de equipamentos e maquinários utilizados. Essa regulação pode ser feita de forma manual ou automatizada, permitindo ajustes precisos de velocidade de acordo com as demandas específicas de cada etapa do processo. Essa flexibilidade é fundamental para atender às variações na produção, adaptando-se a diferentes condições operacionais e requisitos de qualidade.

A implementação eficaz do controle de velocidade proporciona uma série de benefícios para as organizações industriais. Em primeiro lugar, destaca-se a melhoria da eficiência operacional. A capacidade de ajustar a velocidade dos equipamentos de acordo com as demandas de produção permite um melhor aproveitamento dos recursos e uma resposta mais ágil às flutuações na demanda. Isso resulta em uma produção mais eficiente e constante, evitando desperdícios. Além disso, o controle de velocidade contribui para a economia de energia, um aspecto crítico em tempos de crescente conscientização ambiental e aumento dos custos energéticos. Ao otimizar a velocidade de operação dos equipamentos, é possível reduzir o consumo de energia, promovendo a sustentabilidade e a redução das despesas operacionais. Outro ponto relevante é a segurança no ambiente de trabalho. O controle de velocidade possibilita a operação controlada e segura de maquinários, minimizando riscos de acidentes.

Desenvolver uma bancada didática de controle e velocidade é um processo desafiador, pois representa a criação e organização de um ambiente de aprendizagem projetado de forma estratégica para atender a uma determinada demanda.

1.1 Colocação do Problema

Considerando os pontos abordados na seção anterior, a seguinte pergunta é levantada: Como implementar um controle de velocidade em um kit didático com baixo custo e versátil, para ensino de controle de processos?

1.2 Objetivos

1.2.1 *Objetivo geral*

O foco deste trabalho é implementar uma melhoria em uma bancada didática de automação incorporando uma malha de controle de velocidade de um motor de Corrente Contínua (CC), comandado por um Controlador Lógico Programável (CLP) e com uma interface em um sistema supervisório.

1.2.2 *Objetivos específicos*

- Projetar a instrumentação para medição de velocidade;
- Implementar o sistema de medição de velocidade na bancada física;
- Validar o sistema de medição de velocidade;
- Implementar e sintonizar um controlador de velocidade no CLP;
- Desenvolver um sistema supervisório didático para sintonia da malha de controle de velocidade;

1.3 Justificativa

O controle de velocidade tem diversas aplicações práticas na indústria moderna, impactando positivamente a eficiência dos processos produtivos, economia de energia e a qualidade dos produtos.

Entre as várias aplicações do controle de velocidade, algumas das principais seriam nos equipamentos de linha de produção, como motores elétricos e esteiras, a capacidade de ajustar a velocidade resulta em um fluxo contínuo e eficiente de produtos, aumentando consideravelmente a produtividade, garante uma maior segurança, e também promove um consumo energético mais eficiente e uma durabilidade maior dos equipamentos. Em sistemas de ventilação e climatização por exemplo, o controle de velocidade é fundamental para adaptar a vazão de ar de acordo com as necessidades. Outra aplicação significativa seria em equipamentos de transporte como elevadores e escadas rolantes, como feito no trabalho de Vaz *et al.* (2018), implementando uma base elevatória capaz de adaptar a velocidade com base na carga e demanda em uma bancada didática.

A formação técnica e prática é crucial para estudantes de engenharia e cursos técnicos, pois permite a aplicação prática dos conhecimentos teóricos adquiridos em sala de aula para resolução de problemas.

A Aprendizagem Baseada em Problemas tem como inspiração os princípios da Escola Ativa, do Método Científico, de um Ensino Integrado e Integrador dos conteúdos, dos ciclos de estudo e das diferentes áreas envolvidas, em que os alunos aprendem a aprender e se preparam para resolver problemas relativos à sua futura profissão. (BERBEL, 1998, p. 154)

Além disso, oferece a oportunidade de desenvolver habilidades específicas essenciais para a prática profissional. Ao proporcionar um equilíbrio entre teoria e prática, ajuda a reduzir a lacuna existente entre o aprendizado acadêmico e as demandas reais do mercado de trabalho, preparando os estudantes de forma mais completa para suas futuras carreiras.

Promover o aprendizado por meio de experimentação e simulação em um ambiente controlado é uma abordagem extremamente relevante e valiosa na educação contemporânea. Essa metodologia oferece uma série de benefícios que podem potencializar a compreensão e retenção do conhecimento, como apontado na pesquisa realizada por Demir, Tepe e Eminoğlu (2019) em que a maior parte dos alunos participantes da pesquisa apontaram como positivo o uso da bancada didática para aprimoramento do aprendizado tanto em controle como em CLP.

As plantas didáticas proporcionam um ambiente seguro para a experimentação, permitindo a manipulação de variáveis e aprendizado por meio de erros. E também a facilidade de monitoramento e avaliação em ambientes controlados possibilita uma análise precisa do progresso dos estudantes, permitindo um feedback imediato e eficaz do educador para otimizar o aprendizado.

1.4 Organização do Texto

Este trabalho inicia-se com uma introdução que apresenta o tema, sua relevância, o problema de pesquisa e a estrutura geral do documento. Em seguida, o referencial teórico (Capítulo 2) reúne os conceitos fundamentais sobre medição e controle de velocidade, incluindo técnicas de sintonia e a aplicação de controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo) no CLP (Controlador Lógico Programável) S7-1200. A metodologia (Capítulo 3) detalha o desenvolvimento do projeto, abrangendo as etapas de projeto elétrico, montagem mecânica e programação do CLP e do sistema supervisório. Posteriormente, os resultados e discussões (Capítulo 4) focam na validação dos programas e na análise de desempenho dos controladores implementados. Por fim, o Capítulo 5 apresenta as considerações finais, consolidando as conclusões, contribuições, limitações do estudo e sugestões para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A seguir serão apresentados conceitos e ferramentas empregados durante o decorrer do trabalho, com o objetivo de situar e contextualizar a leitura por meio de referências teóricas.

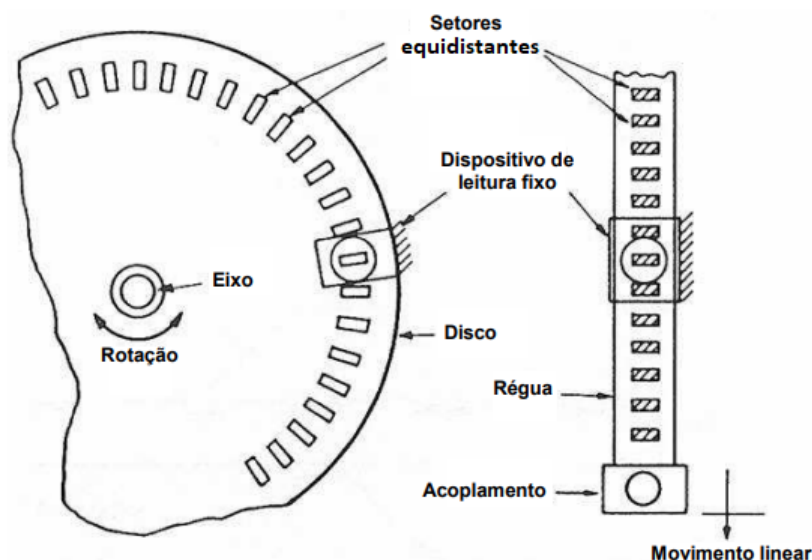
2.1 Medição de velocidade utilizando Encoders

O encoder é um transdutor capaz de converter movimento linear ou angular em sinais digitais. Com esses sinais, pode-se determinar a posição, a direção, a velocidade e a aceleração do sistema. Possuem uma vasta gama de aplicações, algumas como controle de motores, medição de ângulos em aplicações de robótica, até mesmo em sistemas de rastreamento solar, entre outros. Os encoders podem ser funcionalmente categorizados em dois tipos: incremental e absoluto.

2.1.1 Encoder Incremental

Um encoder de posição incremental, conforme descrito por Pallás-Areny e Webster (2001), opera com base em uma régua linear ou disco de baixa inércia, ambos acionados pela parte a ter sua posição determinada. Esses elementos possuem regiões ou setores distintos, dispostos em padrões repetitivos, geralmente formados por furos espaçados igualmente por toda a extremidade do corpo do disco que permitem a um dispositivo de leitura identificar sinais de nível lógico alto (na ausência do setor) ou baixo (durante a passagem de um setor), como ilustrado na Figura 1.

Figura 1 – Princípio de funcionamento do encoder incremental.

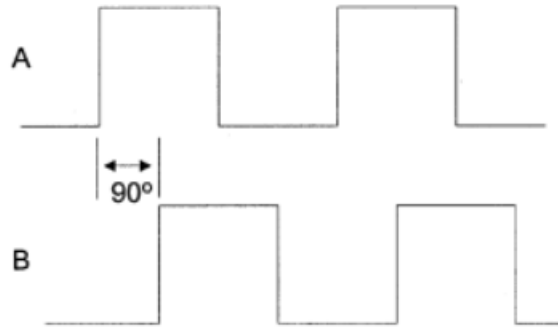


Fonte: Adaptada de Pallás-Areny e Webster (2001).

Ainda segundo Pallás-Areny e Webster (2001), o dispositivo de leitura pode ser do tipo magnético, elétrico ou óptico, porém em todos os casos o sinal de saída será um trem de pulsos

conforme ilustrado na Figura 2. Para determinar a direção do movimento de maneira simples, empregam-se dois sensores espaçados em um ângulo de 90°, se a borda de subida do sensor “A” ocorrer primeiro, o disco está girando em uma direção; por outro lado, se a borda de subida do sensor “B” acontecer primeiro, o disco está girando na direção oposta.

Figura 2 – Sinal de saída encoder incremental.



Fonte: Adaptada de Pallás-Areny e Webster (2001).

A resolução de um encoder incremental rotativo é dada em Pulsos Por Revolução (PPR), mas também pode ser dada na distância correspondente a um único pulso. A resolução é calculada conforme 2.1.

$$PPR = \frac{\pi \cdot d}{2p} \quad (2.1)$$

Sendo que a variável d representa o diâmetro do disco e a variável p representa a distância angular entre dois setores.

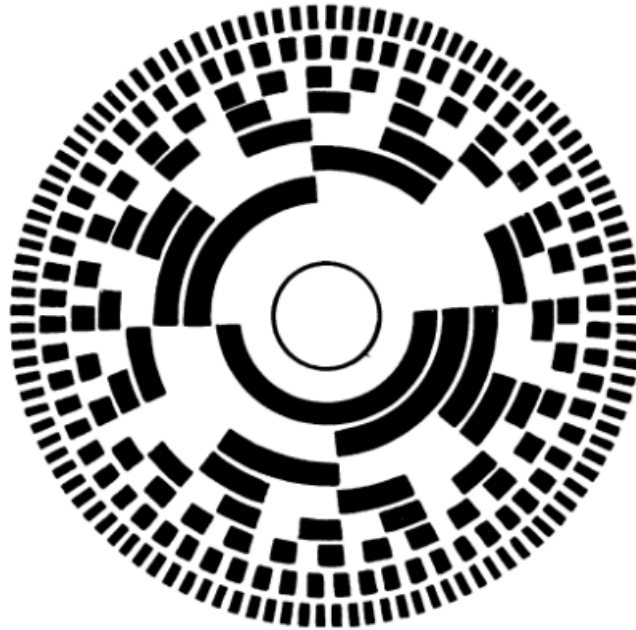
Para se obter a velocidade em Rotações Por Minuto (RPM) é necessário aplicar a equação 2.2.

$$\text{Velocidade (RPM)} = \frac{\text{Frequência (Hz)} \times 60}{PPR}. \quad (2.2)$$

2.1.2 Encoder Absoluto

Um encoder absoluto é um dispositivo de medição de posição que fornece uma leitura precisa da posição de um objeto em relação a um ponto de referência fixo, sem depender de um ponto de partida conhecido. Segundo Turchetti (2007), a posição de um encoder absoluto é obtida pela leitura de um código gravado no elemento móvel, tal código determina vários conjuntos de sinais, sendo que cada conjunto representa unicamente uma possível posição conforme ilustrado na Figura 3.

Figura 3 – Disco de encoder absoluto.



Fonte: Adaptada de Pallás-Areny e Webster (2001).

Embora o encoder absoluto tenha a vantagem de se saber a posição atual facilmente, ele necessita de mais dispositivos de leitura perfeitamente alinhados para se ler a sequência de bits formada. Existem diferentes tipos de código que podem ser gravados em um disco de encoder absoluto, dentre eles os mais comuns são: código binário natural; código *Binary Coded Decimal* (BCD); código *Gray*.

2.2 Controle de velocidade

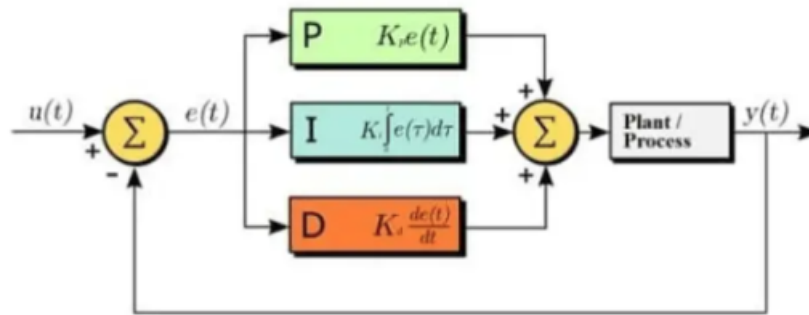
2.2.1 Controlador PID

O controlador Proporcional Integral e Derivativo (PID) é o controle mais utilizado nos processos em geral, podendo atuar em sistemas lineares ou não-lineares, e também é bastante difundido nos livros teóricos. Segundo Åström e Hägglund (1995), o comportamento do algoritmo PID pode ser descrito como mostrado na equação 2.3.

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.3)$$

Onde u é a variável de controle e e é o erro. Os parâmetros do controlador são: o ganho proporcional K , o tempo integral T_i e o tempo derivativo T_d . A variável de controle u é a soma dos três termos — proporcional, integral e derivativo — como ilustrado na Figura 4.

Figura 4 – Controlador PID.



Fonte: (PUHLMANN, 2014).

A Figura 4 ilustra o diagrama de blocos de um controlador PID. Nela, o termo em inglês *Plant / Process* representa a planta ou o processo que está sendo controlado pelo sistema.

2.2.1.1 Ação proporcional

A ação proporcional, também conhecida como ganho, produz uma saída proporcional ao erro, quanto maior o erro, mais forte será a saída. Caso a ação proporcional for muito fraca, o sistema não será capaz de suportar as perturbações, e se for muito alta o sistema tende a ficar instável. Conforme Åström e Hägglund (1995), no caso de um controlador puramente proporcional a lei de controle da equação 2.3. é reduzida para 2.4.

$$u(t) = Ke(t) + u_b \quad (2.4)$$

Onde u_b é uma perturbação. Quando o erro e é zero, a variável de controle assume o valor $u(t) = u_b$. A perturbação u_b é, geralmente, corrigida para $\frac{u_{\text{máx}} + u_{\text{mín}}}{2}$, mas também pode ser ajustada manualmente.

2.2.1.2 Ação integral

A ação integral acelera a resposta do sistema e elimina o erro de offset. Se a ação integral for muito fraca, o sistema demorará muito para atingir o *setpoint*. Por outro lado, se a ação integral for muito forte, o sistema tende a ficar instável. Conforme destacado por Åström e Hägglund (1995), “com a ação integral, um pequeno erro positivo sempre levará a um sinal de controle crescente, e um erro negativo dará um sinal de controle decrescente, não importa quão pequeno seja o erro”.

Assumindo que o sistema esteja em estado estacionário com um sinal de controle u_0 e um erro constante e_0 , então, de acordo com a equação (2.3), o sinal de controle da ação integral é dado pela equação (2.5).

$$u_0 = K \left(e_0 + \frac{e_0}{T_i} t \right) \quad (2.5)$$

2.2.1.3 Ação derivativa

A ação derivativa faz o sistema reagir antecipando o erro, criando uma saída mais forte de acordo com a velocidade do erro. Esse tipo de ação não deve ser utilizada em sistemas que lidam com muitas perturbações ou ruídos, pois tende a criar ainda mais instabilidade. Segundo Åström e Hägglund (1995), a estrutura básica de um controlador PD (Proporcional-Derivativo) é descrita na equação (2.6).

$$u(t) = K \left(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.6)$$

Onde o sinal de controle é proporcional a uma estimativa do erro de controle no tempo T_d adiante, onde a estimativa é obtida por extrapolação linear.

2.2.2 Sintonia do controlador PID

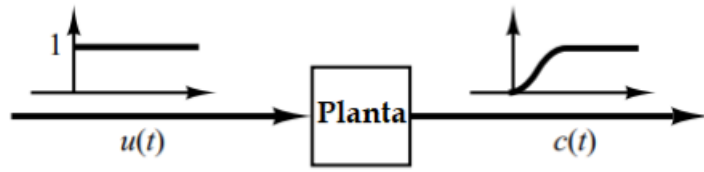
A sintonia de controlador é o processo de ajustar os parâmetros de um controlador em um sistema de controle para que o sistema funcione de maneira eficaz e atenda aos requisitos de desempenho desejados. No presente trabalho, será feita uma comparação entre alguns métodos de sintonia para controladores PID baseados na curva de reação: Ziegler-Nichols, CRH (Chien, Reswick e Hrones) e Cohen-Coon.

2.2.2.1 Método Ziegler-Nichols

Conforme Ogata (2010), o método Ziegler-Nichols consiste em aplicar um degrau unitário em determinada bancada, conforme ilustrado na Figura 5, e caso a resposta do sistema seja uma curva no formato S, como mostrado na Figura 6, pode-se utilizar esse método no sistema.

A curva de formato S, também chamada de curva de reação, é caracterizada por duas constantes: tempo morto L e constante de tempo T . Essas duas variáveis são determinadas traçando uma linha tangente ao ponto de inflexão da curva de formato S, e então determinando a interseção dessa linha tangente com o final de T e a linha K , que representa o valor para regime permanente (OGATA, 2010).

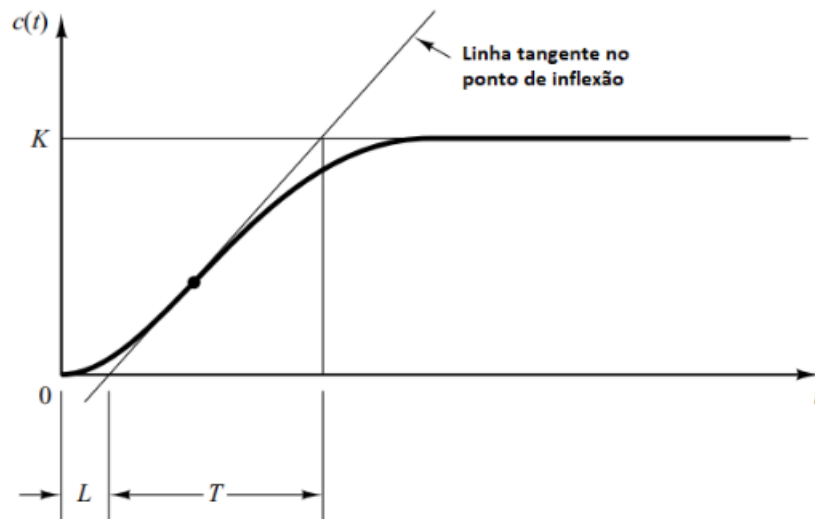
Figura 5 – Resposta ao degrau unitário.



Fonte: Adaptado de Ogata (2010).

O "fator de incontrolabilidade" é uma métrica fundamental que se refere à razão $\frac{L}{T}$. Este fator quantifica a dificuldade intrínseca de controle de um sistema, para o método de Ziegler-Nichols o fator desejado está na faixa de 0,1 a 0,3.

Figura 6 – Curva de reação.



Fonte: Adaptado de Ogata (2010).

A função de transferência $\frac{C(s)}{U(s)}$ pode ser aproximada para um sistema de primeira ordem com tempo morto, conforme mostrado na equação (2.7).

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (2.7)$$

Os valores de K_p , T_i e T_d devem ser definidos conforme Tabela 1.

2.2.2.2 Método CRH

O método CRH, proposto por Chien, Reswick e Hrones (1952), apresenta dois critérios de sintonia: um visando a resposta mais rápida com 0% de sobressinal, e outro com 20% de

Tabela 1 – Parâmetros do método Ziegler–Nichols

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{KL}$	∞	0
PI	$\frac{0,9T}{KL}$	$\frac{L}{0,3}$	0
PID	$\frac{1,2T}{KL}$	$2L$	$0,5L$

Fonte: (CAMPOS; TEIXEIRA, 2010).

sobressinal. Assim como o método de Ziegler-Nichols, o CRH é baseado na resposta de uma curva com formato S, obtida a partir da aplicação de um degrau em malha aberta. No entanto, os parâmetros do controlador devem ser ajustados conforme a Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros de sintonia pelo método CRH.

Controlador	Sobressinal 0%			Sobressinal 20%		
	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{0,3T}{KL}$	∞	0	$\frac{0,7T}{KL}$	∞	0
PI	$\frac{0,35T}{KL}$	$1,16T$	0	$\frac{0,6T}{KL}$	T	0
PID	$\frac{0,6T}{KL}$	T	$0,5L$	$\frac{0,95T}{KL}$	$1,357T$	$0,473L$

Fonte: (CAMPOS; TEIXEIRA, 2010).

2.2.2.3 Método Cohen-Coon

O método proposto por Cohen e Coon (1953) sugere uma sintonia para processos com tempos mortos mais elevados, em que o fator de incontrolabilidade $\frac{L}{T}$ seja superior a 0,3 (CAMPOS; TEIXEIRA, 2010). Assim como os métodos anteriores, o método de Cohen-Coon é baseado na curva com formato S, resultante da aplicação de um degrau unitário em malha aberta. Porém o valor do ganho K deve ser equivalente a 63% do valor final de subida, e o valor de T deve ser em relação ao novo valor de K . Os parâmetros do controlador devem ser definidos conforme apresentado na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros de sintonia pelo método Cohen-Coon.

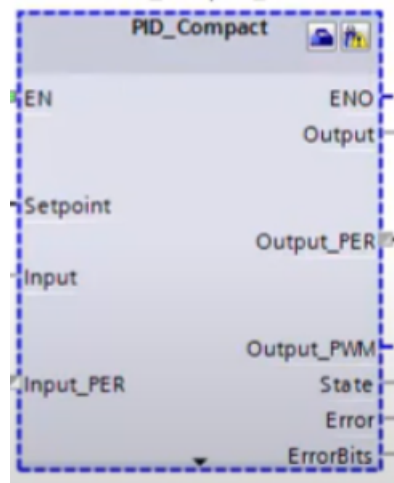
Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$(1,03 + 0,35 \frac{L}{T}) \frac{T}{KL}$	∞	0
PI	$(0,9 + 0,083 \frac{L}{T}) \frac{T}{KL}$	$\frac{L(0,9 + 0,083 \frac{L}{T})}{(1,27 + 0,6 \frac{L}{T})}$	0
PID	$(1,35 + 0,25 \frac{L}{T}) \frac{T}{KL}$	$\frac{L(1,35 + 0,25 \frac{L}{T})}{(0,54 + 0,33 \frac{L}{T})}$	$\frac{0,5L}{1,35 + 0,25 \frac{L}{T}}$

Fonte: (CAMPOS; TEIXEIRA, 2010).

2.2.3 Bloco de controle *PID_Compact*

O bloco de controle *PID_Compact*, mostrado na Figura 7, é um bloco muito robusto e prático de se utilizar para realizar o controle dos processos, disponível no *software* TIA Portal da Siemens. É utilizado para controlar processos técnicos com variáveis contínuas de entrada e saída (GRAY, 2012). Este bloco possui três entradas principais: *Setpoint*, *Input* e *Input_PER*.

Figura 7 – Bloco *PID_Compact*.

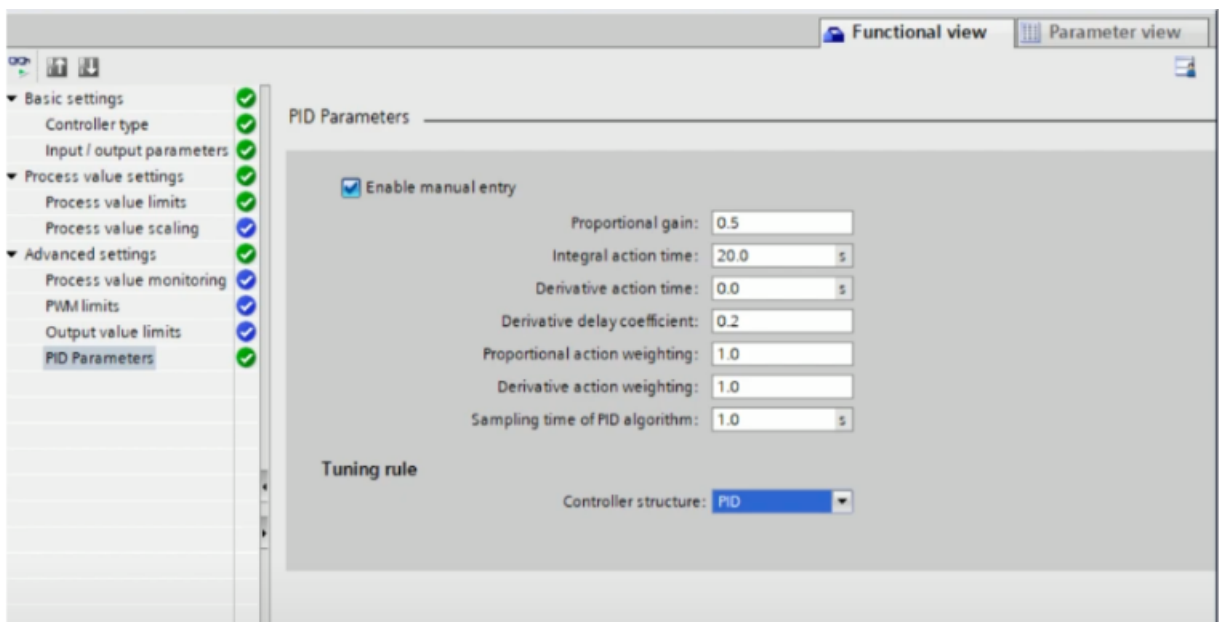


Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

A entrada *Setpoint* é utilizada como o valor real de referência da variável controlada. A entrada *Input* corresponde ao valor real medido do processo, enquanto a entrada *Input_PER* refere-se a um valor análogo ao real medido, com uma escala interna em que o valor 0 representa o mínimo e 27648 representa o máximo do sinal de entrada. A principal saída é *Output*, que representa o sinal de controle enviado ao atuador.

O bloco *PID_Compact* possui uma configuração interna, ilustrada na Figura 8, que permite ao usuário ajustar diversos parâmetros. Entre os principais, destacam-se:

- Tipo de controlador: possibilita a seleção do tipo de processo, como nível, velocidade, temperatura, pressão, entre outros;
- Limites de valor do processo: permite a definição dos valores máximo e mínimo de operação do sistema, garantindo segurança e estabilidade;
- Parâmetros PID: o usuário pode configurar os parâmetros de ganho proporcional (K_p), tempo de ação integral (T_i) e tempo de ação derivativa (T_d), bem como ajustar os pesos correspondentes dessas ações.

Figura 8 – Configuração interna *PID_Compact* parâmetros PID.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

O bloco *PID_Compact* possui três saídas: *Output*, *Output_PER* e *Output_PWM*.

A saída *Output* representa o valor real da variável controlada. De forma semelhante à entrada *Input_PER*, a saída *Output_PER* realiza uma escala interna entre 0 e 27648. Por fim, a saída *Output_PWM* gera um sinal modulador por largura de pulso (PWM), utilizado para controlar dispositivos que respondem a este tipo de sinal.

Uma configuração fundamental para o funcionamento do bloco *PID_Compact* é a definição de seu modo de operação. Este parâmetro determina o comportamento do controlador, que pode ser alternado entre cinco estados distintos, cada um com uma finalidade específica:

- **0 (Inativo):** O controlador PID está completamente desabilitado. Nenhuma ação de controle é calculada e a saída permanece inalterada.
- **1 (Sintonia de Partida - *Start-up tuning*):** Modo utilizado para a otimização inicial dos parâmetros PID. É executado durante o comissionamento, com o processo partindo de um estado estável, para determinar os ganhos ideais (P, I, D).
- **2 (Sintonia Fina - *Tune during operation*):** Permite o ajuste fino dos parâmetros do controlador enquanto o processo já está em operação. É útil para refinar a resposta do sistema a pequenas perturbações em regime permanente.
- **3 (Automático):** Este é o modo de operação padrão. O controlador calcula continuamente a variável de saída com base no erro entre o *setpoint* e a variável de processo, atuando de

forma autônoma para controlar o sistema.

- **4 (Manual):** O operador assume o controle direto da saída do bloco, definindo um valor fixo para a variável manipulada. Neste modo, o cálculo automático do algoritmo PID é ignorado.

2.3 Componentes eletrônicos

2.3.1 CI Regulador de tensão LM7805

O Circuito Integrado (CI) LM7805 é um regulador de tensão linear da família 78xx, amplamente utilizado em circuitos eletrônicos para fornecer uma tensão de saída fixa de +5V. Ele é ideal para alimentar componentes como microcontroladores, sensores e circuitos digitais em geral. O 7805 opera com uma tensão de entrada entre 7V e 35V, sendo recomendado utilizá-lo com tensões entre 7V e 12V para evitar aquecimento excessivo (WENDLING, 2009).

O componente possui três pinos conforme ilustrado na Figura 9: o pino de entrada *IN*, onde se aplica a tensão maior que 5V; o pino terra *GND*, que serve como referência de 0V; e o pino de saída *OUT*, que fornece a tensão regulada de 5V.

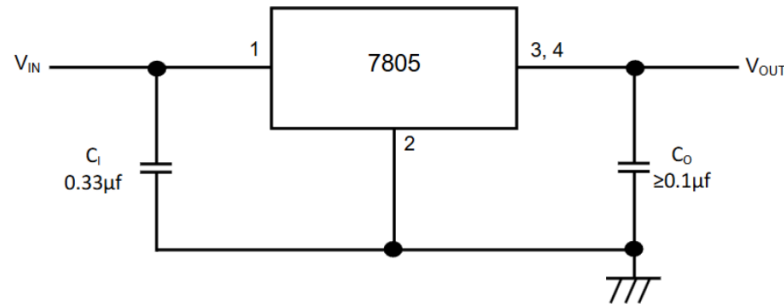
Figura 9 – CI Regulador de tensão 7805.



Fonte: Centralchip, acessado em 18/05/2025.

Para um funcionamento mais estável, é recomendada a utilização de capacitores de filtro, geralmente de 0,33 μF na entrada e 0,1 μF na saída, esse circuito pode ser visto na Figura 10. O capacitor na entrada é necessário se o regulador estiver localizado a uma distância considerável do filtro da fonte de alimentação. O capacitor na saída não é necessário para a estabilidade; no entanto, melhora a resposta a transientes (Silicon Supplies Ltd, 2024).

Figura 10 – Esquema típico de aplicação do CI 7805.



Fonte: (Silicon Supplies Ltd, 2024), acessado em 18/05/2025.

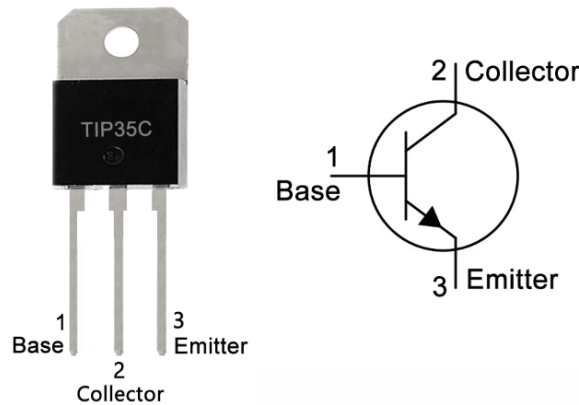
2.3.2 Transistor

Segundo Boylestad e Nashelsky (2014), o transistor é um componente eletrônico semicondutor amplamente utilizado em circuitos eletrônicos para funções de amplificação, chaveamento, osciladores, modulação de sinais elétricos e circuitos eletrônicos. Os transistores permitem controlar grandes correntes com sinais pequenos, ou seja, um sinal de baixa potência (corrente ou tensão) aplicado a um dos seus terminais é capaz de controlar o fluxo de uma corrente muito maior entre os outros dois terminais.

- Amplificadores: aumentando o sinal de entrada. O transistor opera na região ativa e permite que um pequeno sinal de entrada seja amplificado, sendo usado em rádios, microfones e circuitos de áudio.
- Chaves eletrônicas: ligando e desligando circuitos de forma rápida e controlada. O transistor funciona como uma chave digital, operando em corte ou saturação, ideal para sistemas digitais, microcontroladores e acionamento de cargas.
- Osciladores: gerando sinais periódicos, como ondas senoidais ou quadradas. O transistor, com componentes reativos, mantém a oscilação por meio de realimentação positiva, sendo usado em relógios, transmissores e geradores de sinal.
- Moduladores: modulando frequências em sistemas de comunicação. O transistor combina um sinal de baixa frequência com um de alta frequência (portadora), permitindo a transmissão de dados por rádio, TV e outros meios.
- Circuitos de potência: controlando cargas de alta corrente ou tensão. Utiliza transistores como MOSFETs (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) e IGBTs (Transistor Bipolar de Porta Isolada) para atuar como chaves robustas, aplicadas em motores, fontes chaveadas e sistemas industriais.

Na Figura 11 é ilustrado o componente e também seu símbolo no diagrama elétrico.

Figura 11 – Transistor e seu símbolo elétrico.

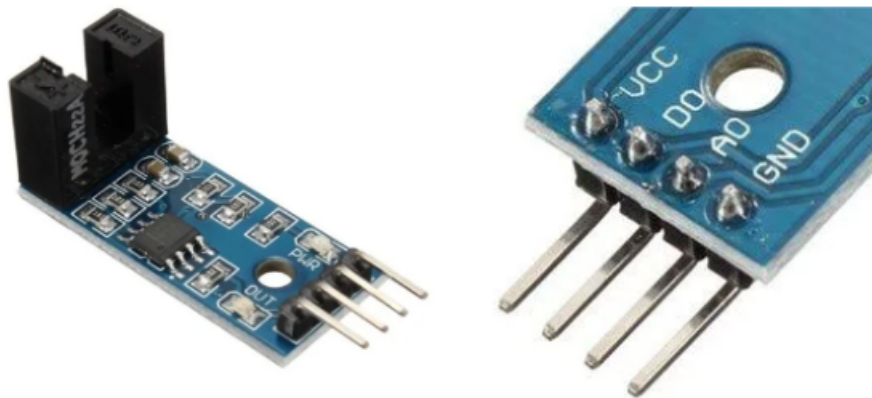


Fonte: (COMPONENTS INFO, 2025), acessado em 18/05/2025.

2.3.3 Módulo Sensor de velocidade MOCH22A

O sensor MOCH22A é um optointerruptor composto por um diodo emissor infravermelho e um fototransistor de silício NPN (Negativo-Positivo-Negativo)), montados em um invólucro de plástico preto. Ele opera detectando a interrupção do feixe de luz infravermelha quando um objeto opaco passa pela fenda do sensor, o que altera o estado de saída do fototransistor (SIVAGO SEMICONDUCTOR CO., LTD., 2019).

Figura 12 – Módulo Sensor de velocidade MOCH22A.



Fonte: (Arduino e Cia, 2017), acessado em 19/05/2025.

O módulo, ilustrado na Figura 12, possui quatro terminais com as seguintes funções: o terminal de alimentação, que aceita uma tensão entre 3,3 V e 5 V (V_{cc}); o terminal terra (GND), responsável pela referência de potencial do circuito; e os terminais de saída digital (DO) e saída analógica (AO), que fornece um sinal lógico indicando a detecção do sensor (MakerHero, 2024).

2.3.4 Módulos Conversores DC-DC Step Down e Step Up

Os módulos conversores *DC-DC Step Down e Step Up* são amplamente utilizados para adaptar níveis de tensão em sistemas de alimentação eletrônica de corrente contínua. O módulo *Step Down* (ou *buck converter*) é responsável por reduzir a tensão de entrada para um valor inferior na saída, sendo ideal para alimentar dispositivos sensíveis que requerem tensões menores do que a fornecida pela fonte principal. Já o módulo *Step Up* (ou *boost converter*) realiza a operação inversa: ele eleva a tensão de entrada para um nível superior, permitindo, por exemplo, alimentar circuitos de 12 V a partir de baterias de 5 V (ERICKSON, 2002).

Figura 13 – Módulo Conversor DC-DC Step Down.



Fonte: (Casa da Robótica, 2015b), acessado em 19/05/2025.

O módulo *Step Down*, ilustrado na Figura 13, possui quatro terminais: entrada positiva (VIN+), entrada negativa (VIN-), saída positiva (VOUT+) e saída negativa (VOUT-). A tensão de saída pode ser ajustada por um potenciômetro integrado, sendo limitada pela tensão de entrada. É comumente baseado no circuito integrado LM2596, que oferece eficiência elevada e corrente de saída de até 2 A.

Figura 14 – Módulo Conversor DC-DC Step Up.



Fonte: (Casa da Robótica, 2015a), acessado em 19/05/2025.

O módulo *Step Up*, mostrado na Figura 14, também possui os quatro terminais. Este módulo é baseado no circuito integrado MT3608, que permite elevar tensões de entrada a partir de 2 V até valores superiores a 28 V, com corrente de saída de até 2 A. A regulação da tensão de saída é feita por meio de um *trimpot*. Esse tipo de conversor é ideal para aplicações com baterias ou fontes de baixa tensão que precisam alimentar dispositivos de maior exigência (Aerosemi Technology Co., Ltd, 2012).

2.4 TIA Portal

O *Totally Integrated Automation Portal* (TIA Portal), desenvolvido pela Siemens, é uma plataforma de engenharia integrada que permite o desenvolvimento, simulação e diagnóstico de sistemas de automação industrial, incluindo controladores lógicos programáveis (CLPs), interfaces homem-máquina (IHM) e inversores de frequência (Siemens, 2025).

No contexto do controle de velocidade, o TIA Portal possibilita a integração de sensores de velocidade, como encoders ou tacômetros, com os CLPs Siemens. Esses sensores fornecem *feedback* contínuo sobre a rotação de motores ou equipamentos rotativos, permitindo que o sistema execute um controle em malha fechada. Com o uso de blocos funcionais PID (2.2.3), disponíveis na própria plataforma, é possível ajustar dinamicamente variáveis de processo com base no valor de referência e na resposta medida pelo sensor (STENERSON, 2010).

O TIA Portal também oferece ferramentas de simulação e diagnóstico em tempo real, que auxiliam na validação da lógica de controle antes da implementação física, aumentando a confiabilidade e reduzindo o tempo de comissionamento do sistema.

2.5 Supervisório Elipse E3

O Elipse E3 é uma plataforma desenvolvida pela empresa brasileira Elipse Software, projetada para supervisão, controle e aquisição de dados em sistemas de automação industrial. Sua arquitetura cliente-servidor permite o monitoramento em tempo real de variáveis de processo, alarmes, gráficos de tendência, relatórios históricos e interação com dispositivos de campo por meio de diversos protocolos industriais, como OPC (*Open Platform Communications*), Modbus e MQTT (*Message Queuing Telemetry Transport*) (Elipse Software, 2025).

A integração do Elipse E3 com o TIA Portal, é realizada por meio do protocolo OPC UA (*Open Platform Communications Unified Architecture*), permitindo que dados do CLP, como valores provenientes de sensores, sejam compartilhados com o sistema supervisório. Essa conexão torna possível a visualização contínua e monitoramento de atuadores, o registro histórico das medições e a emissão de alarmes em casos de variação fora dos limites definidos no processo. Além da supervisão, essa integração também permite que comandos sejam enviados do supervisório para o CLP, como ajustes de *setpoints* ou *resets* de alarmes.

Esse *software* oferece recursos avançados para criação de telas supervisórias altamente customizáveis, que permitem ao operador visualizar e interagir com o processo de forma intuitiva e eficiente. Além disso, possui ferramentas eficientes para tomada de decisão e diagnóstico de falhas. Sua versão de demonstração gratuita permite uma flexibilidade em pequenos projetos acadêmicos para supervisão e controle.

3 METODOLOGIA

A metodologia adotada para a implementação do controlador de velocidade na bancada didática foi estruturada a partir da integração entre hardware e software. A primeira fase concentrou-se no projeto físico e elétrico do sistema. Para isso, foram desenvolvidos os circuitos de interface, incluindo o de alimentação e condicionamento de sinal para o sensor de velocidade, garantindo sua compatibilidade com as entradas do CLP, e o circuito de acionamento de potência para o motor CC. Concomitantemente, realizou-se a prototipagem mecânica, na qual peças customizadas, como o disco para o encoder e um case de fixação para o módulo sensor, foram projetadas e impressas em 3D. Esta etapa foi crucial para assegurar o correto acoplamento mecânico e a medição da rotação do motor.

Com a montagem física concluída, o desenvolvimento voltou-se para a programação da lógica de controle e da interface de supervisão. Utilizando o software TIA Portal, foi programado o Controlador Lógico Programável (CLP), configurando suas entradas e saídas, implementando a rotina de cálculo de RPM a partir da frequência do sensor e, fundamentalmente, estruturando o bloco de controle PID, que constitui o núcleo do sistema. Por fim, foi criado um sistema supervisório na plataforma Elipse E3. Esta etapa consistiu na configuração da comunicação com o CLP e no design de uma interface homem-máquina (IHM) que permite ao usuário monitorar as variáveis do processo, como velocidade e tensão, definir o *setpoint* e realizar a sintonia dos ganhos do controlador.

3.1 Bancada didática

A bancada didática, objeto de estudo do presente trabalho, é apresentada na Figura 15. É composta por um CLP da marca Siemens modelo S7-1200 e dois módulos adicionais já fixos na bancada, uma fonte 120/230 VAC (tensão em Corrente Alternada) e um *switch* com 4 Portas RJ45. Possui uma botoeira retentiva para ligar e desligar a bancada, 8 entradas digitais DIa e 6 DIb, 8 saídas digitais DQa e 2 DQb. Também é possível utilizar entradas analógicas, botoeiras retentivas e não retentivas e sinalizadores luminosos. No canto inferior direito, como visto na Figura 15, há um *buzzer* e um motor CC 24V em que o seu rotor está visível à direita.

Embora este modelo de CLP não possua saídas analógicas integradas, ele possui acoplado ao equipamento uma *Signal Board*, que é responsável por fornecer uma saída analógica.

Figura 15 – Bancada didática.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

3.2 Projeto Elétrico

3.2.1 Alimentação e Interface do Sensor de Velocidade

O projeto elétrico do sistema envolveu a adaptação da alimentação e a interface do módulo sensor de velocidade com o CLP, conforme ilustrado no diagrama de ligação apresentado na Figura 16. O módulo sensor de velocidade requer uma alimentação na faixa de 3,3 V a 5 V. Para atender a essa necessidade a partir da fonte de 24 V do CLP, que alimenta um conversor *Step Down* existente na bancada didática com saída de 10 V, foi implementado um estágio de regulação de tensão utilizando um regulador linear fixo LM7805. Este componente reduz a tensão de 10 V para 5 V, fornecendo a tensão de operação adequada para o sensor.

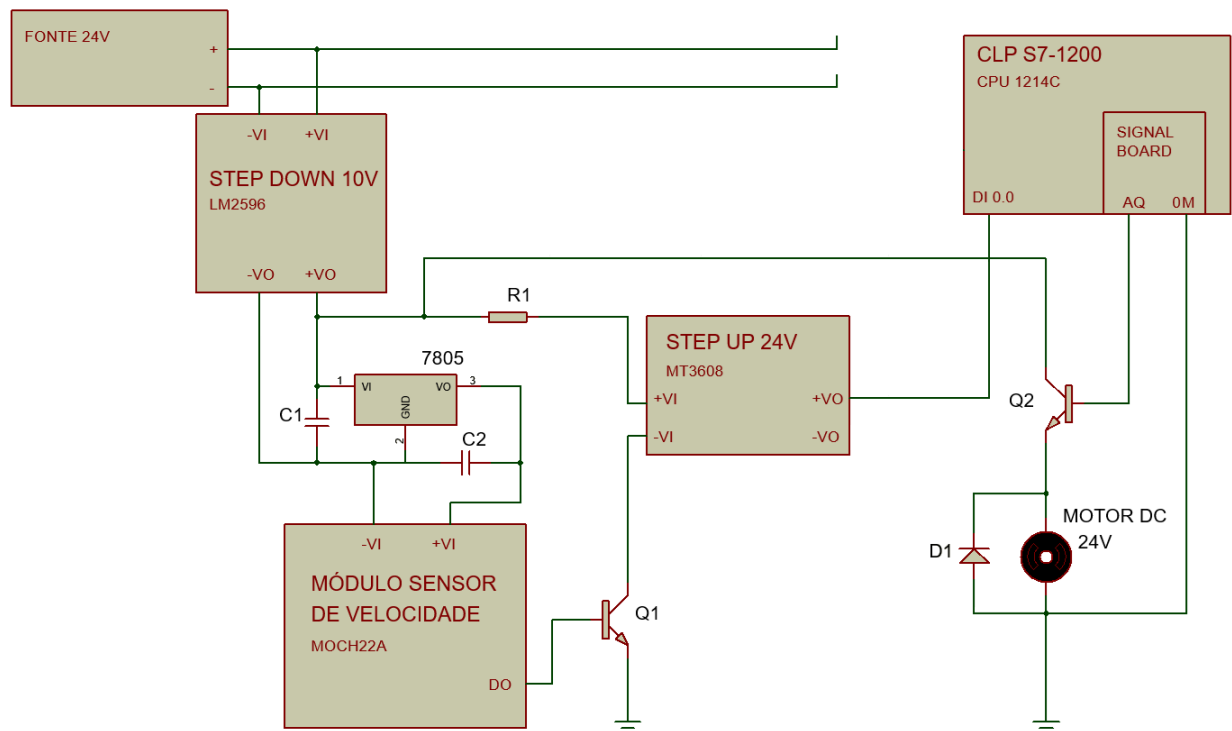
A estabilização da tensão de saída do regulador LM7805 foi aprimorada com a adição de dois capacitores de filtro, seguindo as diretrizes de projeto e conforme detalhado na Seção 2.3.1. A seleção destes componentes foi realizada com base na disponibilidade de materiais no campus. Especificamente, um capacitor de 0,22 μ F (C1) foi posicionado na entrada do regulador,

e um capacitor de $0,1\ \mu\text{F}$ (C2) foi utilizado na saída, contribuindo para a atenuação de ruídos e transientes na linha de alimentação do sensor.

A saída digital do módulo sensor de velocidade emite um sinal com amplitude de 5 V. Esta tensão não é compatível com o nível lógico de entrada do CLP, que, neste caso, requer um sinal com amplitude de 24 V para seu correto reconhecimento. Para adequar o sinal do sensor ao CLP, tornou-se necessária a implementação de um circuito de interface para elevar o nível de tensão. A solução adotada envolveu a utilização de um transistor bipolar de potência, modelo BD435 (Q1), configurado como uma chave eletrônica. A operação como chave se dá da seguinte forma: quando o módulo sensor de velocidade emite seu sinal de 5 V (nível lógico alto), essa tensão é aplicada à base do transistor, saturando-o e permitindo a condução de corrente entre o coletor e o emissor, atuando como uma chave fechada. Na ausência do sinal do sensor (nível lógico baixo), o transistor opera na região de corte, bloqueando a passagem de corrente entre coletor e emissor, comportando-se como uma chave aberta.

Para alimentar a entrada digital do CLP com a tensão de 24 V necessária, a carga controlada pelo transistor consiste na entrada de um conversor *Step Up*, que é alimentado pelo conversor *Step Down* de 10 V. Entre o *Step Down* e a entrada do conversor *Step Up*, conforme exibido na Figura 16, foi inserido um resistor de $100\ \Omega$ (R1). Este resistor atua como um limitador de corrente para proteção em caso de falha ou transiente.

Figura 16 – Diagrama de ligação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

3.2.2 Circuito de Acionamento do Motor

O controle da velocidade do motor de corrente contínua de 24 V foi implementado por meio de um circuito de interface de potência, uma vez que a saída analógica do CLP não possui capacidade de corrente suficiente, de 4 a 20 mA, para o acionamento direto, e uma tensão de comando variável na faixa de 0 V a 10 V. Para utilizar este sinal de baixo nível para controlar a potência fornecida ao motor, foi empregado um transistor bipolar de potência mais robusto para não aquecer muito durante o acionamento, modelo TIP35 (Q2), configurado como coletor comum.

No circuito de acionamento, o sinal de tensão de controle proveniente da saída analógica do CLP é aplicado à base do transistor Q2. Esse transistor opera na região ativa, atuando como um amplificador de corrente: a corrente que flui através do coletor e emissor (e, portanto, através do motor) é controlada pela pequena corrente de base. A tensão no emissor (V_E), onde o motor está conectado, segue de perto a tensão na base (V_B), com uma diferença da tensão base-emissor ($V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$). Dessa forma, a tensão controlada pelo CLP na base do transistor modula a corrente que flui do *Step Down* 10 V para o motor através do coletor e emissor de Q2.

A conexão física do motor de 24 V é realizada entre o emissor do transistor Q2 e o ponto de terra. O coletor do transistor é conectado diretamente ao *Step Down* de 10 V. É fundamental para a proteção do transistor e a longevidade do circuito a inclusão de um diodo de roda livre (D1) em paralelo com os terminais do motor. Este diodo, como mostrado na Figura 16, é utilizado para fornecer um caminho para a corrente quando um componente de comutação, como um transistor, é desligado. Ele evita que a corrente "retroceda" através do componente de comutação, o que pode causar picos de tensão e danos.

3.3 Partes Projetadas e Impressas em 3D

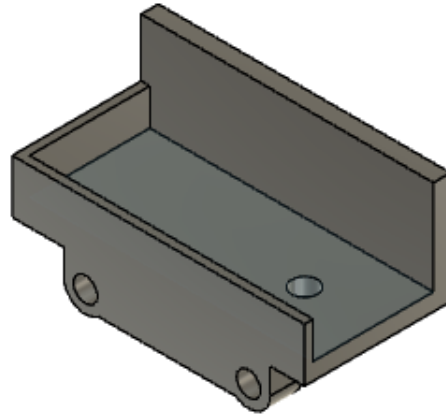
A seguir, são apresentados os projetos tridimensionais desenvolvidos para este trabalho: a *case* do sensor e o disco para o encoder. Ambos foram modelados utilizando o *software* FreeCAD, uma ferramenta de modelagem paramétrica de código aberto amplamente utilizada em projetos de engenharia e prototipagem (FreeCAD Community, 2025).

A impressão das peças foi realizada utilizando uma impressora 3D disponível no próprio campus, que também forneceu o filamento utilizado no processo.

3.3.1 Case do módulo de velocidade

Para a fixação do módulo sensor de velocidade na bancada, foi projetada uma *case* com dimensões específicas para o módulo, incluindo suportes para parafusos, conforme ilustrado na Figura 17.

Figura 17 – Case para o módulo de velocidade.

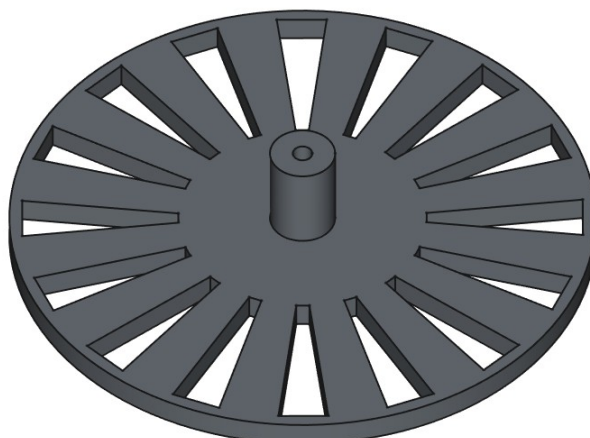


Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

3.3.2 Disco para encoder

O disco para o encoder foi projetado para ser utilizado no módulo de velocidade de forma que não ocupe muito espaço na bancada didática. Para isso o disco foi dimensionado com um diâmetro de 25 mm e projetado com uma resolução de 16 PPR (Pulsos Por Revolução). A espessura do corpo do disco possui 2 mm para não encostar no sensor, e o centro foi projetado com 5 mm de diâmetro e 9 mm de profundidade para encaixar no eixo do rotor de forma a não se soltar facilmente. A versão final do disco pode ser visto na Figura 18.

Figura 18 – Disco para encoder.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

3.4 Programação do CLP

O CLP utilizado foi o S7-1200 da SIEMENS, e o *software* para programação utilizado foi o TIA Portal V18. A seguir são apresentadas as principais linhas do programa.

3.4.1 CLP TAGs

Na Tabela 4 é possível ver as *tags* criadas para a lógica do programa. Foi inserida a descrição de cada *tag* para uma melhor compreensão do leitor.

Tabela 4 – Variáveis Utilizadas no Sistema CLP

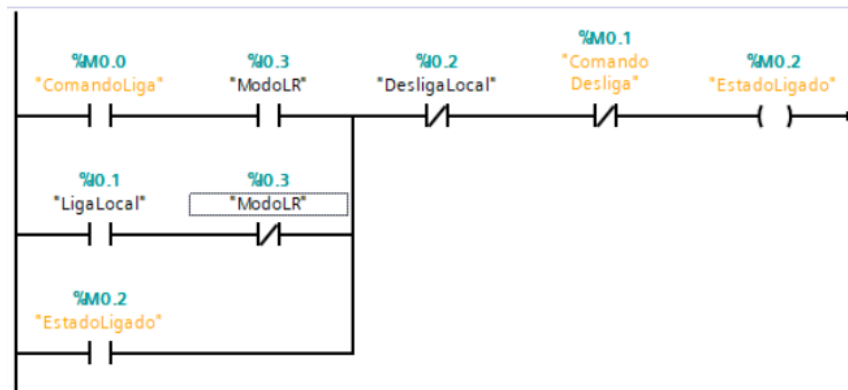
Nome	Endereço	Tipo de dado	Descrição
LigaLocal	%I0.1	Bool	Botão não retentivo para ligar o sistema de controle.
DesligaLocal	%I0.2	Bool	Botão não retentivo para desligar o sistema de controle.
ModoLR	%I0.3	Bool	Chave retentiva para mudança de modo – 0=Remoto; 1=Local.
LedSisLigado	%Q0.0	Bool	LED que indica que o sistema de controle está ligado.
ComandoLiga	%M0.0	Bool	Comando LIGA enviado pelo supervisório.
ComandoDesliga	%M0.1	Bool	Comando DESLIGA enviado pelo supervisório.
EstadoLigado	%M0.2	Bool	Variável auxiliar para receber a lógica que liga o sistema de controle.
freqEncoder	%ID1000	DInt	Frequência dos pulsos do encoder.
S101_CV_RPM	%MD40	Real	Rotação do motor em RPM.
SaidaAnalogicaMotor	%QW80	Int	Saída analógica para comando do motor.
S101_CV	%MD6	Real	Variável controlada (processo) obtida pela medição de velocidade. Objetivo do controle automático: CV=SP.
S101_MV	%MD10	Real	Variável manipulada que gera sinal de saída do CLP para atuar no motor DC. O algoritmo de controle deve ajustar MV (Variável Manipulada) para atingir o objetivo.
S101_CMAN	%M0.3	Bool	Define se o controle é MANUAL (malha aberta) ou automático (malha fechada). CMAN=True indica malha fechada. Alterada diretamente no supervisório.
S101_JSP	%MD2	Real	Valor de setpoint (SP) ajustado pelo operador para o controle automático. Alterado diretamente no supervisório.
S101_JKP	%MD14	Real	Valor do ganho proporcional (KP) do controlador automático. Ajustado pelo operador para controle proporcional. Alterado diretamente no supervisório.
S101_JTI	%MD18	Real	Valor do tempo integral (TI) do controlador automático. Ajustado pelo operador para controle integral. Alterado diretamente no supervisório.
S101_JTD	%MD22	Real	Valor do tempo derivativo (TD) do controlador automático. Ajustado pelo operador para controle derivativo. Alterado diretamente no supervisório.
S101_JMV	%MD26	Real	Valor de ajuste da MV no modo MANUAL (não usada no automático). Alterada diretamente no supervisório para definir MV em modo manual.
ERRO	%MD30	DInt	Código de erro do PID.
ESTADO	%MD34	DInt	STATUS do PID: 0 (inativo), 2 (manual), 3 (automático).
S101_CRESET	%M0.4	Bool	Reset do PID.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

3.4.2 Lógica para acionar o sistema de controle

É implementado no programa uma lógica para acionamento do sistema, Figura 19. Quando a saída de memória “EstadoLigado” está ativa, indica que o sistema está ligado.

Figura 19 – Lógica para acionar o sistema de controle.

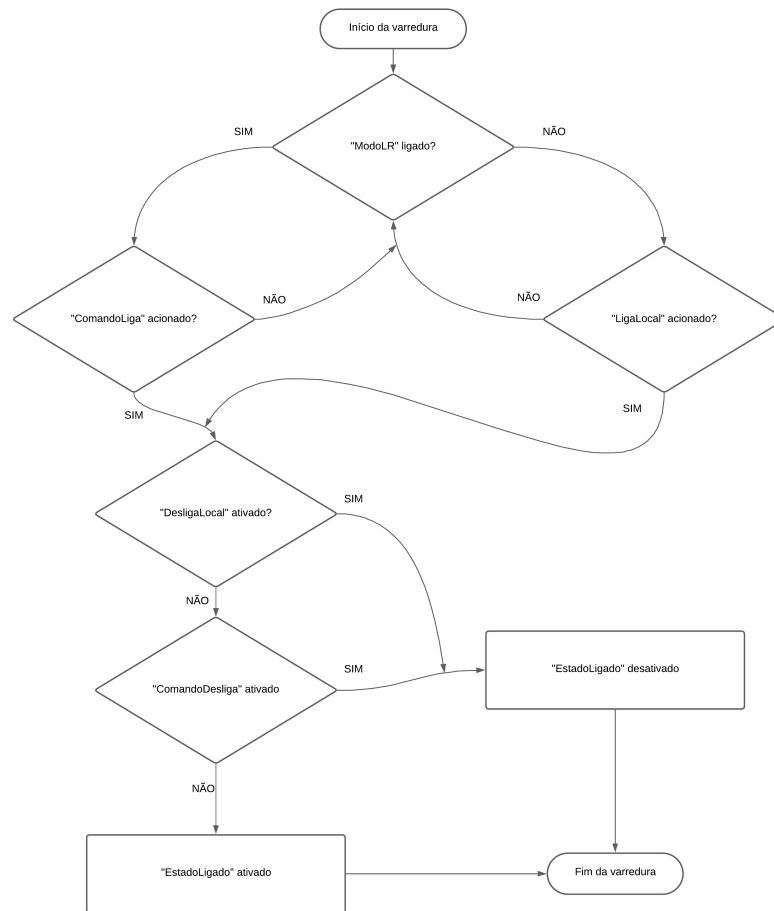


Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

O circuito permite que o estado “Ligado” seja ativado de duas maneiras, selecionadas pela entrada “ModoLR”. No modo Remoto (“ModoLR” ativo), a partida é dada pelo comando “ComandoLiga” ativado na tela do supervisor, enquanto no modo Local (“ModoLR” inativo), a partida ocorre pelo botão “LigaLocal” que é ativado na própria bancada. Uma vez ativado, o sistema se mantém nesse estado através de um contato de selo da própria saída “EstadoLigado”, garantindo a continuidade da operação mesmo após o comando inicial ser liberado. Um fluxograma simples para melhor compreensão do leitor é apresentado na Figura 20.

A transição para o estado “Desligado” pode ser executada a qualquer momento. Isso é feito interrompendo o circuito de selo através de dois contatos em série: o botão físico na bancada “DesligaLocal” ou o comando remoto “Comando Desliga” no supervisor. A ativação de qualquer um desses comandos de parada é suficiente para desenergizar a saída “EstadoLigado”, fazendo com que o sistema pare de funcionar.

Figura 20 – Fluxograma da lógica de acionamento do sistema.

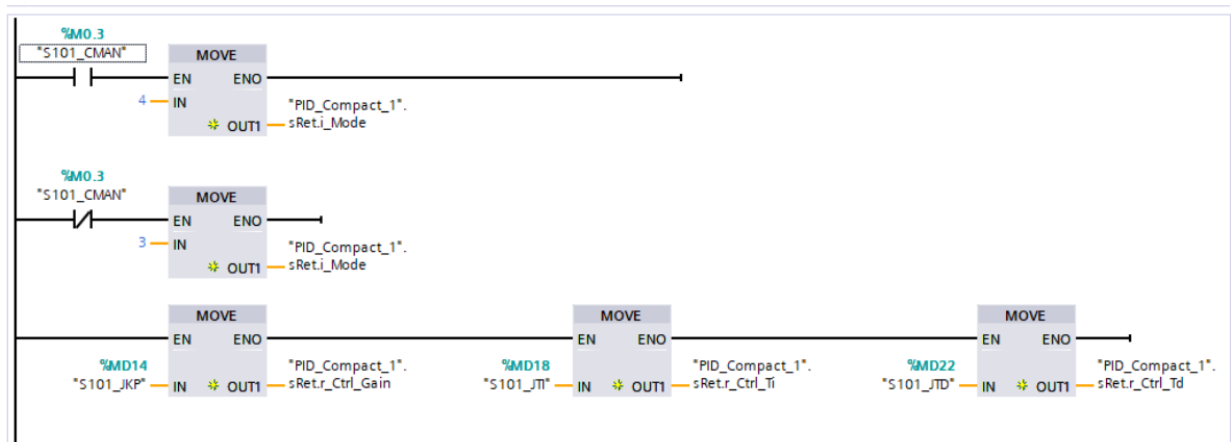


Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

3.4.3 Lógica do modo do controlador e definições dos ganhos

A função da lógica apresentada na Figura 21 é gerenciar o modo operacional do controlador, alternando-o entre manual e automático, como visto na Seção 2.2.3, essa escolha é feita diretamente no sistema supervisório. A comutação é governada por um sinal booleano, “S101_CMAN”, que, ao ser acionado pelo supervisório, indica a seleção do modo manual (malha aberta). Consequentemente, a lógica executa uma instrução para mover o valor inteiro 4 para o parâmetro de modo do controlador. De forma análoga, quando o sinal está em nível lógico baixo, o valor 3 é atribuído, colocando o sistema em modo automático (malha fechada).

Figura 21 – Lógica do modo do controlador e definições dos ganhos.



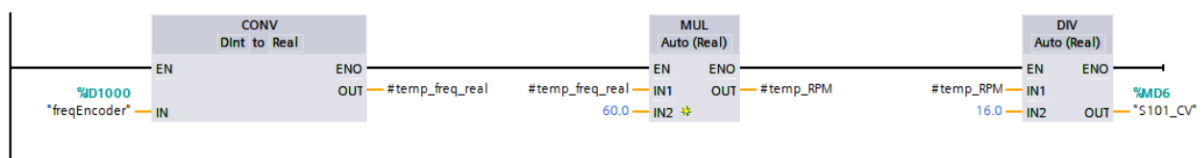
Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Paralelamente à seleção de modo, a sintonia fina do controlador é realizada inteiramente pelo supervisor. A lógica do programa garante que os parâmetros de sintonia sejam atualizados de forma dinâmica. Os valores para o Ganho Proporcional ("S101_JKP"), Tempo Integral ("S101_JTI") e Tempo Derivativo ("S101_JTD"), inseridos pelo operador no supervisor, são constantemente transferidos para os campos de configuração correspondentes no bloco PID.

3.4.4 Lógica de cálculo de RPM

Para implementar o cálculo de velocidade, utilizou-se a fórmula de conversão de frequência para rotações por minuto (RPM), apresentada na equação 2.2. É possível ver a lógica implementada na Figura 22.

Figura 22 – Lógica de cálculo de RPM.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

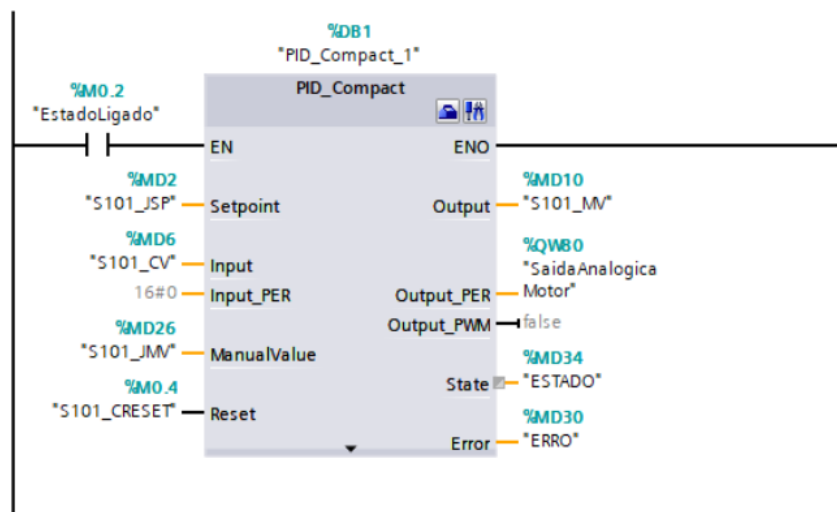
O endereço de entrada digital "%ID1000" utilizado para a leitura da frequência do encoder é fundamental, pois está associado a uma entrada rápida do CLP, projetada especificamente para captar sinais de alta velocidade, como aqueles gerados pelo movimento de um motor.

A variável controlada "S101_CV" representa a saída dessa lógica, correspondendo ao valor da velocidade em RPM do processo obtido a partir da medição realizada.

3.4.5 Lógica do controlador PID

A Figura 23 ilustra a implementação de um controlador PID por meio do bloco de função ‘PID_Compact’ (2.2.3). Esta lógica constitui o núcleo do sistema de controle de velocidade em malha fechada. O controlador é ativado pela condição “EstadoLigado” e sua função principal é comparar continuamente o valor desejado para a velocidade, definido na entrada *Setpoint* com a velocidade real do motor, que é fornecida como a variável de processo na entrada *Input*. Com base no erro calculado entre esses dois valores, o algoritmo PID determina a ação corretiva necessária para que a velocidade atual do motor atinja e se mantenha no valor de *setpoint*.

Figura 23 – Lógica do controlador PID.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

A saída do cálculo PID é direcionada para dois pontos distintos: uma variável de memória (“S101_MV”) para monitoramento e, crucialmente, para a saída analógica física (‘%QW80’, nomeada “SaidaAnalogica”). Esta saída física atua diretamente no acionamento do motor, ajustando sua velocidade. A lógica também prevê funcionalidades essenciais como a operação em modo manual (malha aberta) utilizando o próprio controlador, através da entrada ‘ManualValue’, e um ‘Reset’ para reinicializar o estado do controlador.

3.5 Programação supervisorio

O programa supervisorio utilizado foi o Elipse E3, em seguida são apresentados as principais configurações realizadas.

3.5.1 Configuração do Driver

A comunicação entre o *software* Elipse E3 com o TIA Portal foi realizada pelo driver MProt (FETZNER *et al.*, 2023), que implementa o protocolo Modbus. Sua função primordial

é estabelecer um mapeamento direto entre as *tags* lógicas do supervisório e os endereços de memória, entradas e saídas do dispositivo. Essa abstração permite que o sistema manipule dados do processo de forma simbólica e organizada, simplificando o desenvolvimento das telas de operação.

A configuração das *tags* no *driver* MProt é estruturada por meio de quatro parâmetros principais (P1 a P4, ou suas variantes N/B para dados numéricos/binários) conforme (FETZNER *et al.*, 2023). O parâmetro P1 define o endereço do dispositivo na rede Modbus. P2 é um parâmetro composto que especifica tanto a função Modbus a ser executada quanto o tipo de dado a ser interpretado (ex: inteiro de 16 *bits*, ponto flutuante de 32 *bits*). O P3 gerencia a quantidade de itens a serem lidos, enquanto o P4 determina o deslocamento em *bytes* do dado específico dentro do bloco de memória adquirido.

Figura 24 – Configuração da TAGs pelo Driver Mprot.

Nome	Dispo...	Item	P1/N1/B1	P2/N2/B2	P3/N3/B3	P4/N4/B4
Driver1			0	0	0	0
• M0			1	208	0	0
• S101_JSP			1	708	0	2
• S101_CV			1	708	0	6
• S101_MV			1	708	0	10
• S101_JKP			1	708	0	14
• S101_JTI			1	708	0	18
• S101_JTD			1	708	0	22
• S101_JMV			1	708	0	26
• ERRO			1	608	0	30
• ESTADO			1	608	0	34

Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

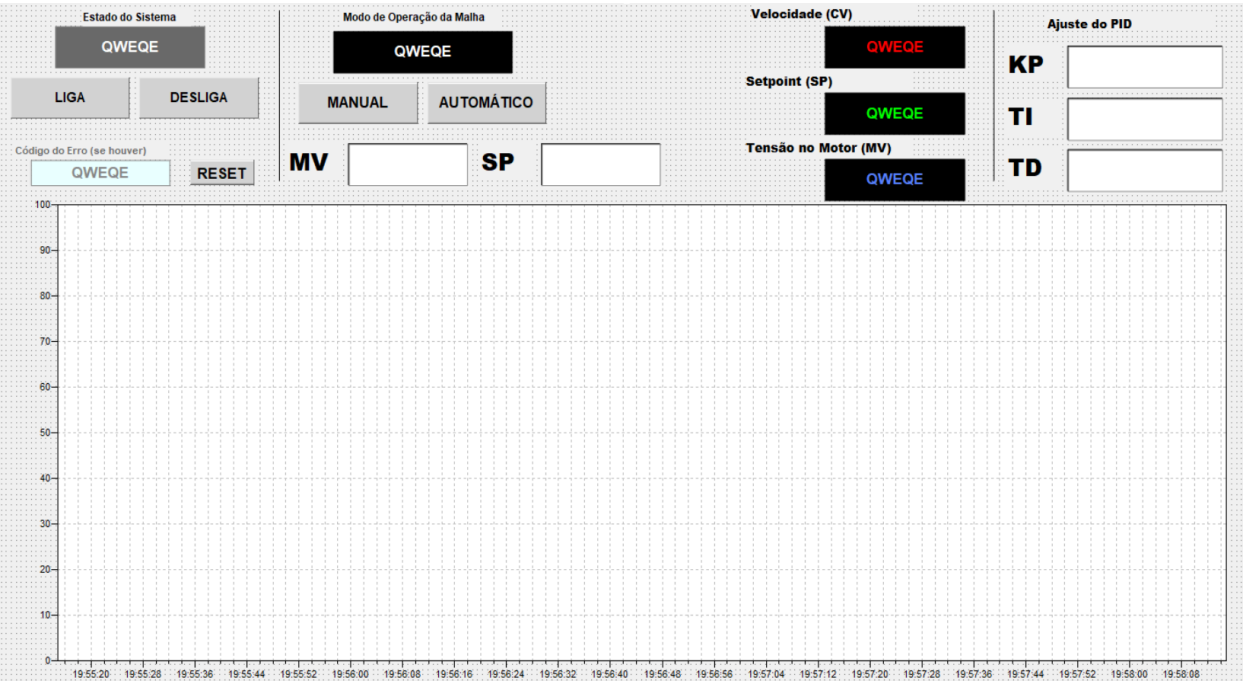
Pode-se ver através da Figura 24 a forma como as *tags* foram configuradas no supervisório. O parâmetro 'P1/N1/B1' configurado com o valor 1 indica que os dados são requisitados de um mesmo dispositivo. A coluna 'P4/N4/B4' informa os valores de *offset* (0, 2, 6, 10, ...) que formam uma sequência crescente que mapeia cada *tag* a uma posição específica dentro de um bloco de memória no CLP. Por exemplo, a *tag* 'M0' ocupa os 2 primeiros *bytes* (*offset* 0), enquanto a *tag* 'S101_JSP' inicia no segundo *byte* e ocupa 4 *bytes*, terminando antes da *tag* 'S101_CV', que começa no sexto *byte*.

O *driver* realiza uma única requisição Modbus para ler todo o bloco de dados de uma vez, e então utiliza os *offsets* para distribuir internamente os valores corretos para cada *tag* do Elipse E3. A variedade de códigos na coluna 'P2/N2/B2' (208, 708, 608) é usada para identificar diferentes tipos de dados (inteiros de 16 *bits*, inteiros de 32 *bits* e pontos flutuantes, respectivamente) dentro do mesmo bloco. A utilização do valor 0 em 'P3/N3/B3' indica que o *driver* gerencia o tamanho do bloco automaticamente.

3.5.2 Tela do supervisor

A tela principal do sistema supervisor, apresentada na Figura 25, centraliza todas as funções de operação. Nela, o usuário pode executar comandos essenciais, como *ligar/desligar* o sistema e alternar entre os modos de controle *Manual/Automático*. Além disso, é possível monitorar em tempo real as variáveis críticas do processo — *Velocidade (CV)*, *Setpoint (SP)* e *Tensão no Motor (MV)* — e realizar o ajuste dos parâmetros do controlador PID dinamicamente.

Figura 25 – Tela do supervisor.



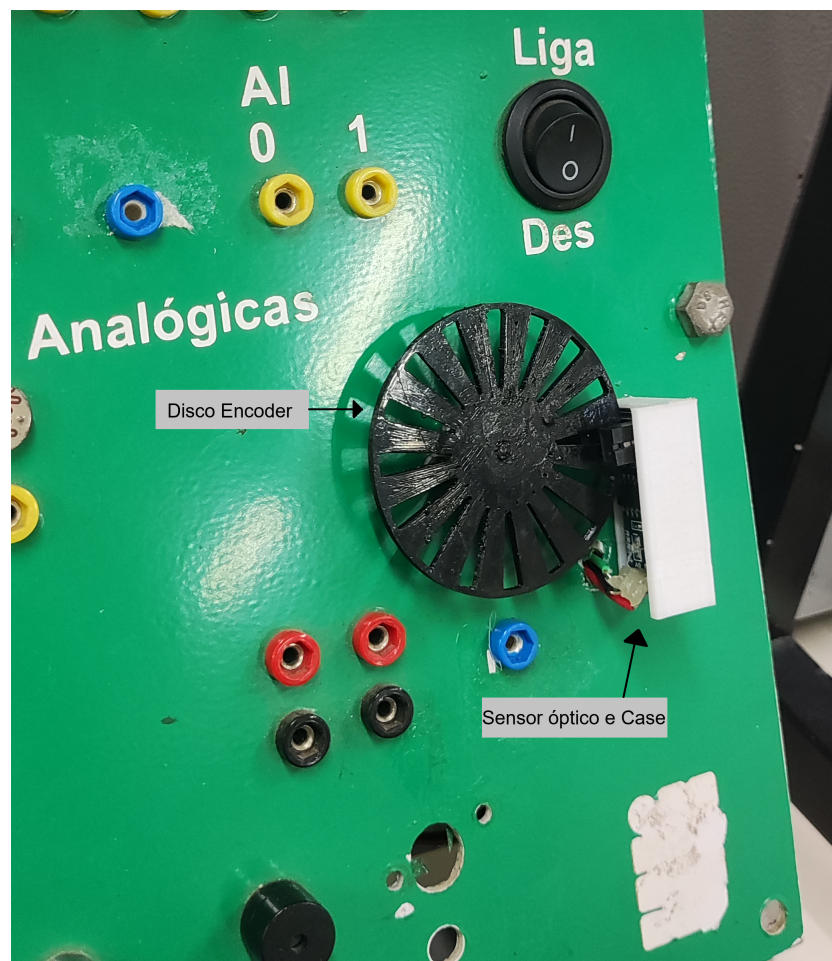
Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

4 RESULTADOS

4.1 Montagem física

Para a montagem física do sistema, foi necessário realizar uma adaptação na bancada existente. A posição do motor precisou ser ajustada para acomodar de forma adequada os novos componentes. A Figura 26 apresenta a configuração visível do sistema.

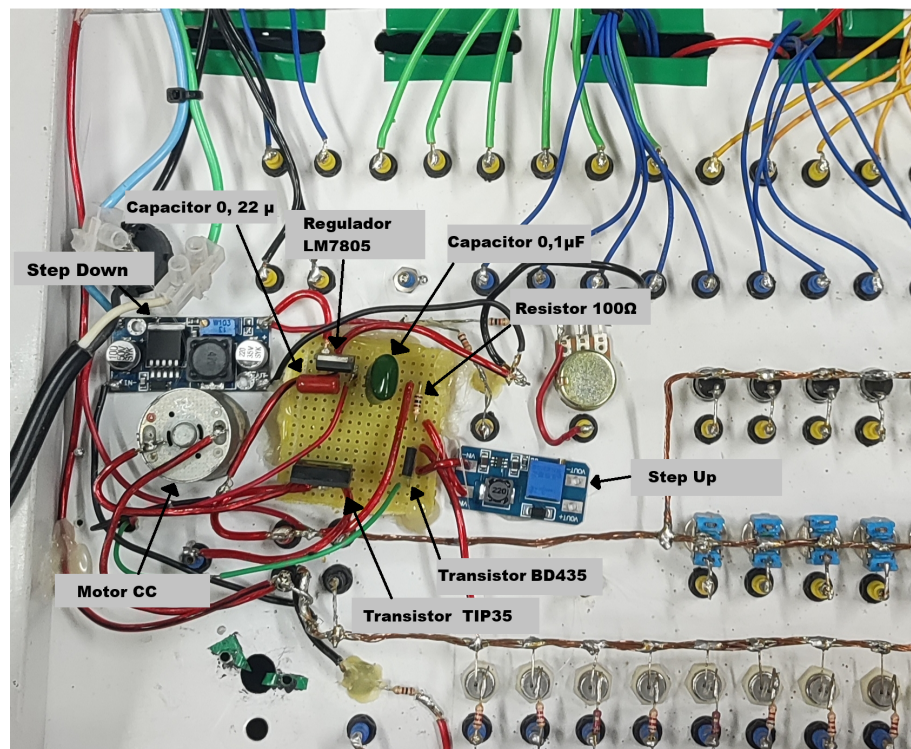
Figura 26 – Sistema físico finalizado.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Na Figura 27, pode-se observar o circuito montado, alocado na parte traseira da bancada.

Figura 27 – Circuito montado.



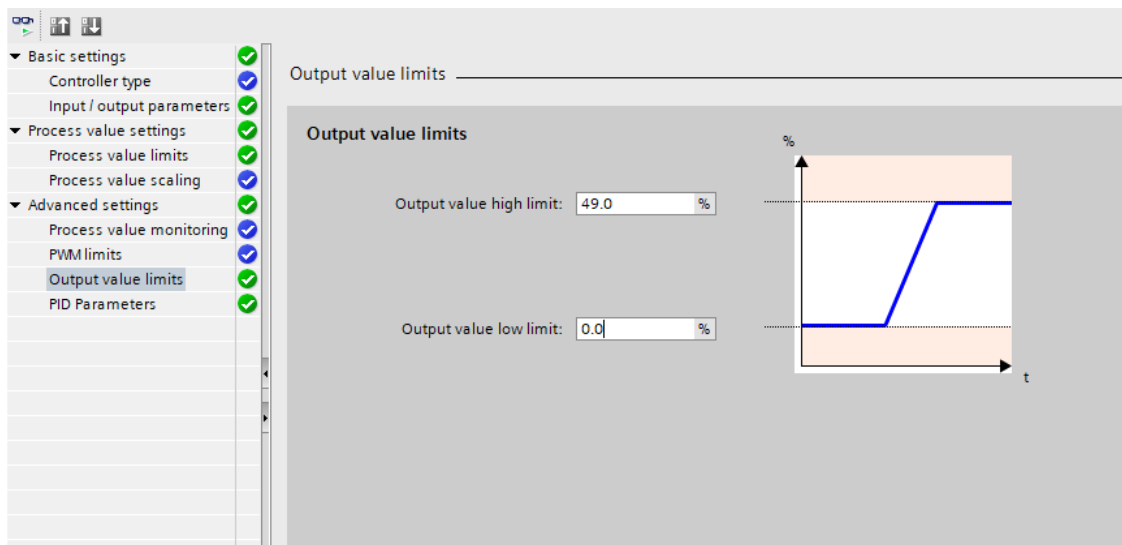
Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

4.2 Programação CLP e Supervisório

O programa desenvolvido no TIA Portal demonstrou eficácia em uma determinada faixa de operação estabelecida para o projeto. A aferição da precisão do sistema foi realizada por meio de comparação com as leituras de um tacômetro de referência disponível no campus. Observaram-se limitações em regimes de baixa e alta velocidade. Em baixas velocidades, inferiores a 700 RPM, o motor apresentou flutuações na rotação, comprometendo a precisão das medições realizadas pelo sensor. Em regimes de rotação superiores a 2230 RPM, observou-se uma instabilidade nas leituras do sensor, resultando em erros que invalidam a medição acima dessa faixa.

Para mitigar a imprecisão em altas velocidades, optou-se por uma solução via software, limitando a saída do controlador a 49% (Figura 28). Essa escolha contorna a necessidade de uma intervenção física no sistema, como a reconfiguração do disco do encoder com um número menor de furos. Em relação ao problema da variação em baixas velocidades, optou-se por informar o usuário sobre a faixa de operação ideal diretamente na interface do supervisório, conforme visto na Figura 29. Essa faixa compreende de 20% a 49% para a saída do motor e de 800 RPM a 2130 RPM para a velocidade, permitindo que o *setpoint* seja ajustado dentro desses limites. A impossibilidade de ajustar o limite mínimo da saída diretamente pelo controlador inviabilizou outra abordagem para essa questão.

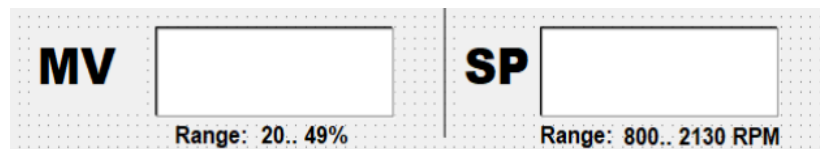
Figura 28 – Limite de saída do controlador.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

A configuração dos limites do sinal de controle pode ser vista na Figura 28. Na interface, *Output value high limit* define o limite superior de saída, enquanto *Output value low limit* corresponde ao limite inferior.

Figura 29 – Faixa de operação informada na interface do supervisório.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

A Figura 28 exibe a interface do supervisório, onde o termo em inglês *Range* é utilizado para indicar a faixa (intervalo) de operação recomendada tanto para a variável manipulada (MV) quanto para o *setpoint* (SP).

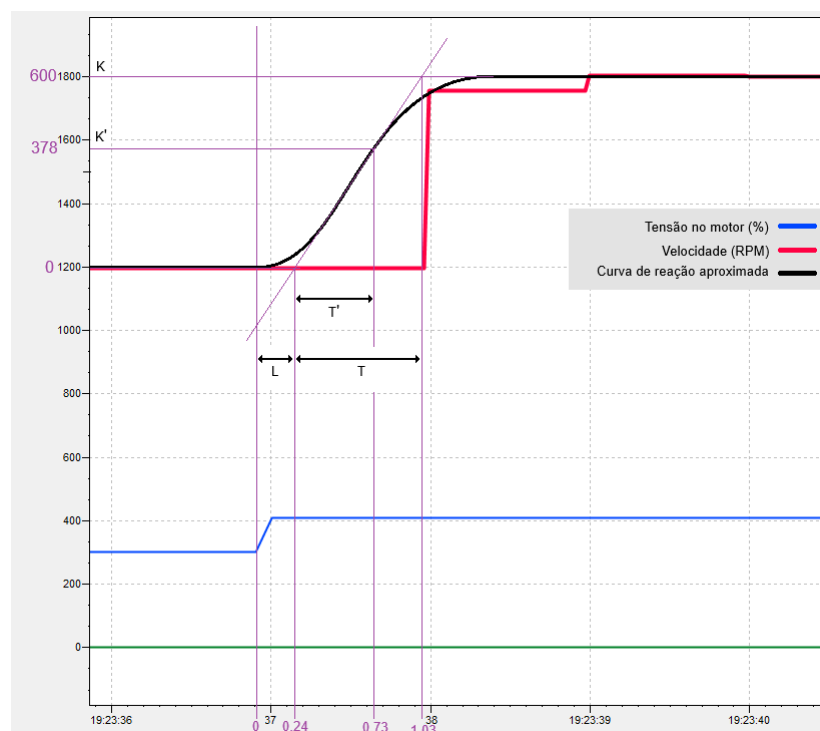
Apesar de o TIA Portal permitir atualizações de dados a cada 0,2 segundos pela entrada digital, o gráfico do supervisório Elipse apresenta um período de amostragem de 1 segundo. Essa disparidade de taxas resulta em uma representação visual dos dados com baixa resolução, especialmente considerando a resposta rápida do sistema. Dessa forma, torna-se necessário realizar uma aproximação dos valores obtidos para se fazer uma análise do comportamento, um exemplo dessa aproximação é mostrada na Figura 30.

4.3 Sintonia de Controle

Com o gráfico do supervisor devidamente configurado, é possível extrair a curva de reação do sistema aplicando um degrau em malha aberta, conforme abordado na Seção 2.2.2. O degrau aplicado partiu de um valor de tensão no motor dentro da faixa de operação para uma resposta mais precisa.

A curva de reação pode ser vista na Figura 30, foi feita uma aproximação devido ao período de amostragem. É possível então extrair os parâmetros de tempo morto L , constante de tempo T e o valor de regime permanente K mostrados na Tabela 5.

Figura 30 – Curva de reação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Tabela 5 – Parâmetros curva de reação

Parâmetro	Valor
T	0,79
T'	0,49
L	0,24
K	600
K'	378

Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

A partir dos parâmetros extraídos da curva de reação, é possível construir um modelo matemático que descreve a dinâmica do sistema. Para o propósito de sintonia de controladores

PID, a planta pode ser aproximada por uma função de transferência de primeira ordem. Este modelo é amplamente utilizado por capturar de forma eficaz os três comportamentos mais relevantes do processo: o ganho, o atraso e a velocidade de resposta. A forma geral desta função de transferência pode ser vista na equação 2.7.

Substituindo os valores de ganho do processo ($K = 600$), constante de tempo ($T = 0,79$ s) e tempo morto ($L = 0,24$ s) obtidos experimentalmente, a função de transferência específica que modela a bancada didática é determinada na equação 4.1:

$$G(s) = \frac{600 \cdot e^{-0.24s}}{0.79s + 1} \quad (4.1)$$

Este modelo matemático representa a base sobre a qual toda a análise de controle e os cálculos de sintonia subsequentes foram realizados. Ele encapsula a resposta dinâmica do sistema a variações na entrada de controle, confirmando que a planta possui um ganho elevado, uma resposta rápida (T baixo) e um atraso de transporte mínimo (L baixo).

4.3.1 Resultado método Ziegler-Nichols

De posse dos valores dos parâmetros da curva de reação, foi possível calcular os ganhos do controlador utilizando a Tabela 1 com as constantes K e T , os valores obtidos são mostrados na Tabela 6.

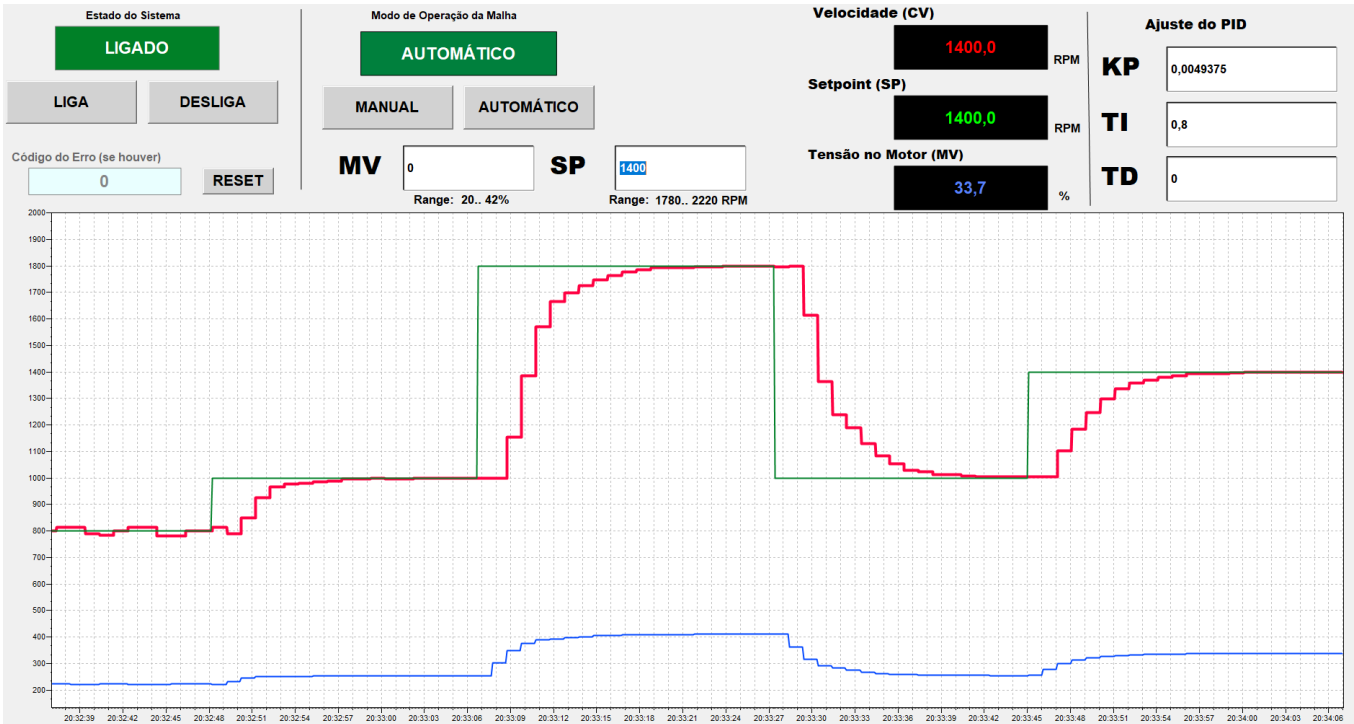
Tabela 6 – Ganhos do controlador método Ziegler-Nichols

Controlador	Ki	Ti	Td
P	0,005486	∞	-
PI	0,004938	0,800000	-
PID	0,006583	0,480000	0,120000

Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

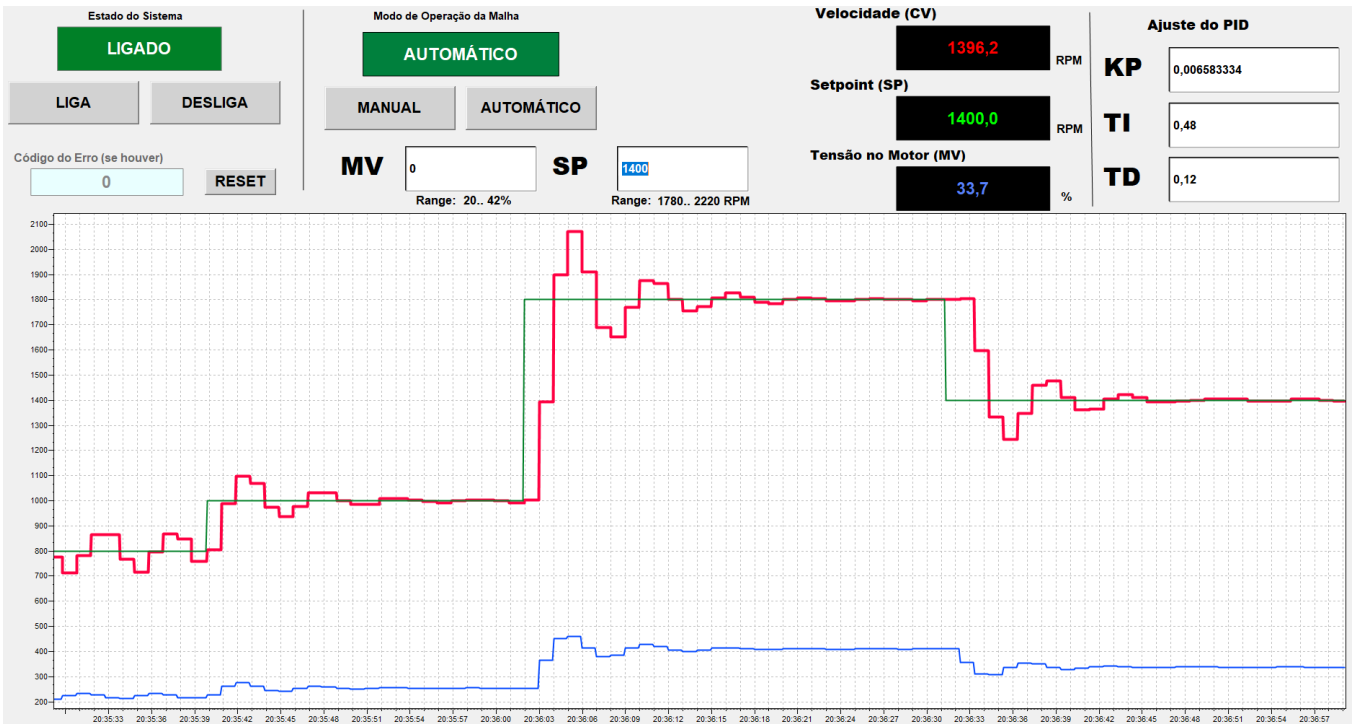
Os resultados gráficos de cada controlador baseado nos ganhos obtidos na Tabela 6 podem ser vistos nas Figuras 31 e 32. O controlador P não demonstrou capacidade de gerar variação na velocidade do motor, impossibilitando a análise gráfica de seu desempenho.

Figura 31 – Controlador PI método Ziegler-Nichols.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Figura 32 – Controlador PID método Ziegler-Nichols.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Na Figura 31 é possível notar que o controlador PI consegue atingir o *setpoint* desejado de forma rápida e sem *overshoot* e oscilações em regime permanente.

A Figura 32 apresenta a resposta do controlador PID. O comportamento do sinal de saída apresenta uma oscilação característica de uma resposta subamortecida, em que a oscilação vai perdendo força até que o sinal consiga se estabilizar em regime permanente.

4.3.2 Resultado método CRH

Para o método CRH foram calculados os valores de ganhos conforme Tabela 2 utilizando as constantes K e T , os valores encontrados podem ser vistos na Tabela 7.

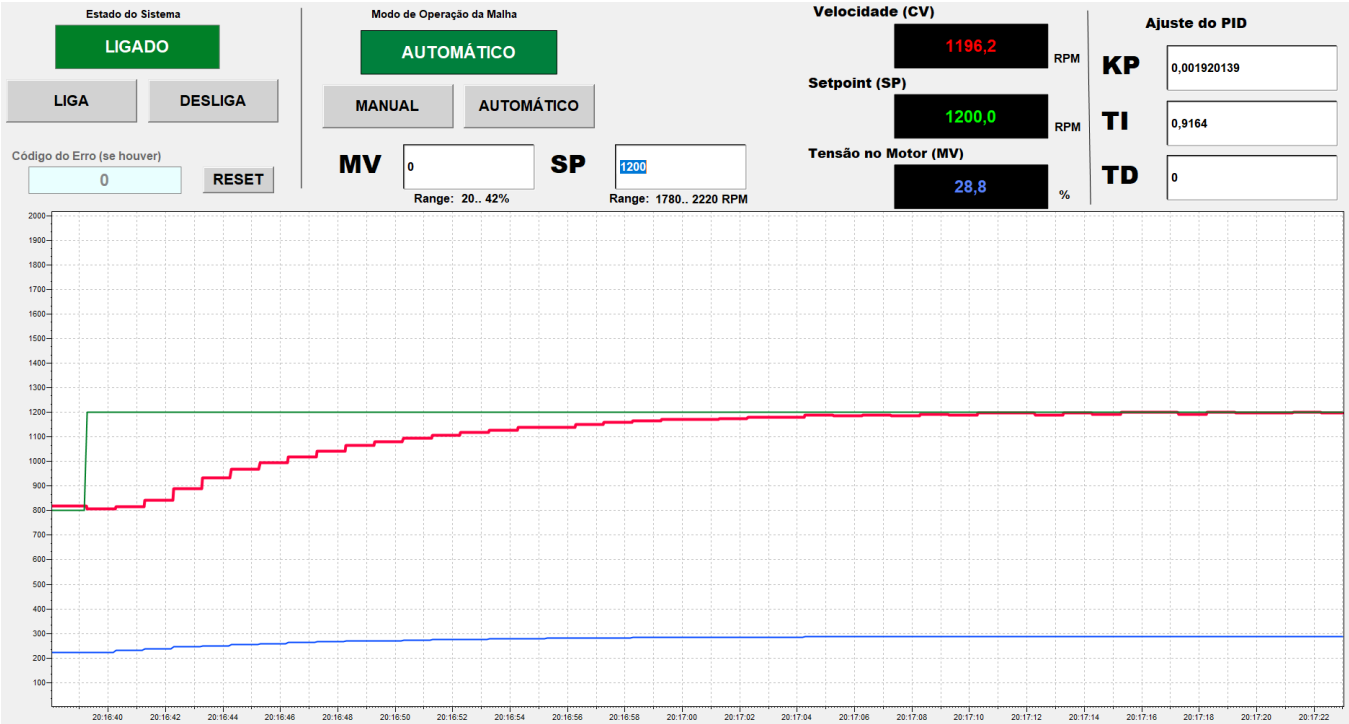
Tabela 7 – Ganhos do controlador método CRH

Controlador	Sobressinal 0%			Sobressinal 20%		
	Ki	Ti	Td	Ki	Ti	Td
P	0,00165	∞	-	0,00384	∞	-
PI	0,00192	0,91640	-	0,00329	0,79000	-
PID	0,00329	0,79000	0,12000	0,00521	1,07203	0,11352

Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

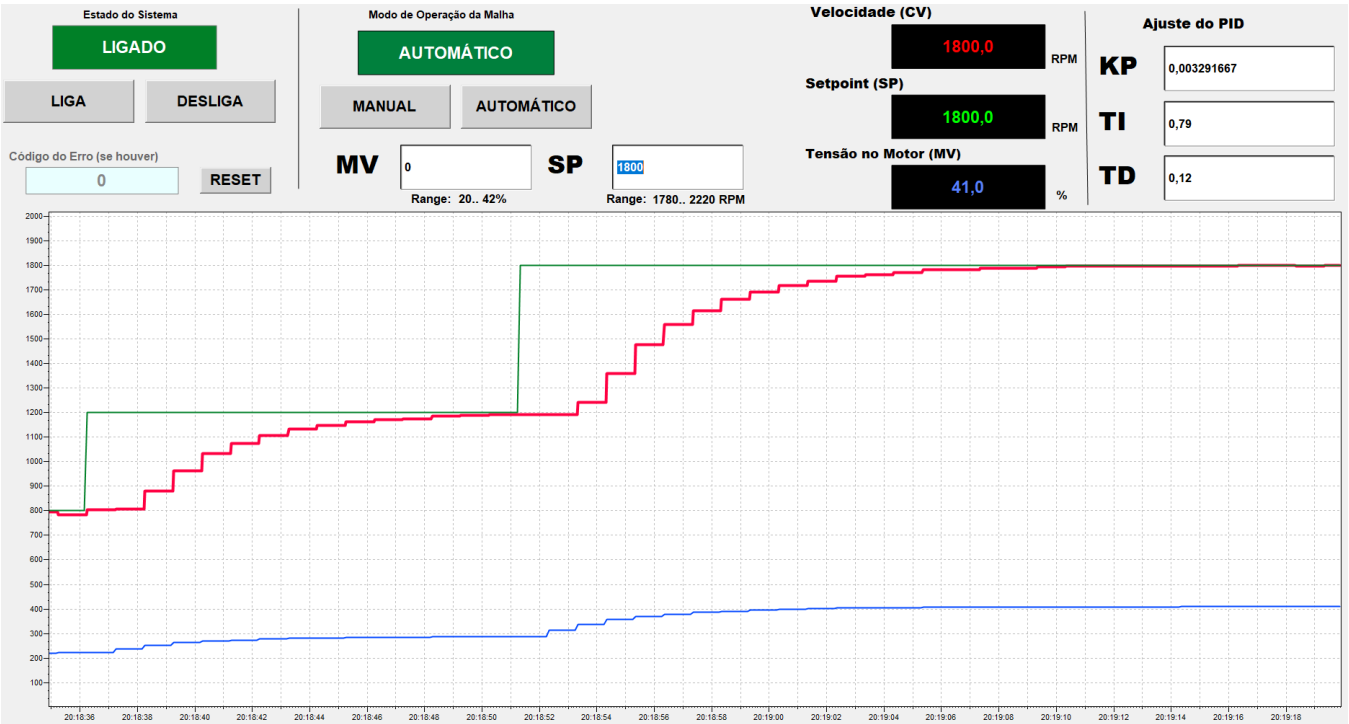
Os resultados gráficos dos controladores baseado nos ganhos obtidos na Tabela 7 podem ser vistos nas Figuras 33, 34, 35 e 36. O controlador P não demonstrou capacidade de gerar variação na velocidade do motor, impossibilitando a análise gráfica de seu desempenho.

Figura 33 – Controlador PI método CRH 0% sobressinal.



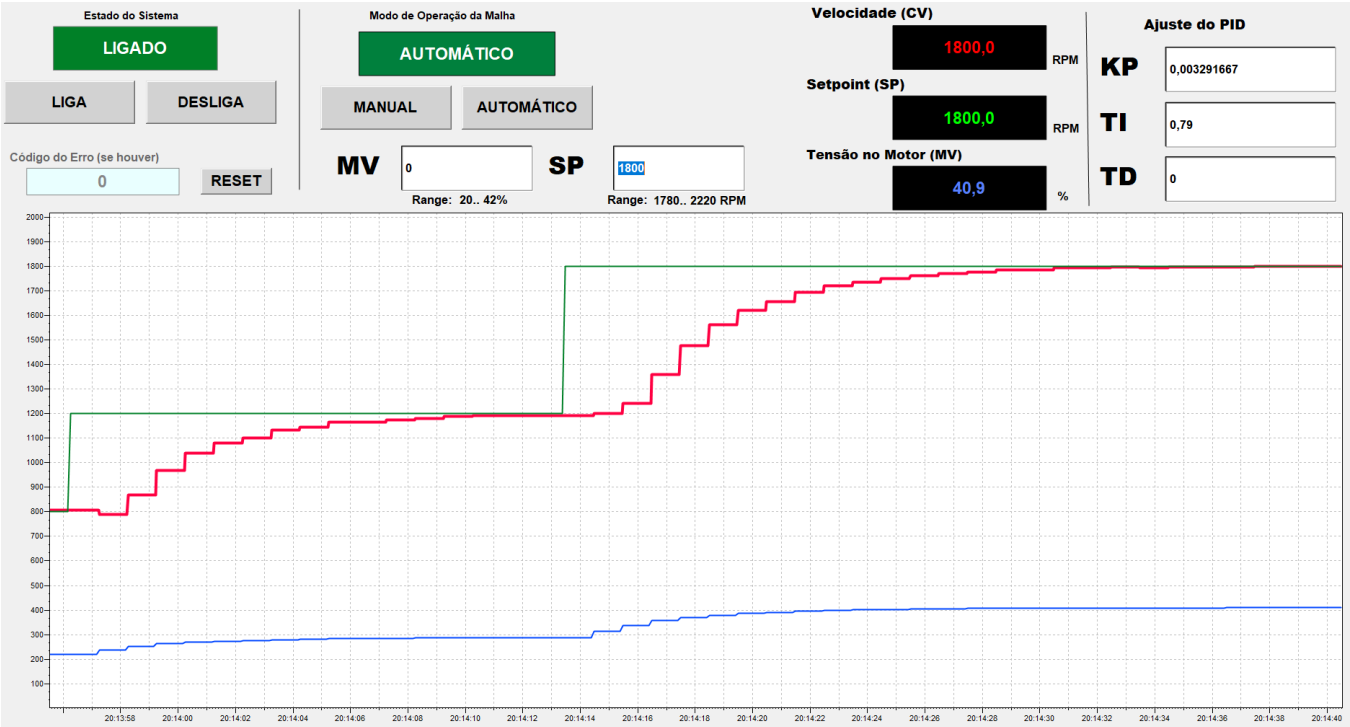
Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Figura 34 – Controlador PID método CRH 0% sobressinal.



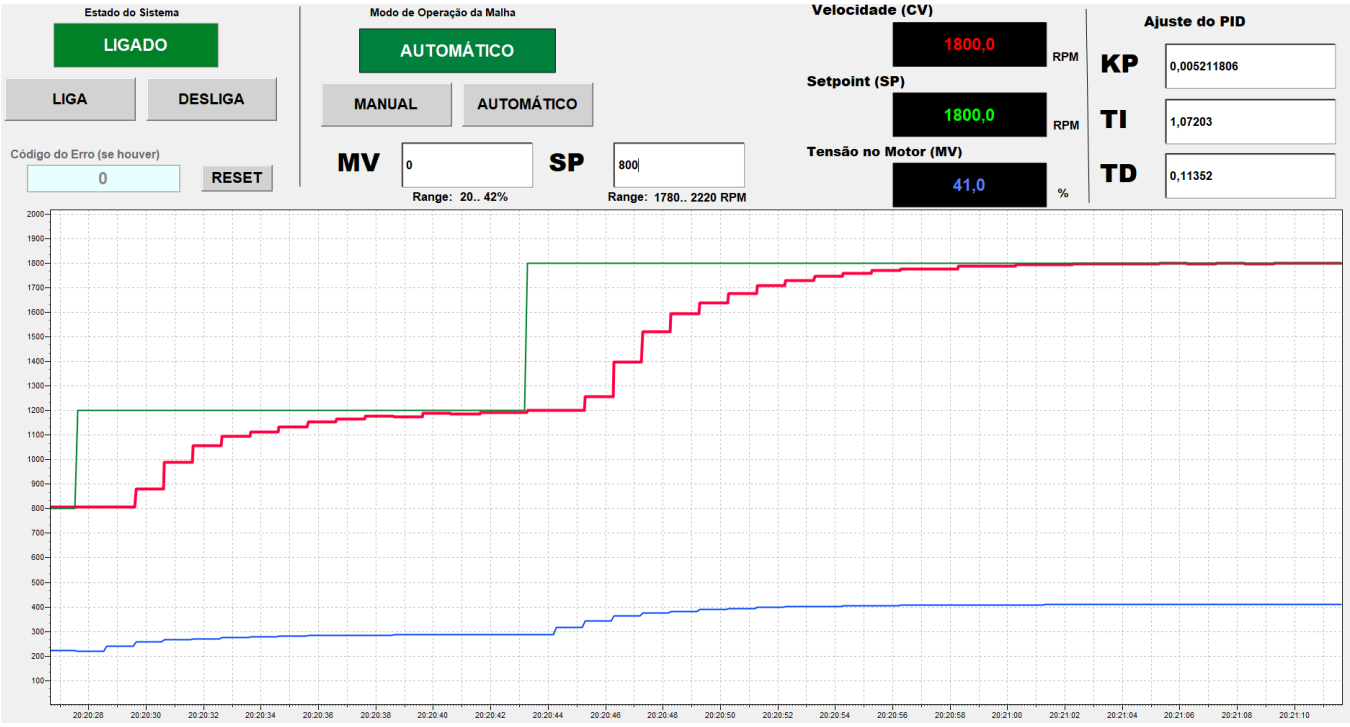
Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Figura 35 – Controlador PI método CRH 20% sobressinal.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Figura 36 – Controlador PID método CRH 20% sobressinal.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

O controlador PI com sobressinal de 0% visto na Figura 33, apresenta um tempo de acomodação mais longo (resposta mais lenta). O sistema leva mais tempo para atingir o *Setpoint* desejado, porém não apresenta *overshoot* ou oscilações.

A resposta do controlador PID para sobressinal de 0%, ilustrado na Figura 34, assim como o controlador PI, apresentou uma curva suave e atingiu o *setpoint* desejado um pouco mais rapidamente, sem erro em regime permanente.

Os controladores PI e PID com sobressinal de 20% apresentaram resultados semelhantes. Ambos os sinais de saída conseguiram seguir o *setpoint* de forma desejada. É possível notar que ambos os controladores não apresentaram sobressinal conforme era esperado do método.

4.3.3 Resultado método Cohen-Coon

Para o método Cohen-Coon, as constantes utilizadas da Tabela 2 foram K' e T' . Os valores obtidos podem ser vistos na Tabela 8.

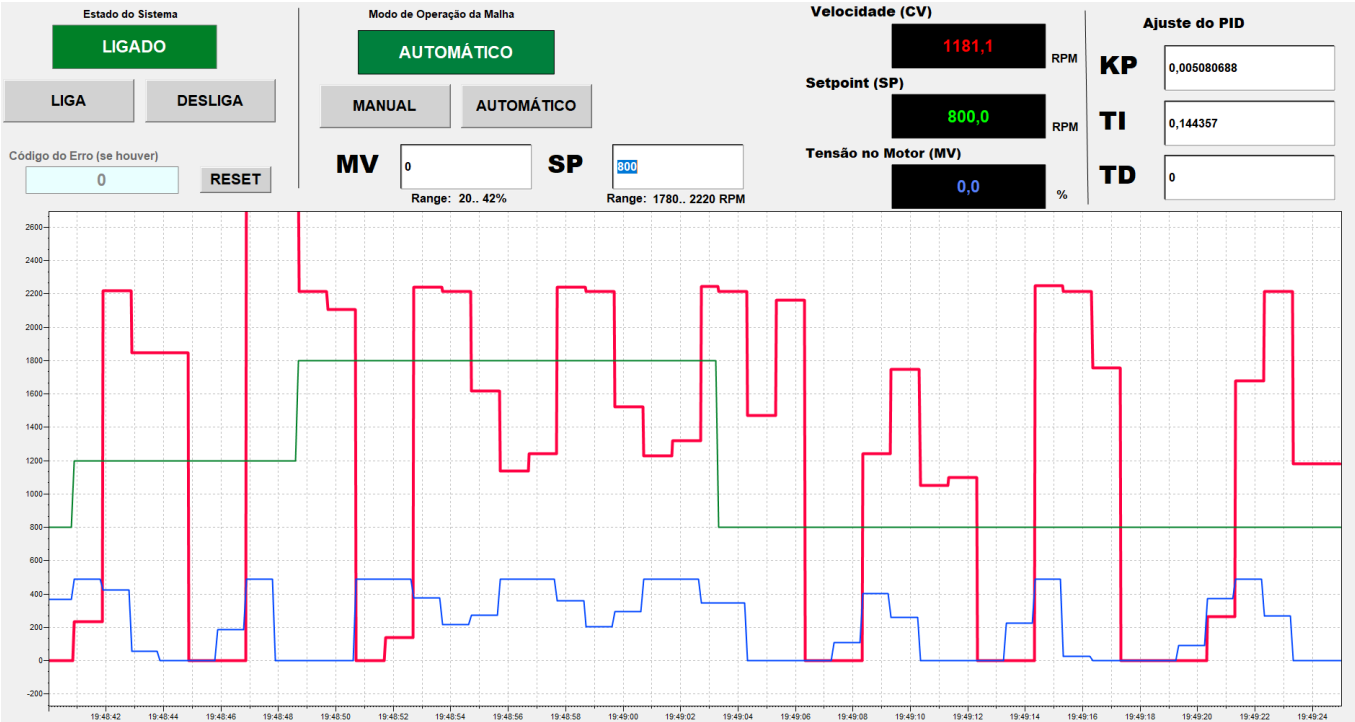
Tabela 8 – Ganhos do controlador método Cohen-Coon

Controlador	Ki	Ti	Td
P	0,00649	∞	-
PI	0,00508	0,14436	-
PID	0,00795	0,50366	0,08150

Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

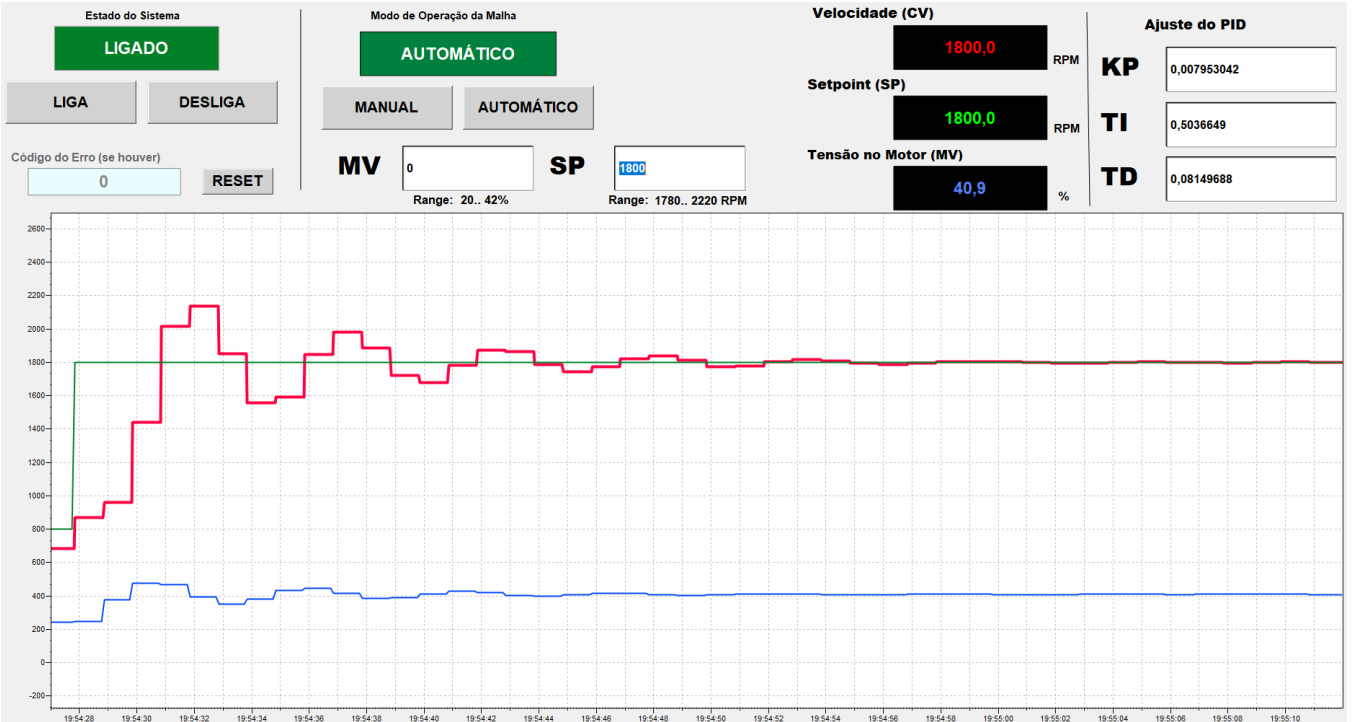
Os resultados gráficos dos controladores baseado nos ganhos obtidos na Tabela 8 podem ser vistos nas Figuras 37 e 38. O controlador P não demonstrou capacidade de gerar variação na velocidade do motor, impossibilitando a análise gráfica de seu desempenho.

Figura 37 – Controlador PI método Cohen-Coon.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Figura 38 – Controlador PID método Cohen-Coon.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

A resposta do controlador PI, conforme ilustrado na Figura 37, não atingiu a estabilidade em regime permanente. A instabilidade observada pode ser atribuída à sua inadequação fundamental para a dinâmica de resposta rápida do motor CC. Este método foi projetado para otimizar o controle de processos caracterizados por um tempo morto (L) significativo em relação à sua constante de tempo, uma condição que não se aplica à bancada em estudo. Ao forçar a aplicação de um método tão agressivo a um sistema de resposta quase imediata, os parâmetros calculados resultam em ganhos excessivamente elevados. Consequentemente, o controlador reage de forma desproporcional a qualquer erro, saturando o sinal de controle e amplificando oscilações até levar o sistema a um regime instável, conforme previsto pela teoria de controle para tal incompatibilidade de aplicação (SEBORG *et al.*, 2016).

Por outro lado, o controlador PID apresentou uma resposta subamortecida, caracterizada por um *overshoot* e oscilações até a estabilização do sistema.

4.3.4 Comparação entre os métodos

A Tabela 9 consolida os parâmetros de desempenho extraídos dos testes de sintonia, permitindo uma análise quantitativa aproximada. Os resultados revelam que os controladores PID sintonizados pelos métodos de Ziegler-Nichols e Cohen-Coon, embora apresentem os tempos de subida mais rápidos (1s e 2s, respectivamente), o fazem ao custo de um elevado *overshoot* (40% e 44%) e de tempos de acomodação excessivamente longos, superiores a 20 segundos. Este é um comportamento característico de uma resposta agressiva e subamortecida. O controlador PI de Cohen-Coon, por sua vez, levou o sistema à instabilidade.

Tabela 9 – Análise comparativa do desempenho dos controladores

Método de Sintonia	Controlador	Tempo de Subida (aprox. s)	Tempo de Acomodação (aprox. s)	% Overshoot (aprox. %)
Ziegler-Nichols (Figura 31 e 32)	PI	8s	14s	0%
	PID	1s	22s	40%
CRH 0% Sobressinal (Figura 33 e 34)	PI	20s	32s	0%
	PID	12s	20s	0%
CRH 20% Sobressinal (Figura 35 e 36)	PI	11s	18s	0%
	PID	11s	18s	0%
Cohen-Coon (Figura 37 e 38)	PI	N/A	N/A (Instável)	N/A
	PID	2s	31s	44%

Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Em contrapartida, os métodos que eliminaram o *overshoot* apresentaram desempenhos distintos. A sintonia CRH 0% Sobressinal mostrou-se excessivamente conservadora e lenta, com tempos de acomodação superiores a 20 segundos para ambas as configurações. O destaque fica para o controlador PI sintonizado por Ziegler-Nichols e os controladores sintonizados por CRH 20% Sobressinal. Dentre estes, o PI de Ziegler-Nichols demonstrou o melhor equilíbrio geral, combinando um tempo de subida moderado (8s) com o menor tempo de acomodação entre todos

os controladores estáveis (14s) e sem gerar *overshoot*. Portanto, conclui-se que, para esta planta, o método PI de Ziegler-Nichols ofereceu a resposta mais robusta e eficiente.

5 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

5.1 Conclusão

O presente trabalho teve como objetivo principal o projeto e a implementação de uma malha de controle de velocidade em uma bancada didática de automação, utilizando um motor de corrente contínua, um CLP Siemens S7-1200 e um sistema supervisório. A motivação central foi desenvolver uma solução de baixo custo e versátil que pudesse enriquecer o ensino prático de controle de processos, respondendo à questão de como viabilizar tal implementação.

Todos os objetivos específicos propostos foram alcançados com sucesso. Foi projetada e implementada a instrumentação para medição de velocidade, o que incluiu a criação de um disco de encoder em impressão 3D e o desenvolvimento de um circuito de condicionamento de sinal para compatibilizar o sensor com as entradas do CLP. O sistema de medição foi validado, embora tenha sido identificada uma faixa de operação ótima, entre 800 e 2130 RPM, fora da qual o sistema apresenta imprecisões devido a flutuações do motor em baixa rotação e limitações do sensor em alta velocidade.

A baixa resolução temporal do sistema supervisório (1 segundo) em relação à taxa de atualização do CLP (0,2 segundos) representou outra limitação, exigindo aproximações para análise das respostas do sistema. No entanto, essa limitação não impediu a observação dos fenômenos de controle fundamentais.

A implementação do controlador PID no *software* TIA Portal demonstrou-se eficaz. A criação de uma interface no sistema supervisório Elipse E3 permitiu não apenas o monitoramento em tempo real das variáveis do processo — *velocidade (PV)*, *setpoint (SP)* e *variável manipulada (MV)* — mas também a sintonia online dos ganhos do controlador, conferindo grande flexibilidade e valor didático à bancada.

A análise comparativa dos métodos de sintonia (Ziegler-Nichols, CRH e Cohen-Coon) revelou que os métodos de Ziegler-Nichols e CRH foram os mais adequados para a bancada em questão, resultando em um controle estável e com bom desempenho. Em particular, o método CRH se destacou por proporcionar respostas rápidas e sem sobressinal, enquanto o método de Cohen-Coon mostrou-se inadequado, levando o sistema à instabilidade.

Conclui-se, portanto, que o projeto foi bem-sucedido em aprimorar a bancada existente para o estudo de controle de velocidade. A solução final atende aos requisitos de baixo custo e versatilidade, oferecendo aos estudantes uma plataforma para experimentar, testar e visualizar na prática os conceitos teóricos de sistemas de controle, automação e instrumentação.

5.2 Trabalhos Futuros

Como sugestões para trabalhos futuros, propõe-se:

- Implementação de controle por redes neurais ou lógica *fuzzy* para comparação com o controle PID clássico;
- Implementar um mecanismo para introduzir distúrbios controlados na bancada, como uma carga variável acoplada ao eixo do motor. Isso permitiria estudar a capacidade do controlador PID em rejeitar perturbações, um tópico fundamental em controle de processos.
- Melhorias no hardware do sistema. Como a substituição do disco e o sensor de velocidade atual por um encoder rotativo incremental comercial de maior resolução (PPR). Tal melhoria resultaria em um aumento significativo da precisão da malha de controle e ampliaria a faixa de operação do sistema. Adicionar um dissipador de calor físico para o transistor TIP35, já que o controle linear (coletor comum) dissipa potência na forma de calor proporcional à queda de tensão. Substituir a placa PCB utilizada por uma placa pré montada industrialmente, configurando melhor a posição dos elementos como o capacitor de 0,1 μ F ser inserido mais próximo aos pinos do sensor MOCH22A, isso poderia reduzir as flutuações de leitura em alta velocidade citadas nos resultados.
- Melhorias na programação. Como a verificação de um ajuste no *Driver* MProt para que consiga realizar uma taxa de varredura (*scan*) mais rápida, para capturar o *overshoot* real que o gráfico atual possa estar omitindo. Implementar uma média móvel na lógica do CLP para a variável S101_CV (RPM) antes de enviá-la ao PID. Isso suavizaria o sinal de controle e evitaria oscilações bruscas no motor em baixas rotações.

REFERÊNCIAS

- Aerosemi Technology Co., Ltd. **MT3608: High Efficiency 1.2MHz 2A Step Up Converter**. 2012. Acesso em: 19 maio 2025. Disponível em: <<http://www.aerosemi.com>>. Citado na página 30.
- Arduino e Cia. **Sensor de Velocidade Encoder LM393**. 2017. Disponível em: <https://arduinoecia.com.br/product/sensor-de-velocidade-encoder-lm393/#tab-additional_information>. Citado na página 28.
- BERBEL, N. A. N. A problematização e a aprendizagem baseada em problemas: diferentes termos ou diferentes caminhos? **Interface - Comunicação, Saúde, Educação**, v. 2, n. 2, p. 139–154, feb 1998. Citado na página 16.
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 10. ed. São Paulo: Pearson, 2014. Citado na página 27.
- CAMPOS, M. C. M. de; TEIXEIRA, H. C. G. **Controles Típicos de Equipamentos e Processos Industriais**. 2. ed. São Paulo: Blucher, 2010. Citado na página 23.
- Casa da Robótica. **Módulo Regulador de Tensão Ajustável MT3608 Step Up 2.5V a 28V**. 2015. Disponível em: <<https://www.casadarobotica.com/fontes-conversores/conversores-dc-dc/step-up/modulo-regulador-de-tensao-ajustavel-mt3608-step-up-2-5v-a-28v>>. Citado na página 30.
- _____. **Regulador de Tensão Step Down Buck Conversor DC-DC LM2596 - 3A**. 2015. Disponível em: <<https://www.casadarobotica.com/fonte-e-conversores/conversores-dc-dc/step-down/regulador-de-tensao-step-down-buck-conversor-dc-dc-lm2596-3a>>. Citado na página 29.
- CHIEN, K. L.; RESWICK, J. B.; HRONES, J. A. On the automatic control of generalized passive systems. **Transactions ASME**, p. 175–185, 1952. Citado na página 22.
- COHEN, G. H.; COON, G. A. Theoretical consideration of retarded control. **Transactions ASME**, p. 827–834, 1953. Citado na página 23.
- COMPONENTS INFO. **TIP35C Transistor**. 2025. Disponível em: <<https://www.componentsinfo.com/tip35c/>>. Citado na página 28.
- DEMIR, M. C.; TEPE, C.; EMINOĞLU, Experimental setup for ac motor speed control by using plc. **Health Sciences Quarterly**, v. 3, n. 3, p. 177–188, jul 2019. Citado na página 16.
- Elipse Software. **Elipse E3 – Software SCADA para supervisão e controle de processos**. 2025. Acesso em: 24 maio 2025. Disponível em: <<https://www.elipse.com.br/produto/elipse-e3/>>. Citado na página 31.
- ERICKSON, R. W. Dc-dc power converters. **Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering**, 2002. Acesso em: 19 maio 2025. Disponível em: <https://www.eng.auburn.edu/~agrawvd/COURSE/READING/LOWP/Erikson_DC_2_DC.pdf>. Citado na página 29.
- FETZNER, A.; LUDWIG, M.; MELLO, C.; ENGLERT, F.; SALVADOR, M. **Driver Siemens MProt (MPI/PPI/ISO-TCP)**. [S.l.], 2023. Manual do Driver. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.

FreeCAD Community. **FreeCAD: open-source parametric 3D CAD modeler**. 2025. <<https://www.freecad.org>>. Acesso em: 24 maio 2025. Citado na página 35.

GRAY, P. **S7-1200 Programmable Controller**. [S.l.], 2012. 864 p. Citado na página 24.

MakerHero. **Módulo Sensor Óptico MOCH22A**. 2024. Acesso em: 19 maio 2025. Disponível em: <<https://www.makerhero.com/>>. Citado na página 28.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 5. ed. Boston: Prentice-Hall, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.

PALLÁS-ARENY, R.; WEBSTER, J. G. **Sensors and Signal Conditioning**. 2. ed. New York: Wiley, 2001. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 19.

PUHLMANN, H. **PID Digital – Método de Cálculo Numérico**. 2014. Acesso em: 10 dez. 2023. Disponível em: <<https://embarcados.com.br/pid-digital-metodo-de-calculo-numerico/>>. Citado na página 20.

SEBORG, D. E.; EDGAR, T. F.; MELLICHAMP, D. A.; III, F. J. D. **Process Dynamics and Control**. 4. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2016. Citado na página 55.

Siemens. **Totally Integrated Automation Portal (TIA Portal)**. 2025. Acesso em: 24 maio 2025. Disponível em: <<https://www.siemens.com/us/en/products/automation/industry-software/automation-software/tia-portal.html>>. Citado na página 30.

Silicon Supplies Ltd. **Linear voltage regulator – 7805: Positive fixed 5V voltage regulator in bare die form**. [S.l.], 2024. Rev. 1.1, 19 Feb. 2024. Disponível em: <<http://www.siliconsupplies.com>>. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

SIVAGO SEMICONDUCTOR CO., LTD. **MOCH22A – Opto Interrupter**. 2019. Acesso em: 19 maio 2025. Disponível em: <<https://img01.71360.com/w3/3mdd6k/20240319/687e2c01f96544c44779479c6e500eda.pdf>>. Citado na página 28.

STENERSON, J. **Programmable Logic Controllers with ControlLogix**. [S.l.]: Delmar Cengage Learning, 2010. Citado na página 30.

TURCHETTI, V. A. **Estudo de Encoders Ópticos Baseados no Efeito Moiré e Projeto de um Kit de Encoder Didático**. 2007. Citado na página 18.

VAZ, I. S. *et al.* **Desenvolvimento de Kit Didático Sustentável Para Ensino de Automação Industrial**. João Pessoa, Paraíba, Brasil: [s.n.], 2018. Acesso em: 4 out. 2023. Disponível em: <<http://www.swge.inf.br/proceedings/paper/?P=CBA2018-1393>>. Citado na página 15.

WENDLING, M. **CI reguladores de tensão**. Versão 1.0. Guaratinguetá, 2009. Citado na página 26.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID Controllers: Theory, Design, and Tuning**. 2. ed. Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America, 1995. Citado 3 vezes nas páginas 19, 20 e 21.