



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Projeto de uma bancada de testes para
aplicações de controle em rede

Lucas Soares Pinto da Silva

João Monlevade, MG
2026

Lucas Soares Pinto da Silva

**Projeto de uma bancada de testes para
aplicações de controle em rede**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.

Orientador: Prof. Marcelo Moreira Tiago

Coorientador: Prof. Márcio Feliciano Braga

**Universidade Federal de Ouro Preto
João Monlevade
2026**

SISBIN - SISTEMA DE BIBLIOTECAS E INFORMAÇÃO

S586p Silva, Lucas Soares Pinto da.
Projeto de uma bancada de testes para aplicações de controle em rede. [manuscrito] / Lucas Soares Pinto da Silva. - 2026.
70 f.: il.: color., gráf., tab..

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Tiago.

Coorientador: Prof. Dr. Márcio Braga.

Monografia (Bacharelado). Universidade Federal de Ouro Preto.
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Graduação em Engenharia Elétrica .

1. Automação industrial. 2. Comunicação - Indústria. 3. Controle automático. 4. Microcontroladores. 5. Redes de computadores. I. Tiago, Marcelo. II. Braga, Márcio. III. Universidade Federal de Ouro Preto. IV. Título.

CDU 681.5:004.7

Bibliotecário(a) Responsável: Flavia Reis - CRB6/2431



FOLHA DE APROVAÇÃO

Lucas Soares Pinto da Silva

Projeto de uma plataforma de testes para aplicações de controle em rede

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Ouro Preto como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 06 de março de 2026.

Membros da banca

Dr. Marcelo Moreira Tiago - Orientador - Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Márcio Feliciano Braga - Coorientador - Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Igor Dias Neto de Souza - Universidade Federal de Ouro Preto
Dr. Welbert Alves Rodrigues - Universidade Federal de Ouro Preto

Marcelo Moreira Tiago, orientador do trabalho, aprovou a versão final e autorizou seu depósito na Biblioteca Digital de Trabalhos de Conclusão de Curso da UFOP em 01/06/2026.



Documento assinado eletronicamente por **Marcelo Moreira Tiago, PROFESSOR DE MAGISTERIO SUPERIOR**, em 01/06/2026, às 20:44, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1114085** e o código CRC **5C5A5866**.

Dedico este trabalho a Deus e a Nossa Senhora Aparecida, por iluminarem meus passos e guiarem meu caminho. Dedico-o também à minha família, pelo amor incondicional, pelo apoio constante e pela presença em todos os momentos, oferecendo força, proteção e incentivo contínuo na busca por novos caminhos e pelo amor aos estudos.

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus e a Nossa Senhora Aparecida, pela proteção, força e orientação ao longo de toda esta caminhada, concedendo serenidade e perseverança para superar os desafios enfrentados durante a realização deste trabalho.

Agradeço à minha família, pelo apoio constante, incentivo aos estudos e compreensão em todos os momentos, contribuindo de forma fundamental para minha formação pessoal e acadêmica.

Aos amigos e colegas que fizeram parte desta trajetória, meu sincero agradecimento pelo companheirismo, pelas trocas de experiências e pelo apoio ao longo da graduação, tornando essa jornada mais leve e significativa.

Agradeço aos professores da Universidade Federal de Ouro Preto, em especial aos professores orientadores, pelo conhecimento compartilhado, pela dedicação e pelas contribuições essenciais para o desenvolvimento deste trabalho.

Por fim, agradeço a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização desta etapa da minha formação acadêmica.

*“Não aceite algo como verdadeiro apenas porque foi dito ou porque muitos acreditam;
examine e experimente por si mesmo.”*

Siddhartha Gautama

Resumo

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma bancada de emulação para sistemas de controle em rede aplicada a redes de comunicação industriais baseadas no padrão RS-485, amplamente empregado devido à sua robustez e à capacidade de operação em longas distâncias. Para a implementação da bancada, foram desenvolvidos e fabricados três protótipos de placas de circuito impresso compostos por microcontroladores, sensores, circuitos eletrônicos de acionamento e transceptores compatíveis com o padrão RS-485. Essas placas foram empregadas na implementação de um sistema de controle em rede com arquitetura distribuída do tipo *master-worker*. A planta piloto utilizada neste trabalho é constituída por um motor CC de 12 V, com velocidade nominal de 1360 RPM. A medição da velocidade angular do eixo do motor foi realizada por meio de um encoder, enquanto o acionamento foi efetuado por intermédio de uma ponte H. Ao longo do desenvolvimento do trabalho, foram realizados ensaios experimentais para a caracterização tanto da planta piloto quanto da rede de comunicação. Os resultados referentes à caracterização da rede indicaram uma latência de aproximadamente $3,6 \mu\text{s}$ entre a transmissão e a recepção dos dados, mantendo-se a comunicação estável durante toda a etapa experimental. Para identificar um modelo discreto capaz de representar adequadamente o comportamento dinâmico da planta piloto, foram conduzidos ensaios em malha aberta utilizando sinais de excitação do tipo PRBS (do inglês, *Pseudo-Random Binary Sequence*). A identificação do sistema foi realizada por meio de técnicas de modelagem caixa-preta, resultando em modelos com coeficientes de determinação R^2 da ordem de 0,86. Por fim, foram realizados ensaios comparativos visando avaliar a qualidade do modelo identificado. Para isso, foi projetado um controlador PI (proporcional-integral) com base no modelo discreto obtido experimentalmente. Em seguida, o controlador foi embarcado em um dos microcontroladores da bancada, permitindo a comparação entre os resultados experimentais e aqueles obtidos nas etapas de modelagem e simulação. Os resultados obtidos evidenciam uma diferença aproximada de 5 % entre os dois cenários analisados, indicando que a bancada de emulação proposta constitui uma plataforma viável para aplicações didáticas e experimentais nas áreas de controle e automação.

Palavras-chave: Microcontroladores; redes de comunicação industriais, controle em rede, planta piloto.

Abstract

This work presents the development of an emulation bench for networked control systems applied to industrial communication networks based on the RS-485 standard, which is widely employed due to its robustness and capability for long-distance operation. For the implementation of the bench, three printed circuit board prototypes were designed and manufactured, consisting of microcontrollers, sensors, electronic driving circuits, and RS-485-compatible transceivers. These boards were employed in the implementation of a distributed master-worker networked control system architecture. The pilot plant used in this work consists of a 12 V DC motor with a nominal speed of 1360 RPM. The angular speed of the motor shaft was measured using an encoder, while the actuation was performed through an H-bridge driver. Throughout the development of the work, experimental tests were conducted to characterize both the pilot plant and the communication network. The network characterization results indicated a latency of approximately $3.6 \mu\text{s}$ between data transmission and reception, while maintaining stable communication during the entire experimental stage. To identify a discrete model capable of adequately representing the dynamic behavior of the pilot plant, open-loop experiments were carried out using PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) excitation signals. System identification was performed through black-box modeling techniques, resulting in models with coefficients of determination R^2 on the order of 0.86. Finally, comparative tests were performed to evaluate the quality of the identified model. For this purpose, a proportional-integral (PI) controller was designed based on the experimentally obtained discrete model. The controller was then embedded into one of the microcontrollers of the bench, enabling a comparison between the experimental results and those obtained during the modeling and simulation stages. The results demonstrate that the approximate difference between the two analyzed scenarios is approximately 5%, indicating that the proposed emulation bench constitutes a viable platform for didactic and experimental applications in the fields of control and automation.

Keywords: Microcontrollers; industrial communication networks; networked control systems; pilot plant.

Lista de ilustrações

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Diagrama esquemático com a representação dos dispositivos presentes na plataforma de testes proposta. | 19 |
| Figura 2 – Conexões de rede RS-485 <i>half-duplex</i> e <i>full-duplex</i> | 20 |
| Figura 3 – Barramento RS-485 multiponto. | 21 |
| Figura 4 – Barramento RS-485 multiponto. | 22 |
| Figura 5 – Pinagem e esquema de ligação do CI MAX-485. | 22 |
| Figura 6 – Diagrama esquemático do módulo MAX-485 utilizado para construção da bancada de testes. | 24 |
| Figura 7 – Rede RS-485: configuração multidrop. Na imagem, cada dispositivo possui um endereço pré-fixado. | 26 |
| Figura 8 – Foto do kit de desenvolvimento ESP32-WROOM-32, dev-kit-c. | 27 |
| Figura 9 – Diagrama de blocos indicando conjunto de periféricos embarcados no microcontrolador ESP32-WROOM-32. | 28 |
| Figura 10 – Esquemas de ligação utilizados para conectar os módulos de comunicação UART (a) e USART (b) ao microcontrolador. | 29 |
| Figura 11 – Estrutura do quadro de comunicação UART utilizada no sistema. | 30 |
| Figura 12 – Esquema elétrico de uma Ponte H. | 31 |
| Figura 13 – Módulo ponte H duplo, modelo L298N. | 32 |
| Figura 14 – Diagrama esquemático da ponte H, modelo L298N. | 32 |
| Figura 15 – Diagrama esquemático do sensor de corrente ACS712. | 33 |
| Figura 16 – Diagrama esquemático do módulo conversor analógico-digital ADS1115. | 35 |
| Figura 17 – Foto do motor DC utilizado neste trabalho. | 36 |
| Figura 18 – Diagrama de pinos do ESP32-DevKitC. | 45 |
| Figura 19 – Foto do conector localizado na parte traseira do motor. | 45 |
| Figura 20 – Foto do transceptor MAX-485 utilizado neste trabalho. | 46 |
| Figura 21 – Foto do módulo sensor de corrente ACS712. | 47 |
| Figura 22 – Fotos das placas de circuito impresso produzidas | 48 |
| Figura 23 – Fluxograma que representa o algoritmo embarcado no microcontrolador instalado na placa <i>master</i> | 50 |
| Figura 24 – Fluxograma que representa o algoritmo embarcado no microcontrolador instalado nas placas <i>workers</i> | 51 |
| Figura 25 – Formas de onda adquiridas durante a etapa de caracterização da rede de comunicação | 52 |
| Figura 26 – Determinação da constante de tempo do sistema. | 55 |
| Figura 27 – Determinação da constante de tempo do sistema aplicando um sinal de excitação com <i>offset</i> | 56 |

| | |
|--|----|
| Figura 28 – Resultados dos ensaios de identificação usando sinais PRBS | 57 |
| Figura 29 – Resultado do ensaio de identificação do sistema. | 58 |
| Figura 30 – Resultado do ensaio de validação do sistema. | 59 |
| Figura 31 – Resultados obtidos na etapa de simulação do controlador PI. | 62 |
| Figura 32 – Resultados obtidos na etapa de validação do controlador PI. | 63 |

Lista de tabelas

| | |
|---|----|
| Tabela 1 – Descrição dos Pinos do transceptor MAX-485 | 23 |
| Tabela 2 – Sensibilidade do sensor ACS712 para diferentes faixas de corrente. | 34 |
| Tabela 3 – Características elétricas e mecânicas do motor DC JGA25-370. | 36 |
| Tabela 4 – Métricas de desempenho para o modelo identificado. | 59 |
| Tabela 5 – Métricas de desempenho do modelo | 60 |
| Tabela 6 – Ganhos do controlador PI digital obtidos a partir do método de sintonia de Ziegler–Nichols. | 61 |
| Tabela 7 – Métricas de desempenho obtidas na etapa de simulação. | 62 |
| Tabela 8 – Comparação das métricas de desempenho obtidas nas etapas de simu- lação e validação. | 63 |

Sumário

| | | |
|------------|--|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 14 |
| 1.1 | Motivação e justificativas | 15 |
| 1.2 | Objetivos | 16 |
| 1.2.1 | Objetivos específicos | 16 |
| 1.3 | Estrutura do trabalho | 16 |
| 2 | REVISÃO TEÓRICA | 18 |
| 2.1 | Especificações da bancada de emulação | 18 |
| 2.2 | Padrão RS-485 | 19 |
| 2.2.1 | Especificações dos cabos | 24 |
| 2.2.2 | Topologias de rede | 26 |
| 2.3 | Sistema eletrônico embarcado | 27 |
| 2.3.1 | Modulação PWM | 28 |
| 2.3.2 | Módulo de comunicação serial assíncrono | 29 |
| 2.4 | Planta piloto | 30 |
| 2.4.1 | Circuito de acionamento | 31 |
| 2.4.2 | Sistema de medição de corrente | 33 |
| 2.4.3 | Motor DC | 35 |
| 2.4.4 | Modelagem física do motor | 37 |
| 2.4.5 | Estratégia para identificação de sistemas utilizando sinais pseudo-aleatórios binários | 41 |
| 2.5 | Considerações parciais | 43 |
| 3 | PROJETO DA BANCADA DE TESTES | 44 |
| 3.1 | Especificações da bancada de testes | 44 |
| 3.2 | Projeto e fabricação das placas de circuito impresso | 47 |
| 3.3 | Caracterização do sistema de comunicação | 49 |
| 3.4 | Considerações parciais | 52 |
| 4 | CARACTERIZAÇÃO DA PLANTA PILOTO | 54 |
| 4.1 | Determinação da constante de tempo do sistema | 54 |
| 4.2 | Identificação do sistema usando sinais PRBS | 56 |
| 4.3 | Validação do modelo identificado | 59 |
| 4.4 | Projeto do controlador PI | 60 |
| 4.4.1 | Simulação do sistema em malha fechada | 61 |
| 4.4.2 | Validação experimental do controlador PI | 62 |

| | | |
|-----|--|----|
| 4.5 | Considerações parciais | 64 |
| 5 | CONSIDERAÇÕES FINAIS | 65 |
| 5.1 | Propostas para continuação do trabalho | 65 |
| | REFERÊNCIAS | 67 |
| | Apêndice A – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO | 69 |

1 Introdução

A comunicação entre dispositivos industriais desempenha papel fundamental nos sistemas de controle e automação, sendo responsável pela integração, supervisão e coordenação de processos produtivos. Por meio da troca contínua de informações, pode-se automatizar tarefas, reduzir a necessidade de intervenções manuais, minimizar erros operacionais e aumentar a eficiência e a produtividade dos sistemas industriais. Além disso, a comunicação eficaz entre dispositivos permite o monitoramento em tempo real dos processos, possibilitando a tomada de decisões baseada em dados atualizados e a identificação precoce de condições anormais de operação (LEE; BAGHERI; KAO, 2015; GUNGOR; HANCKE, 2009).

O padrão de comunicação RS-485 (do inglês, *Recommended Standard 485*) é amplamente empregado em aplicações industriais devido às suas características elétricas favoráveis à transmissão de dados em ambientes sujeitos a interferências eletromagnéticas. A comunicação diferencial, baseada na transmissão da diferença de potencial entre dois condutores, torna o sistema menos suscetível a ruídos elétricos, além de possibilitar comunicações confiáveis em longas distâncias. O padrão RS-485 pode ser implementado utilizando-se diferentes meios físicos, como cabos de cobre, cabos blindados ou fibra óptica, conforme os requisitos da aplicação, sendo, portanto, uma solução versátil para sistemas de automação industrial (TIA, 1998; Analog Devices, 2019).

Apesar de suas vantagens, a implementação de redes RS-485 em ambientes industriais apresenta desafios relevantes, especialmente no que se refere à configuração da topologia da rede, ao controle dos parâmetros de comunicação e à influência de ruídos elétricos e condições adversas de operação. Mesmo sendo projetado para ambientes industriais, o desempenho da comunicação pode ser impactado por fatores como descasamento de impedâncias, variações nas taxas de transmissão e condições inadequadas de instalação (MACKAY et al., 2004).

Em ambientes industriais modernos, diferentes dispositivos e sistemas operam frequentemente de forma interdependente, exigindo padrões de comunicação confiáveis e amplamente difundidos. Nesse contexto, o protocolo Modbus destaca-se como um dos padrões mais utilizados na automação industrial. Nesses sistemas, a comunicação segue uma arquitetura *master-worker*, na qual o dispositivo mestre realiza solicitações de leitura ou escrita de dados aos dispositivos trabalhadores, permitindo o controle e o monitoramento de processos industriais (Modbus Organization, 2012; KNAPP, 2024).

Diante desse cenário, este trabalho apresenta as etapas de desenvolvimento de uma bancada de emulação de redes de comunicação industriais baseada no padrão RS-485, aplicada a sistemas de controle e automação. A bancada proposta é composta por três sistemas embarcados microcontrolados, sendo um elemento central, configurado como

mestre, e dois elementos secundários, configurados como trabalhadores, possibilitando a simulação de uma rede industrial em ambiente controlado.

Espera-se que essa plataforma experimental proporcione um ambiente adequado para estudos e testes de comunicação, possibilitando a avaliação do comportamento da rede sob diferentes condições operacionais e aproximando o desempenho do sistema às situações encontradas em aplicações industriais reais.

1.1 Motivação e justificativas

O avanço da Indústria 4.0 e da Internet das Coisas (IoT) tem ampliado significativamente o uso de sistemas de controle distribuídos, nos quais sistemas embarcados utilizados para integrar sensores, atuadores e controladores comunicam-se por meio de redes de comunicação cabeadas ou sem fio. Nesse contexto, a confiabilidade do sistema torna-se um aspecto crítico, uma vez que falhas na rede podem comprometer o desempenho ou até mesmo a estabilidade do processo controlado.

Trabalhos recentes têm explorado o impacto das redes de comunicação no desempenho de sistemas de controle. Destaca-se o trabalho de Salles (2024), que investigou estratégias de controle em rede utilizando uma bancada de emulação de redes sem fio, analisando os efeitos de perdas de pacotes e atenuação do sinal sobre o comportamento do sistema controlado. No trabalho, a autora apresenta uma comparação de técnicas de controle em rede, considerando explicitamente as limitações impostas pela comunicação sem fio.

O presente trabalho propõe uma modificação na bancada de emulação utilizada pela autora. Nesse contexto, o foco principal não está na validação de estratégias avançadas de controle em rede, mas no desenvolvimento de uma plataforma experimental flexível, capaz de operar tanto com redes de comunicação sem fio quanto com redes cabeadas, utilizando microcontroladores. A possibilidade de alternância entre diferentes meios de comunicação visa aumentar a robustez da aplicação, permitindo a continuidade da operação em situações de falha ou degradação de um dos canais de comunicação.

A motivação para o desenvolvimento deste trabalho está, portanto, na concepção de uma plataforma didática e experimental, que possibilite a integração entre sistemas de controle e diferentes arquiteturas de comunicação, servindo como base para estudos futuros em controle em rede, diagnóstico de falhas e estratégias de tolerância a falhas em sistemas industriais.

Para a implementação da plataforma proposta, foram utilizados microcontroladores amplamente empregados em aplicações acadêmicas, módulos de comunicação compatíveis com redes cabeadas, além de uma planta piloto baseada em um motor de corrente contínua, escolhida por sua relevância didática e pela facilidade de modelagem e identificação dinâmica. Os ensaios experimentais e as etapas de identificação e controle do

sistema foram desenvolvidos com o auxílio do *software* MATLAB, utilizando ferramentas de identificação de sistemas e simulação de controladores.

1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é desenvolver e validar uma bancada de emulação de redes de comunicação industriais, aplicada a sistemas de controle e automação, de modo a permitir a simulação, o estudo e a análise do comportamento da comunicação sob diferentes condições operacionais.

1.2.1 Objetivos específicos

Para alcançar o objetivo geral, os seguintes objetivos específicos devem ser cumpridos:

- Projetar e implementar um circuito eletrônico para uma rede de comunicação serial baseada no padrão RS-485;
- Desenvolver uma arquitetura de comunicação em rede utilizando microcontroladores ESP32;
- Implementar sistemas de controle da comunicação, incluindo o ajuste de parâmetros operacionais;
- Desenvolver uma bancada experimental para a realização de testes e estudos em redes de comunicação utilizadas em aplicações industriais.

1.3 Estrutura do trabalho

Este trabalho foi dividido em cinco capítulos.

O Capítulo 1 apresenta uma introdução ao trabalho proposto, bem como a motivação para seu desenvolvimento e seus objetivos gerais e específicos.

O capítulo 2 apresenta uma revisão teórica, onde são apresentados os principais conceitos necessários para a compreensão das etapas de desenvolvimento deste trabalho.

No Capítulo 3, são apresentadas as etapas de projeto e caracterização da bancada de testes, destacando-se as etapas de projeto da placa de circuito impresso e da caracterização da rede de comunicação implementada para interligar o sistema *master-worker*.

No Capítulo 4, apresentam-se as etapas de modelagem e identificação da planta piloto proposta neste trabalho, composta por um motor CC controlado por meio de um circuito eletrônico composto por uma ponte H. Além disso, são descritas as etapas de

projeto e validação de um controlador PI, utilizado durante a etapa de testes do sistema completo.

Finalmente, o Capítulo 5 apresenta as considerações finais, bem como um conjunto de propostas para desenvolvimento de trabalhos futuros.

2 Revisão teórica

Neste capítulo são apresentados os principais fundamentos teóricos que sustentam o desenvolvimento deste trabalho. A revisão aborda conceitos relacionados às camadas de redes de comunicação, protocolos utilizados em sistemas industriais, e os módulos responsáveis pela transmissão e recepção de dados. O livro apresentado por Tanenbaum e Wetherall (2021), que fornece a estrutura conceitual essencial para a compreensão dos sistemas de comunicação utilizados ao longo do projeto, foi utilizado como referência principal deste Capítulo.

2.1 Especificações da bancada de emulação

A bancada experimental desenvolvida neste trabalho foi projetada visando simular o funcionamento de uma rede de comunicação industrial sujeita a falhas. Para isso, foram utilizados microcontroladores (Espressif, modelo ESP32-WROOM32), conectados de forma serial por meio de uma rede RS-485. Um circuito transceptor (Maxim Integrated, modelo MAX485) foi utilizado para converter os níveis de tensão de saída no microcontrolador para o padrão utilizado por redes RS-485.

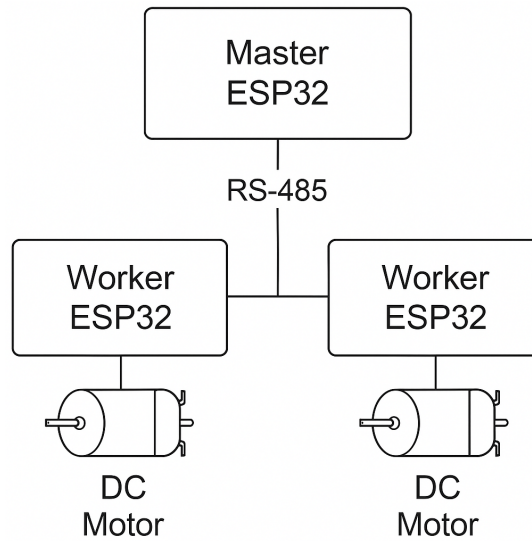
O sistema proposto é composto por três módulos principais, representados por um dispositivo mestre (do inglês, *master*) e dois dispositivos trabalhadores (do inglês, *workers*). Essa configuração em rede permite a emulação de uma topologia de rede que pode ser usada em aplicações de controle distribuído. A Figura 1 apresenta um diagrama esquemático contendo os elementos do sistema proposto neste trabalho.

Cada módulo da bancada é equipado com recursos específicos para monitoramento e atuação. O módulo mestre é responsável por enviar e receber informações para os módulos *workers*, atuando como um *gateway* entre um computador central e a rede.

O computador central é utilizado para enviar e receber informações do microcontrolador mestre por meio de uma interface de comunicação serial. Esse processo pode ser controlado por um *software* de monitoramento serial instalado no computador. Neste trabalho, o *software* *Putty* foi utilizado com esta finalidade. Na abordagem proposta, o microcontrolador mestre é responsável por enviar e receber as informações provenientes dos microcontroladores *workers*. Dessa forma, não há forma de comunicação direta entre computador e *workers*.

Os módulos *workers* possuem entradas e saídas digitais, que podem ser utilizadas para monitorar sinais provenientes de outros circuitos (como *encoders*, por exemplo), ou para gerar sinais de referência aplicados ao controle de cargas, por meio de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*). Além disso, foram instalados nesses módulos *workers* sensores de efeito *Hall* (Alegro, modelo ACS712) e conversores

Figura 1 – Diagrama esquemático com a representação dos dispositivos presentes na plataforma de testes proposta.



Fonte: do autor.

analógico-digitais com resolução de 16 bits e controle de ganho de entrada programável (Texas Instruments, modelo ADS1115) para medições de corrente.

Para a realização dos ensaios, foi desenvolvida uma planta piloto, composta por um motor DC de 12 V (modelo JGA 25-570), com um fator de redução mecânica de 4.4, velocidade máxima de 1360 RPM e corrente de 60 mA sem carga. Além disso, o motor possui um *encoder* acoplado ao seu eixo principal, com duas fases isoladas e resolução de 11 pulsos por volta por fase. Um circuito de acionamento do tipo ponte H (ST Microelectronics, modelo L298N) foi empregado para ajustar a potência média fornecida aos motores por meio de sinais de referência PWM gerados pelos microcontroladores *workers*.

A inclusão dos motores na bancada tem dupla finalidade: além de representar cargas reais no sistema, permite observar, em tempo real, os efeitos no sistema de comunicação sobre dispositivos de atuação. Assim, é possível correlacionar distúrbios no barramento de comunicação RS-485 as alterações no funcionamento dos motores, como variações inesperadas de velocidade ou sentido de rotação. Essa abordagem reforça o caráter prático e didático da bancada, que pode ser utilizada para testes de redes industriais e validação de estratégias de detecção e tratamento de falhas.

Na sequência, serão apresentados os conceitos teóricos fundamentais, necessários para a compreensão das etapas desenvolvidas neste trabalho.

2.2 Padrão RS-485

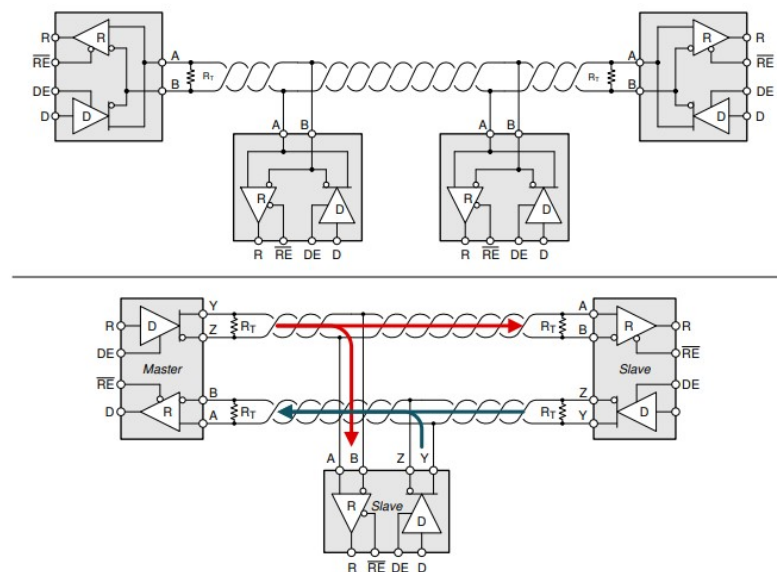
O padrão RS-485, também conhecido como TIA/EIA-485, é amplamente utilizado em ambientes industriais para comunicação serial devido à sua robustez, imunidade a

ruídos eletromagnéticos e capacidade de operação a longas distâncias. Trata-se de um padrão de camada física, que define as características elétricas da interface de comunicação, sendo frequentemente empregado em sistemas distribuídos de automação e controle.

A comunicação no padrão RS-485 pode operar nos modos *half-duplex* ou *full-duplex*. No modo *half-duplex*, os dispositivos alternam entre transmissão e recepção, não sendo capazes de enviar e receber dados simultaneamente. No modo *full-duplex* a troca de dados ocorre simultaneamente, o que exige cabeamento adicional. A escolha do modo de operação depende da aplicação e da topologia da rede, sendo o padrão *half-duplex* mais comum em aplicações industriais pela sua simplicidade e eficiência.

A topologia recomendada para redes RS-485 é a linear, também chamada de barramento. Nessa configuração, todos os dispositivos são conectados ao longo de um único cabo principal, com terminação resistiva em ambas as extremidades para evitar reflexões de sinal apresentado na Figura 2. Conexões laterais ou ramificações, conhecidas como *stubs*, devem ser evitadas, pois podem provocar distorções e perda de integridade nos sinais transmitidos.

Figura 2 – Conexões de rede RS-485 *half-duplex* e *full-duplex*.



Fonte: retirado de Wang e Liu (2021).

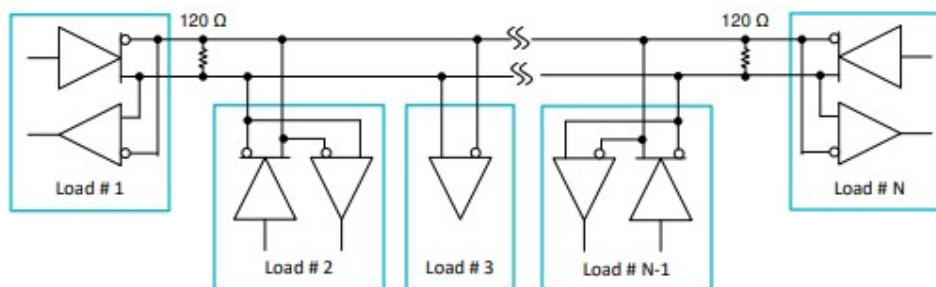
Para garantir uma melhor relação sinal-ruído para os dados transmitidos, é fundamental utilizar cabos de par trançado, preferencialmente blindados. Esse tipo de cabo reduz a interferência eletromagnética induzida por motores, inversores de frequência e outros dispositivos, comuns em ambientes industriais. O comprimento máximo dos cabos e a taxa de transmissão de dados estão inversamente relacionados: quanto maior o comprimento do cabo, menor deve ser a velocidade de comunicação para evitar degradação do sinal.

O padrão RS-485 utiliza comunicação diferencial, onde os níveis alto/baixo são definidos em função da diferença de potencial entre dois fios, denominados A e B. Esse

método contribui significativamente para a rejeição de ruídos, pois interferências externas tendem a afetar igualmente ambos os condutores, sendo assim minimizadas na leitura diferencial feita pelos receptores.

O padrão RS-485 permite a conexão de até 32 transmissores e 32 receptores em uma mesma rede. A Figura 3, apresenta conexões em um barramento, embora existam transceptores modernos que ampliam esse limite de 32 transmissores/receptores na mesma rede. Para que o sistema funcione corretamente, é necessário ajustar a impedância característica do cabo (geralmente entre 100Ω e 120Ω) utilizando resistores de terminação compatíveis. Também se recomenda o uso de resistores de polarização (*pull-up* ou *pull-down*), que mantêm a linha em nível lógico conhecido quando não há transmissão ativa.

Figura 3 – Barramento RS-485 multiponto.



Fonte: retirado de Wang e Liu (2021).

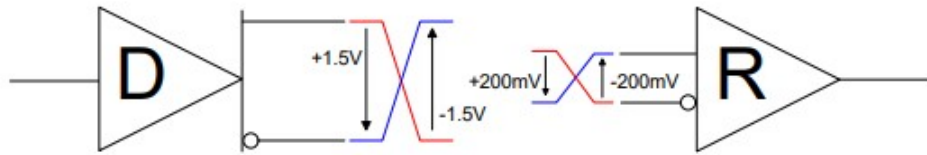
Além desses aspectos, deve-se considerar o aterramento adequado dos dispositivos e a diferença de potencial entre *ground* (*VGPD*) nos diversos pontos da rede, pois grandes diferenças podem causar correntes indesejadas que comprometem o funcionamento dos circuitos. Em sistemas mais complexos ou sujeitos a descargas elétricas e surtos de tensão, o uso de redes de proteção contra transientes e circuitos de supressão torna-se essencial.

A correta implementação do padrão RS-485 envolve não apenas o uso de transceptores apropriados, como o MAX-485, mas também o cuidado com o cabeamento, a topologia da rede e os dispositivos de proteção. Esses fatores são determinantes para assegurar a integridade da comunicação e a confiabilidade do sistema, especialmente em ambientes industriais sujeitos a perturbações eletromagnéticas.

O padrão de nível de sinal em RS-485 refere-se à especificação das características elétricas dos sinais enviados pelo canal de comunicação apresentado na Figura 4. O RS-485 utiliza um par balanceado de fios para enviar sinais, com cada fio transportando um sinal de polaridade oposta. Os níveis de sinal são especificados em termos de tensão, com o padrão especificando uma tensão diferencial de pelo menos 1,5 volts entre os dois fios. Os níveis de tensão são referenciados a um *ground* comum, que geralmente é conectado ao *ground*. Os níveis de sinal são projetados para serem robustos e resistentes a interferências, portanto, o RS-485 é frequentemente usado em ambientes industriais e comerciais onde pode haver muito ruído e outras perturbações elétricas. Ao aderir ao padrão de nível de

signal, os dispositivos que usam RS-485 podem se comunicar entre si de forma confiável em longas distâncias (Renesas Electronics, 2023).

Figura 4 – Barramento RS-485 multiponto.



Fonte: retirado de Renesas Electronics (2023).

O circuito integrado MAX-485 é um transceptor de baixo consumo que realiza a conversão do padrão USART para o padrão RS-485, e vice-versa. Este CI converte sinais elétricos com níveis de tensão TTL, como os gerados pelo microcontrolador, em sinais de tensão diferenciais compatíveis com o padrão RS-485. O circuito utiliza dois sinais, gerados pelos canais A e B. A tensão diferencial de saída do dispositivo pode ser calculada por:

$$V_o = (A + \delta) - (B + \delta), \tag{2.1}$$

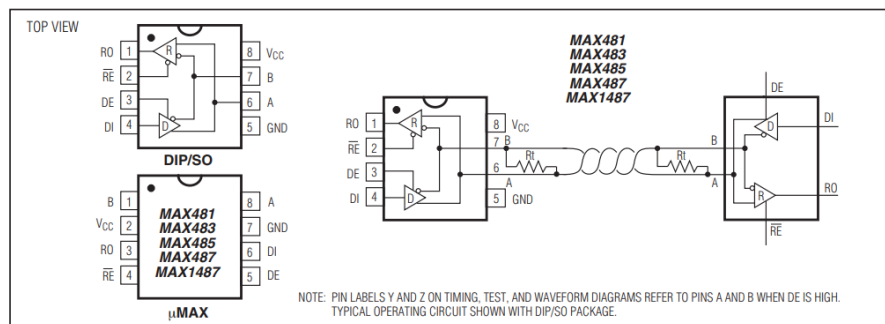
sendo δ uma variável utilizada para representar um sinal de ruído elétrico.

Nota-se que por meio da estratégia de medição diferencial de tensão, pode-se eliminar os efeitos do ruído elétrico δ presente na expressão, de modo que:

$$V_o = A - B. \tag{2.2}$$

O circuito integrado MAX485 possui encapsulamento com 8 pinos, como pode ser visualizado no esquemático da Figura 5. A Figura também ilustra o esquema de ligação entre dois módulos transceptores.

Figura 5 – Pinagem e esquema de ligação do CI MAX-485.



Fonte: retirado de Maxim Integrated (2014).

O circuito integrado MAX485 é responsável por realizar a conversão entre os níveis lógicos TTL do microcontrolador e o sinal diferencial do barramento RS-485. Para isso, o

dispositivo possui dois pinos fundamentais para o controle do fluxo de dados: DE (*Driver Enable*) e RE (*Receiver Enable*).

O pino DE é responsável por habilitar o transmissor diferencial. Quando este pino está em nível lógico alto, o driver é ativado e o circuito passa a aplicar tensão diferencial nas linhas A e B do barramento. Quando em nível lógico baixo, o transmissor é desabilitado.

O pino RE, por sua vez, controla o receptor. Este pino possui lógica invertida, ou seja, quando está em nível lógico baixo, o receptor é habilitado, permitindo que o sinal diferencial presente nas linhas A e B seja convertido para nível TTL na saída do módulo.

Na Figura 5, observa-se que tanto o transmissor quanto o receptor são representados por símbolos em formato triangular. Esses símbolos representam dispositivos do tipo *tri-state*. Um circuito *tri-state* pode assumir três estados distintos: nível lógico alto, nível lógico baixo ou alta impedância.

Quando o transmissor é desabilitado ($DE = 0$), sua saída entra em estado de alta impedância, efetivamente se desconectando eletricamente do barramento. De maneira análoga, o receptor pode ser isolado por meio do controle do pino RE.

É justamente esse estado de alta impedância que permite a conexão de múltiplos dispositivos ao mesmo barramento RS-485. Como apenas um transmissor permanece habilitado por vez, os demais dispositivos permanecem eletricamente isolados, evitando conflitos de linha e garantindo a integridade do sinal diferencial.

A Tabela 1 apresenta as principais funções dos pinos presentes no CI MAX485.

Tabela 1 – Descrição dos Pinos do transceptor MAX-485

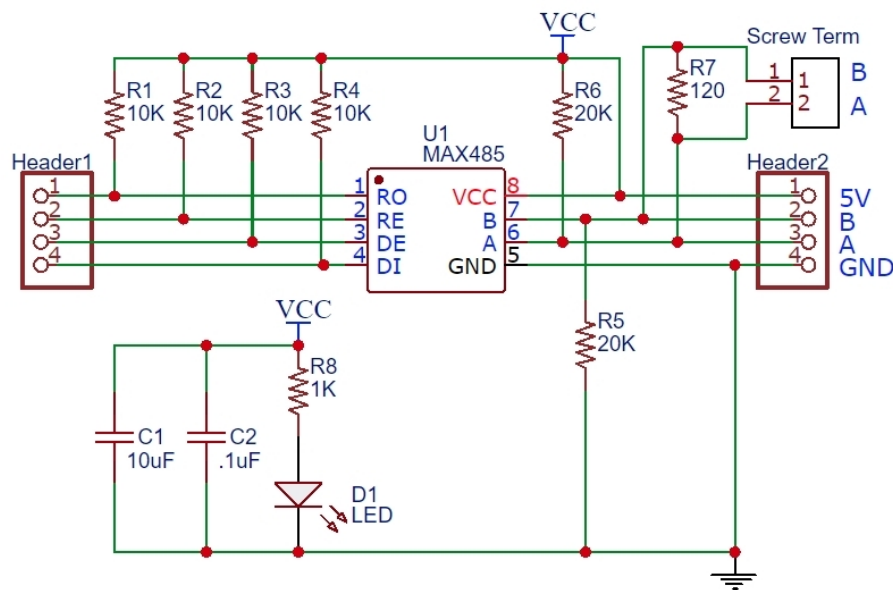
| Pino | Nome | Descrição |
|------|-----------------|--|
| 1 | RO | Saída do receptor. Se $(V_A - V_B) \geq 200$ mV, RO recebe nível alto; se $(V_A - V_B) \leq -200$ mV, RO recebe nível baixo. |
| 2 | \overline{RE} | Habilita receptor (ativo em nível baixo). Se em nível alto, RO entra em estado de alta impedância. |
| 3 | DE | Habilita <i>driver</i> (ativo em nível alto). Se em nível baixo, as saídas A e B entram em estado de alta impedância. |
| 4 | DI | Entrada do <i>driver</i> . Nível baixo em DI força $A < B$; nível alto em DI força $A > B$. |
| 5 | GND | Conexão de referência (0 V). |
| 6 | A | Terminal não-invertido do barramento RS-485. |
| 7 | B | Terminal invertido do barramento RS-485. |
| 8 | VCC | Alimentação positiva ($4,75$ V $\leq V_{CC} \leq 5,25$ V). |

Fonte: adaptado de Maxim Integrated (2014).

A Figura 6 apresenta um diagrama esquemático dos módulos (*shield*) utilizado neste trabalho. Os resistores R1,R2,R3,R4 e R6 presentes no diagrama funcionam com resistores de *pull-up*, garantindo nível alto aos terminais RO, RE, DI, DE e A nos instantes

em que o módulo transceptor não está sendo utilizado. O resistor R5 é utilizado como resistor de *pull-down*, garantindo nível lógico baixo ao terminal B, e o resistor R7 é utilizado como resistor de terminação, garantindo a impedância característica entre os terminais A e B. O LED D1, conectado em série com o resistor R1, funciona como um indicador luminoso.

Figura 6 – Diagrama esquemático do módulo MAX-485 utilizado para construção da bancada de testes.



Fonte: do autor.

2.2.1 Especificações dos cabos

De forma simplificada, padrão RS-485 utiliza cabos de par trançado blindados, que permitem várias conexões a um barramento (MOSSIN, 2012). O comprimento máximo do cabo depende da velocidade de transmissão.

A Norma TIA/EIA-485 define os limites de distância máximos recomendados para o tronco principal em função das taxas de transmissão (do inglês, *baud rate*), definidas em bits por segundo. Para uma taxa de até 1 Mbps, o limite recomendado é de, aproximadamente, 100 metros. Para um *baud rate* de 10 Mbps, o limite cai para cerca de 10 metros.

Em alguns casos específicos, pode-se utilizar derivações (do inglês, *stubs*) para conectar nós (*workers*) a um tronco principal. Essas conexões são feitas por pequenos pedaços de condutores, e são as principais responsáveis por erros de transmissão em redes RS-485. Idealmente, essas derivações devem apresentar o menor comprimento possível. Em aplicações práticas, recomenda-se que essas distâncias sejam de, no máximo, 1 m

para sistemas operando à taxas de transmissão de 9600 bps. Para aplicações operando com um *baud rate* superior à 115,2 kbps, deve-se evitar por completo a utilização dessas derivações.

A topologia e a distribuição do cabeamento são fatores que devem ser considerados para a proteção contra interferência eletromagnética (EMI, do inglês *Electromagnetic Interference*). É válido ressaltar que, para altas frequências, os cabos se comportam como um sistema de transmissão com linhas cruzadas, refletindo parte da energia e espalhando-a de um circuito a outro.

Os cabos usados para comunicação serial RS-485 possuem, internamente, pares de fios isolados, trançados entre si e uma capa de material isolante. Além disso, alguns cabos possuem uma malha de aterramento, que pode ser utilizada como blindagem.

Os resistores de terminação são usados para combinar (ou casar) a impedância de uma linha de transmissão com a impedância característica de um nó do sistema, garantindo a integridade do sinal e minimizando os problemas causados por reflexões.

Os valores dos resistores de terminação podem ser ajustados fisicamente, através da troca do componente, ou por *software*, para casos onde se utilizam *arrays* de resistores com parâmetros controláveis. Alguns circuitos de terminação também podem incluir capacitores, além de elementos de comutação que permitem controlar a terminação em diferentes modos de operação.

Esses parâmetros são definidos em função das especificações da rede, tais como distâncias máximas entre nós, taxas de transmissão, topologia e número de nós. O número máximo de transmissores e receptores em uma rede RS-485 depende da topologia e dos requisitos específicos da rede.

Adicionar transceptores e circuitos de segurança a um barramento RS-485 aumenta a corrente de carga total necessária, pois a saída de um *driver* depende da corrente que ele deve fornecer à carga. Para estimar o número máximo de cargas possíveis no barramento, o RS-485 define uma carga unitária (UL), que representa uma impedância de carga de aproximadamente $12k\Omega$ (Renesas Electronics, 2023).

Drivers compatíveis com o padrão podem acionar até 32 dessas cargas unitárias. Alguns transceptores modernos oferecem redução na carga unitária, como $1/8$ UL, que permite a conexão de até 256 transceptores no barramento (Renesas Electronics, 2023). No entanto, a polarização de segurança adiciona até 20 cargas unitárias à carga do barramento, portanto, o número máximo (N) de transceptores conectados ao barramento é reduzido para:

$$N = \frac{32 UL_{\text{Padrão}} - 20 UL_{\text{A prova de falhas}}}{UL_{\text{Transceptor}}} \quad (2.3)$$

O padrão RS-485 é comumente usado em ambientes industriais. Nesse tipo de aplicação, deve-se considerar a compatibilidade eletromagnética (EMC, do inglês *Electromagnetic Compatibility*) ao projetar linhas de transmissão RS-485. Problemas causados

por EMC podem afetar o desempenho da linha de transmissão e do sistema geral. Uma abordagem abrangente que considere os parâmetros físicos do projeto e os fatores EMC é necessária para otimizar o projeto e avaliar o impacto ambiental da linha.

Em ambientes industriais, geralmente há altos níveis de distúrbios eletromagnéticos externos que podem afetar o rendimento e os tempos de reação de sistemas distribuídos de controle e aquisição de dados. Essas mudanças também podem afetar a funcionalidade dos algoritmos de controle em tempo real.

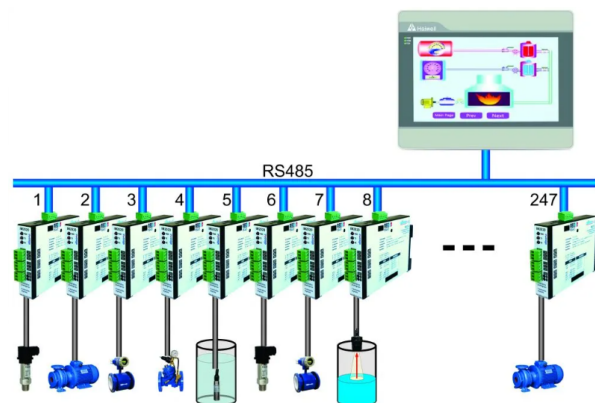
Circuitos supressores de surtos são usados para controlar transientes de tensão e interferência em circuitos de comunicação RS-485. Esses circuitos, também conhecidos como *snubbers*, são compostos por arranjos de resistores e capacitores cujo objetivo é atenuar os ruídos elétricos presentes nas linhas de comunicação.

O projeto do circuito deve levar em consideração o custo, a taxa de variação de tensão, a tensão de pico e tensão de ativação da rede de comunicação.

2.2.2 Topologias de rede

O padrão de comunicação RS-485 define como os dispositivos podem se comunicar em uma rede serial. A topologia define como os dispositivos serão conectados à rede. O padrão RS-485 suporta diversas topologias, tais como ponto a ponto, multidrop e em cadeia. A Figura 7 apresenta um exemplo de topologia de rede RS-485 multidrop, semelhante à utilizada no projeto da bancada de testes.

Figura 7 – Rede RS-485: configuração multidrop. Na imagem, cada dispositivo possui um endereço pré-fixado.



Fonte: retirado de Alfacomp (2020).

A escolha da topologia depende dos requisitos específicos da aplicação, como o número de dispositivos, a distância entre os dispositivos e a taxa de transferência de dados necessária (Renesas Electronics, 2023).

Em uma topologia ponto a ponto, dois dispositivos se conectam diretamente usando um único par de fios. Na topologia multidrop, vários dispositivos se conectam a um mesmo

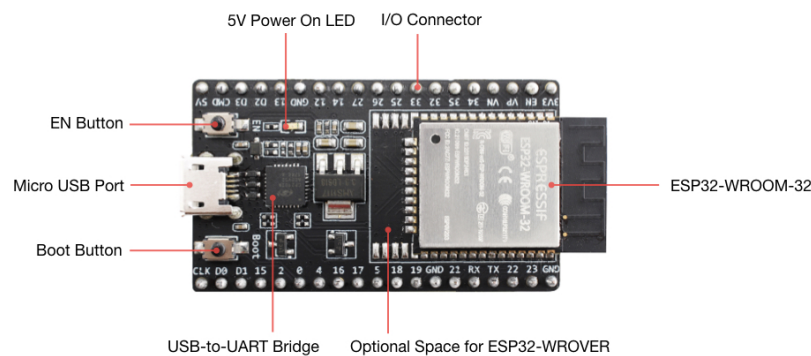
par de fios, cada um com um endereço exclusivo. Para topologias em cadeia, cada dispositivo se conecta ao elemento mais próximo. Essa configuração depende do número de dispositivos, da distância entre os dispositivos e da taxa de transferência de dados necessária.

2.3 Sistema eletrônico embarcado

A plataforma desenvolvida neste trabalho utiliza como base um microcontrolador de 32 bits (Espressif, modelo ESP32-WROOM32). Trata-se de um microcontrolador de baixa potência e baixo custo, desenvolvido para atender a demanda de desenvolvedores de sistemas IoT (do inglês, *Internet of Things*), especialmente para aplicações envolvendo automação residencial.

A Figura 8 apresenta uma foto do kit de desenvolvimento utilizado.

Figura 8 – Foto do kit de desenvolvimento ESP32-WROOM-32, dev-kit-c.

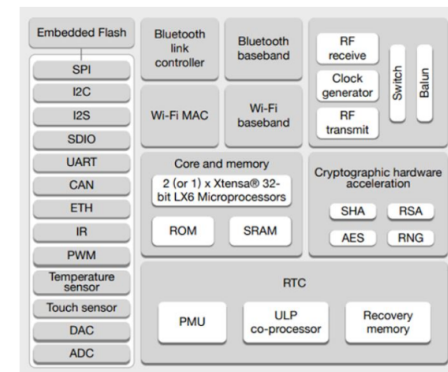


Fonte: retirado de Espressif Systems (2023).

Esse kit é composto por um microprocessador dual-core de 240 MHz, com um desempenho de 600 DMIPS (do inglês, *Dhrystone Million Instructions Per Second*). O microcontrolador possui 520 KB de memória SRAM e 16 MB de memória *flash*. A Figura 9 apresenta um diagrama de blocos que resume os principais periféricos presentes neste microcontrolador.

O sistema possui interfaces de comunicação sem fio (*Bluetooth* e *Wi-Fi*) integradas, além de uma série de interfaces de comunicação cabeadas, com destaque para os módulos de comunicação USART (do inglês *Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter*), CAN (do inglês, *Controller Area Network*), SPI (do inglês, *Serial Peripheral Interface*) e I2C (do inglês, *Inter-Integrated Circuit*). Além disso, o microcontrolador possui uma série de pinos de entrada e saída de propósitos gerais, que podem ser usados em conjunto com temporizadores para gerar sinais de referência para controladores usando modulação por largura de pulso (PWM, do inglês, *Pulse Width Modulation*).

Figura 9 – Diagrama de blocos indicando conjunto de periféricos embarcados no microcontrolador ESP32-WROOM-32.



Fonte: retirado de Espressif Systems (2023).

Para o desenvolvimento deste trabalho, foram utilizados moduladores PWM e módulos de comunicação serial USART para a implementação da bancada de testes. Na sequência, apresenta-se uma revisão com os conceitos relacionados a estes módulos utilizados ao longo do desenvolvimento do trabalho.

2.3.1 Modulação PWM

A modulação por largura de pulso é uma técnica utilizada no controle de potência aplicada a cargas elétricas, como motores de corrente contínua. Seu princípio de funcionamento baseia-se na comutação rápida de um sinal digital entre dois níveis de tensão (tipicamente 0 V e a tensão máxima), variando-se o tempo em que o sinal permanece em nível alto dentro de um período fixo.

O parâmetro fundamental do PWM é o ciclo de trabalho (*duty cycle*), definido como a razão entre o tempo em nível alto e o período total do sinal. Esse parâmetro é normalmente expresso em porcentagem. Por exemplo, um *duty cycle* de 50% indica que o sinal permanece metade do período em nível alto e metade em nível baixo. Ao variar o ciclo de trabalho, altera-se o valor médio da tensão aplicada à carga, permitindo o controle da potência fornecida ao motor.

Dois parâmetros principais devem ser controlados durante a configuração de um modulador PWM: a frequência de chaveamento e o ciclo de trabalho.

A frequência define o número de ciclos por segundo do sinal PWM. Frequências muito baixas podem gerar ruído audível no motor e resposta dinâmica indesejada. Frequências muito altas, por outro lado, podem aumentar as perdas por chaveamento nos dispositivos semicondutores. Portanto, sua escolha deve considerar as características elétricas do motor e do circuito de acionamento.

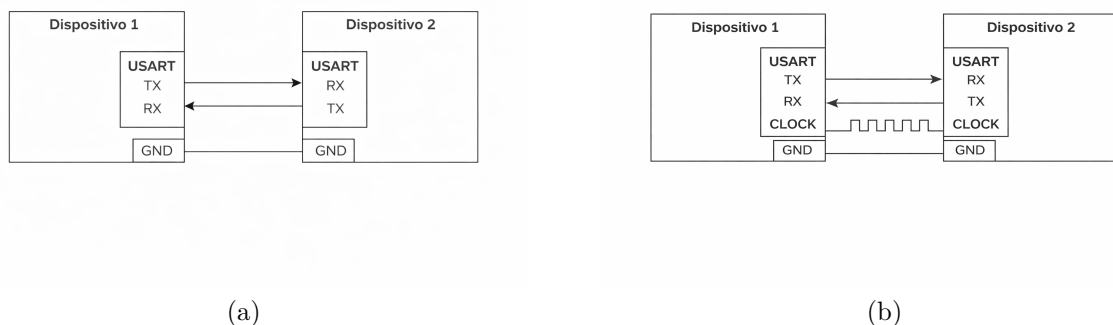
O ciclo de trabalho determina diretamente a tensão média aplicada à carga, sendo o principal parâmetro de controle da velocidade no motor de corrente contínua.

Outro aspecto importante que deve ser considerado é a resolução da variação da largura de pulso, que está relacionada ao número de níveis discretos disponíveis para ajuste do *duty cycle*. Essa resolução depende do número de bits do temporizador utilizado pelo modulador PWM. Como exemplo, um modulador com resolução de 10 bits permite 1024 níveis distintos de ajuste (0 a 1023), o que resulta em uma variação mínima de aproximadamente 0,0977% por incremento. Dessa forma, quanto maior o número de bits do temporizador, menor será a variação percentual ajustável.

2.3.2 Módulo de comunicação serial assíncrono

O módulo de comunicação USART é utilizado para a comunicação serial entre sistemas embarcados, podendo operar de modo síncrono ou assíncrono. A Figura 10 apresenta os esquemas de ligação utilizados para implementar esses modos de transmissão.

Figura 10 – Esquemas de ligação utilizados para conectar os módulos de comunicação UART (a) e USART (b) ao microcontrolador.



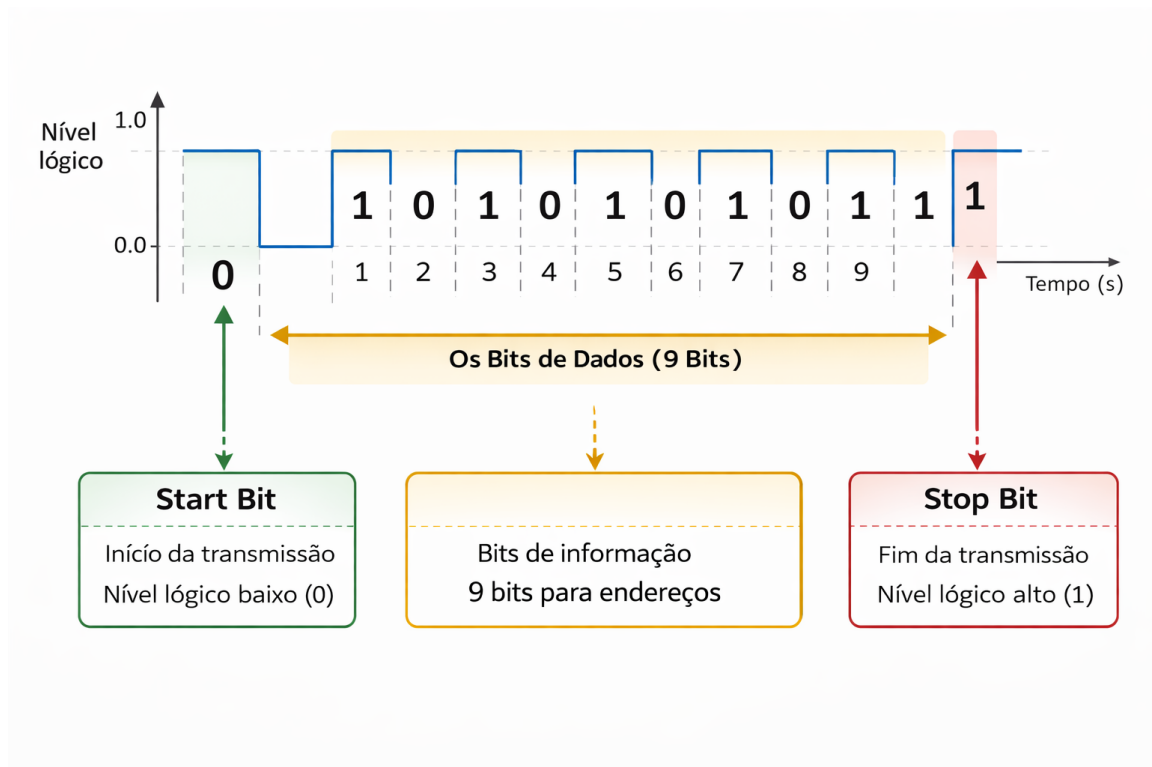
Fonte: do autor.

O módulo de comunicação USART utiliza dois canais para a transmissão e recepção de dados: um canal para a transmissão (TX) e outro para a recepção (RX). O sistema pode operar em modo *full-duplex*, ou seja, os dados podem ser enviados e recebidos simultaneamente.

No modo de operação síncrono, é necessário adicionar um sinal de referência (*clock*) para sincronizar o processo de transferência de dados entre dispositivos. No modo assíncrono, o sistema opera sem um sinal de referência adicional, considerando apenas a informação do tempo de transmissão referente a cada bit, definido como taxa de transmissão (ou *baud rate*) (GUPTA, 2019).

A Figura 11 apresenta a estrutura de um quadro de comunicação UART adotado neste trabalho.

Figura 11 – Estrutura do quadro de comunicação UART utilizada no sistema.



Fonte: do autor.

A primeira tarefa do módulo de comunicação é enviar o bit de início (*start bit*), representado por nível lógico baixo (0). Esse bit indica ao receptor o começo da transmissão e permite a sincronização do processo de amostragem dos bits subsequentes.

Em seguida, são transmitidos os bits de dados. Embora o módulo de comunicação UART permita que sejam enviados 8 ou 9 bits, neste trabalho utiliza-se o formato de 9 bits, pois os endereços dos nós conectados à rede possuem 9 bits. Essa característica é relevante em sistemas multiponto, como redes baseadas no padrão RS-485, pois possibilita a diferenciação entre bytes de endereço e bytes de dados, aumentando a robustez da comunicação.

O quadro é encerrado com o bit de parada (*stop bit*), representado por nível lógico alto (1). Esse bit indica o término da transmissão e garante um intervalo mínimo antes do início de um novo quadro, assegurando a correta sincronização entre transmissor e receptor.

2.4 Planta piloto

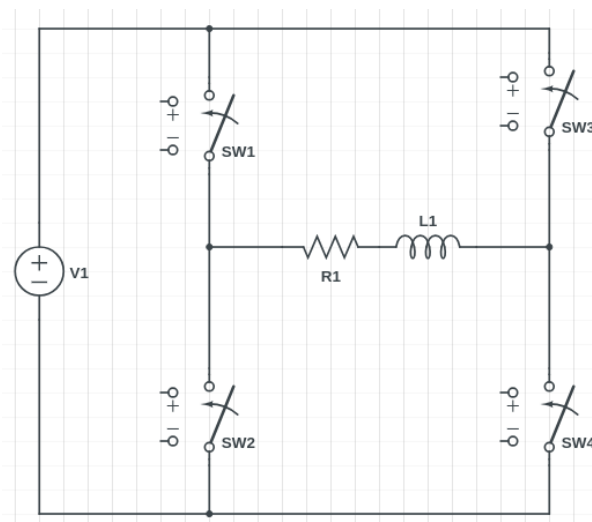
A planta piloto utilizada neste trabalho é composta por um motor DC, acionado por uma ponte H a partir de sinais de controle enviados pelo microcontrolador por meio de modulação PWM. Na sequência, serão descritos os principais pontos necessários para

compreender o princípio de funcionamento desses dispositivos.

2.4.1 Circuito de acionamento

Neste trabalho, uma ponte H foi utilizada como circuito de acionamento para controlar a velocidade de um motor DC. A ponte H é um conversor CC-CA que permite a variação da tensão contínua média e a inversão do fluxo de corrente na carga por meio do chaveamento de semicondutores. O controle dos interruptores (S_1 a S_4) possibilita que a corrente flua em sentidos opostos: através de S_1 e S_3 para um sentido, ou através de S_2 e S_4 para o sentido contrário, conferindo versatilidade ao acionamento de cargas CC. A Figura 12 apresenta um diagrama ilustrando as quatro chaves descritas anteriormente.

Figura 12 – Esquema elétrico de uma Ponte H.



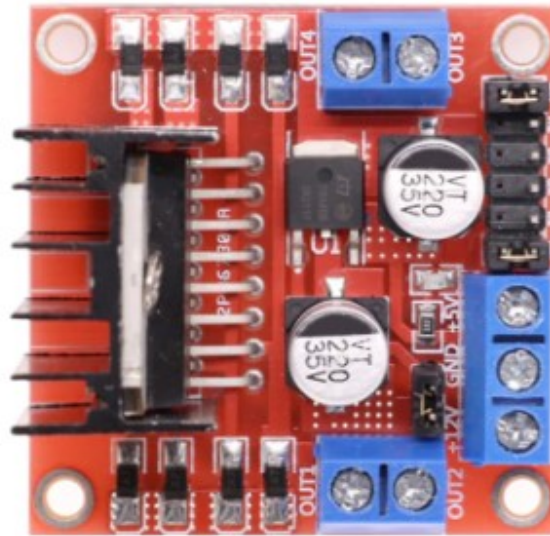
Fonte: do autor.

Neste trabalho, utilizou-se um módulo de acionamento composto por um circuito integrado que possui, internamente, duas pontes H integradas. A Figura 13 apresenta uma foto do módulo utilizado neste trabalho.

Trata-se de um *driver* de potência composto por duas pontes H independentes, o que permite o acionamento bidirecional de até dois motores de corrente contínua simultaneamente, desde que a corrente máxima de cada saída não ultrapasse o limite de 2 A. O dispositivo possui pinos de habilitação (Enable), que admitem sinais de modulação por largura de pulso para o controle da tensão média e, conseqüentemente, da velocidade do motor. Adicionalmente, o módulo dispõe de entradas lógicas digitais que determinam o estado das chaves internas, configurando o sentido do fluxo da corrente ou a frenagem do motor.

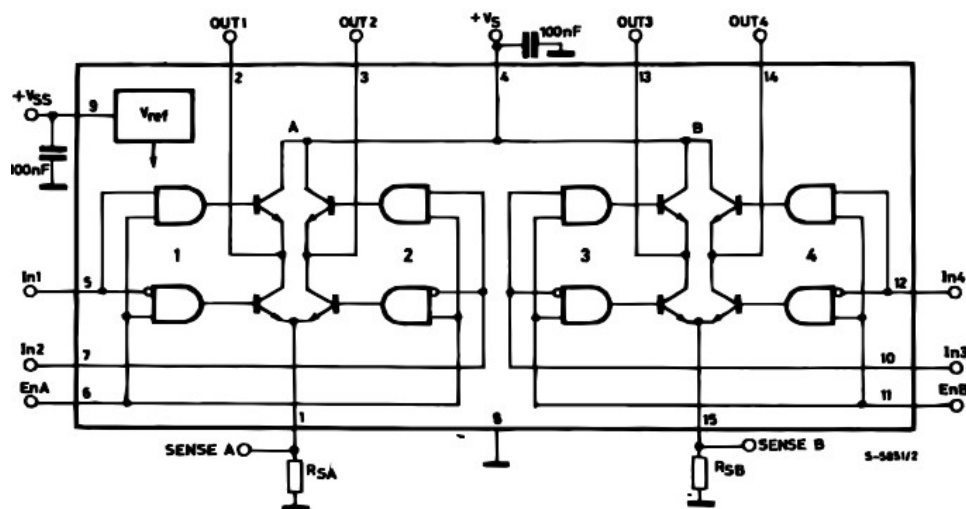
A Figura 14 apresenta o diagrama esquemático do circuito eletrônico utilizado para implementar o módulo L298N.

Figura 13 – Módulo ponte H duplo, modelo L298N.



Fonte: do autor.

Figura 14 – Diagrama esquemático da ponte H, modelo L298N.



Fonte: retirado de STMicroelectronics (2023).

O circuito é composto por quatro transistores bipolares de junção (TBJs) organizados em configuração complementar, possibilitando a aplicação de tensão positiva ou negativa nos terminais do motor. O acionamento é realizado por meio de sinais PWM provenientes do microcontrolador, permitindo o controle da velocidade por modulação da tensão média aplicada ao motor.

Um ponto limitante dessa implementação é justamente a utilização de transistores bipolares, uma vez que esses dispositivos apresentam quedas de tensão significativas entre coletor e emissor quando saturados. De acordo com os valores típicos apresentados por STMicroelectronics (2023), as quedas de tensão podem atingir valores da ordem de 0,2 V a

2 V, dependendo do modelo e da corrente conduzida, o que implica perdas por dissipação de potência mais elevadas.

Além disso, os TBJs apresentam limitações quanto à frequência de comutação, tornando-se menos eficientes em aplicações com PWM de alta frequência. Como consequência, há aumento das perdas por chaveamento e aquecimento do dispositivo.

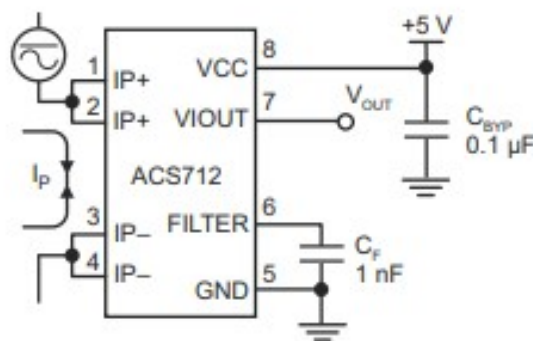
Apesar dessas limitações, a solução adotada apresenta baixo custo e simplicidade de implementação, sendo adequada para fins didáticos e experimentais. Entretanto, para aplicações industriais ou de maior eficiência energética, existem alternativas mais apropriadas no mercado, como pontes H construídas com transistores MOSFET (do inglês, *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors*).

Os MOSFETs são dispositivos controlados por tensão, apresentam baixa resistência de condução e permitem operação em frequências de chaveamento mais elevadas, reduzindo perdas e melhorando o rendimento global do sistema.

2.4.2 Sistema de medição de corrente

Para aumentar a flexibilidade da plataforma proposta, foram instalados sensores de corrente de efeito Hall (Alegro, modelo ACS712). A Figura 15 apresenta o diagrama esquemático do sensor.

Figura 15 – Diagrama esquemático do sensor de corrente ACS712.



Fonte: retirado de Allegro MicroSystems (2007).

Estes sensores possibilitam a realização de medições de correntes elétricas de maneira isolada e não intrusiva, sendo frequentemente empregados em sistemas de controle e automação, em aplicações envolvendo monitoramento e controle da corrente elétrica de diferentes tipos de cargas.

Nesses sensores, utiliza-se efeito Hall para fornecer uma saída de tensão analógica proporcional à corrente aplicada na entrada do sensor. Os dispositivos podem ser usados para determinação de correntes contínuas e alternadas de forma bidirecional, e apresentam

relação linear entre a corrente aplicada na entrada e a tensão elétrica medida no terminal de saída.

De forma genérica, a relação entre a tensão de saída e a corrente medida pode ser expressa por:

$$V_{out}(t) = V_{offset} + S \cdot I(t), \quad (2.4)$$

em que $V_{out}(t)$ representa a tensão de saída do sensor, V_{offset} é a tensão de *offset*, S corresponde à sensibilidade do dispositivo (em V/A) e $I(t)$ é a corrente medida.

Segundo o fabricante, o valor da tensão de *offset* é aproximadamente metade da tensão de alimentação do sensor, cujo valor nominal é 5 V. Esse *offset* permite que correntes positivas e negativas sejam representadas dentro da faixa de operação de um conversor A/D alimentado com tensões de alimentação simples (do inglês, *single supply*), usualmente ajustadas para operar entre (0 a V_{ref}). Dessa forma, correntes positivas resultam em tensões acima de V_{offset} , enquanto correntes negativas produzem tensões entre 0 e V_{offset} .

Pode-se estimar os valores de corrente medidos a partir da expressão

$$I(t) = \frac{V_{out}(t) - V_{offset}}{S}, \quad (2.5)$$

sendo $V_{out}(t)$ a tensão medida no terminal de saída do sensor e S a sensibilidade [mV/A] do modelo de sensor escolhido.

A sensibilidade do sensor depende da versão utilizada. Valores típicos apresentados no *datasheet* fornecido pelo fabricante são apresentados na Tabela 2. Observa-se que quanto menor a faixa nominal de corrente, maior é a sensibilidade do dispositivo.

Tabela 2 – Sensibilidade do sensor ACS712 para diferentes faixas de corrente.

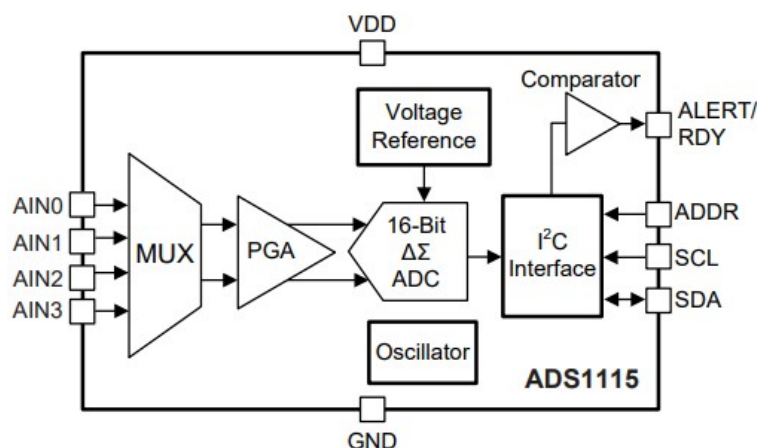
| Versão | Corrente [A] | Sensibilidade [mV/A] |
|------------|--------------|----------------------|
| ACS712-05B | ± 5 | 185 |
| ACS712-20A | ± 20 | 100 |
| ACS712-30A | ± 30 | 66 |

Fonte: adaptado de Allegro MicroSystems (2007).

O fabricante recomenda a utilização de circuito de condicionamento analógico de sinais antes da etapa de aquisição por meio do conversor A/D. Esses circuitos podem incluir amplificadores operacionais para ajuste de ganho, além de filtros passa-baixas para atenuação de ruídos de alta frequência.

Para adquirir os sinais de tensão de saída obtidos a partir do sensor ACS712, optou-se por utilizar o módulo conversor analógico-digital (ADC, do inglês *Analog to Digital Converter*) externo (Texas Instruments, modelo ADS1115) (Texas Instruments, 2018). A Figura 16 apresenta o diagrama esquemático do ADC utilizado neste trabalho.

Figura 16 – Diagrama esquemático do módulo conversor analógico-digital ADS1115.



Fonte: retirado de Texas Instruments (2018).

O microcontrolador empregado no projeto possui dois conversores analógico-digitais integrados, com resolução de 12 bits. Entretanto, o fabricante destaca que os conversores integrados possuem comportamento não-linear em algumas faixas de operação, que devem ser corrigidos usando uma biblioteca disponibilizada num repositório oficial. Além disso, o *datasheet* informa que o segundo módulo conversor analógico-digital não deve ser utilizado em aplicações envolvendo comunicações Wi-Fi, pois o mesmo sofre o efeito das interferências de alta-frequência geradas por esses módulos de comunicação.

Devido a essas restrições, optou-se por utilizar o conversor ADS1115, que pode ser conectado ao microcontrolador por meio da interface de comunicação I2C (do inglês, *Inter-Integrated Circuit*), possui resolução vertical de 16 bits, possibilidade de utilização de quatro canais em modo simples (do inglês, *single mode*) ou dois canais em modo diferencial (do inglês, *differential mode*) e que possui internamente um amplificador com controle de ganho programável (PGA, do inglês, *programmable gain amplifier*).

O PGA pode ser configurado para operar nos fundos de escala de $\pm 6,144$ V, $\pm 4,096$ V, $\pm 2,048$ V, $\pm 1,024$ V, $\pm 0,512$ V ou $\pm 0,256$ V. Esse ajuste permite que o sistema possa ser utilizado em aplicações envolvendo aquisição de sinais com diferentes níveis de amplitude, sem a necessidade de alteração física do sistema de amplificação.

Como desvantagem, destaca-se a baixa frequência de amostragem, limitada a 860 S/s (amostras por segundo, do inglês *Samples per second*). Ressalta-se que esse módulo pode ser substituído por versões superiores, com maiores taxas de amostragem, por exemplo, caso necessário.

2.4.3 Motor DC

A Figura 17 apresenta um foto do motor DC utilizado neste trabalho (Shenzhen Jinshunlaite Motor, modelo JGA-25370).

Figura 17 – Foto do motor DC utilizado neste trabalho.



Fonte: do autor.

O bloco instalado na parte frontal do motor possui um sistema de redução mecânico com fator de redução de 4,4:1, ou seja, para cada 4,4 rotações do eixo do motor, a roda realiza uma única rotação. Essa configuração garante ao sistema rápida resposta dinâmica e torque adequado à aplicação proposta. A Tabela 3 apresenta as principais características elétricas e mecânicas do motor escolhido.

Tabela 3 – Características elétricas e mecânicas do motor DC JGA25-370.

| Taxa de redução | Tensão Nominal (V) | Sem Carga | | Com Carga | | |
|-----------------|--------------------|------------------|--------------------|----------------|------------------|--------------------|
| | | Velocidade (RPM) | Corrente Máx. (mA) | Torque (kg·cm) | Velocidade (RPM) | Corrente Máx. (mA) |
| 4,4:1 | 12 | 1360 | 60 | 0,1 | 1000 | 450 |

Fonte: adaptado de Shenzhen Jinshunlaite Motor (2023).

De acordo com o fabricante, o motor pode operar com velocidades nominais de até 1360 RPM sem carga, com consumo de corrente nominal de 450 mA com carga. Para aplicações envolvendo testes de estratégias de controle em rede, essas características são particularmente desejáveis, pois motores de alta rotação apresentam dinâmica mais rápida, possibilitando que o sistema atinja o regime permanente em intervalos de tempo menores, reduzindo o intervalo de tempo necessário para a realização de ensaios experimentais.

Para que seja possível medir a velocidade de rotação do eixo principal do motor (sem redução), um encoder incremental foi acoplado ao sistema. O encoder empregado possui duas fases em quadratura, denominadas fase A e fase B. Trata-se de uma configuração bastante utilizada em aplicações onde deseja-se determinar a velocidade e o sentido de giro de motores elétricos.

Quando o eixo gira, as fases A e B geram sinais digitais pulsados defasados eletricamente. Quando a fase A aparece adiantada em relação à fase B, o movimento ocorre em um sentido; caso contrário, o movimento ocorre no sentido oposto.

O encoder instalado no eixo traseiro do motor possui resolução de 11 pulsos por revolução por fase. Pode-se melhorar essa resolução realizando a contagem das bordas de

subida e descida das fases A e B. Nessa configuração, pode-se determinar o número total de pulsos por revolução (PPR) do eixo traseiro do motor a partir da expressão

$$PPR = 11 \times 4 = 44. \quad (2.6)$$

Conforme mencionado anteriormente, o sistema mecânico instalado na parte frontal do motor possui um fator de redução de 4,4:1. A partir dessa relação, pode-se determinar o número total de pulsos correspondentes a uma volta completa do pneu (PPR_{pneu}) a partir da expressão

$$PPR_{pneu} = PPR * 4,4 = 44 \times 4,4 = 193,6. \quad (2.7)$$

Utilizando-se o microcontrolador, pode-se determinar o número de pulsos (N_p) gerados pelo encoder num determinado intervalo de tempo (Δt) a partir da expressão

$$f = \frac{N_p}{\Delta t}, \quad (2.8)$$

sendo f a frequência medida [Hz], e Δt o intervalo de tempo considerado na contagem de pulsos [s].

Pode-se determinar o número de rotações por segundo (RPS) do motor relacionando-se a frequência medida pelo microcontrolador ao número de pulsos necessários para que o pneu execute uma volta completa, de modo que

$$RPS = \frac{f}{PPR_{pneu}} = \left(\frac{N_p}{PPR_{pneu}} \right) \times \frac{1}{\Delta t} = \left(\frac{N_p}{193,6} \right) \times \frac{1}{\Delta t}. \quad (2.9)$$

2.4.4 Modelagem física do motor

O comportamento dinâmico de um motor de corrente contínua pode ser descrito por duas equações fundamentais: a equação elétrica do circuito de armadura e a equação mecânica do sistema rotacional.

A equação elétrica da armadura pode ser definida por

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_b(t), \quad (2.10)$$

sendo $v_a(t)$ a tensão aplicada à armadura [V], $i_a(t)$ a corrente de armadura [A], R_a a resistência da armadura [Ω], L_a a indutância da armadura [H] e $e_b(t)$ a força contra eletromotriz [V].

A força contra eletromotriz é proporcional à velocidade angular do eixo, e pode ser definida por

$$e_b(t) = K_e \omega(t), \quad (2.11)$$

em que K_e é a constante de força contra eletromotriz [$V \cdot s/\text{rad}$] e $\omega(t)$ é a velocidade angular [rad/s].

O torque eletromagnético desenvolvido pelo motor pode ser calculado a partir da relação

$$T_m(t) = K_t i_a(t), \quad (2.12)$$

em que K_t é a constante de torque [$N \cdot m/A$].

A dinâmica mecânica do conjunto motor-carga pode ser descrita a partir da equação

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) = T_m(t), \quad (2.13)$$

em que J representa o momento de inércia equivalente [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$] e B é o coeficiente de atrito viscoso [$N \cdot m \cdot s/\text{rad}$].

Aplicando-se a Transformada de Laplace e assumindo condições iniciais nulas, tem-se

$$V_a(s) = (R_a + L_a s)I_a(s) + K_e \Omega(s), \quad (2.14)$$

e

$$\frac{(Js + B)\Omega(s)}{K_t} = I_a(s). \quad (2.15)$$

Relacionando-se essas expressões, pode-se obter a função de transferência

$$\frac{\Omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{(R_a + L_a s)(Js + B) + K_e K_t}, \quad (2.16)$$

que relaciona a tensão de armadura à velocidade angular do motor.

Para casos em que a indutância da armadura é muito baixa ($L_a \approx 0$), pode-se simplificar o modelo, que passa a ser definido como

$$\frac{\Omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{R_a Js + (R_a B + K_e K_t)}. \quad (2.17)$$

Essa expressão representa, por meio de um modelo de primeira ordem, a relação entre tensão de armadura e velocidade angular do motor.

Para a implementação de algoritmos de controle digital, é necessário converter o modelo de tempo contínuo apresentado anteriormente para um modelo de tempo discreto. Neste trabalho, o método de retenção de ordem zero (ZOH, do inglês *Zero-Order Hold*) foi utilizado para a realização desta etapa de conversão. Essa abordagem utilizou como referência a metodologia descrita por Ogata (1995).

A função de transferência contínua de primeira ordem definida em (2.17) relaciona a velocidade angular $\Omega(s)$ à tensão de armadura $V_a(s)$. Dividindo-se o numerador e o

denominador da expressão pelo termo constante ($R_a B + K_e K_t$), pode-se reescrever a equação na forma canônica de um sistema de primeira ordem, ou seja,

$$G(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1}, \quad (2.18)$$

em que

$$K_m = \frac{K_t}{R_a B + K_e K_t} \quad (2.19)$$

representa o ganho estático do sistema e

$$\tau_m = \frac{R_a J}{R_a B + K_e K_t} \quad (2.20)$$

representa a constante de tempo do sistema.

O modelo equivalente discreto $G(z)$, obtido a partir do método ZOH, considerando um período de amostragem constante τ , pode ser expresso matematicamente por

$$G(z) = \mathcal{Z} \left\{ \frac{1 - e^{-s\tau}}{s} \cdot G(s) \right\}. \quad (2.21)$$

Como o termo $(1 - e^{-s\tau})$ representa um atraso puro no tempo, pode-se reescrever a expressão anterior como

$$G(z) = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\}. \quad (2.22)$$

Substituindo $G(s)$ pela expressão definida na Equação (2.18), obtém-se

$$G(z) = (1 - z^{-1}) \cdot \mathcal{Z} \left\{ \frac{K_m}{s(\tau_m s + 1)} \right\}. \quad (2.23)$$

Para aplicar a transformada \mathcal{Z} de forma direta por meio de tabelas de transformadas conhecidas, isola-se o polo do sistema dividindo-se numerador e denominador do termo interno por τ_m ,

$$\frac{G(s)}{s} = \frac{\frac{K_m}{\tau_m}}{s \left(s + \frac{1}{\tau_m} \right)}. \quad (2.24)$$

Aplicando-se a expansão em frações parciais sobre essa expressão, tem-se

$$\frac{\frac{K_m}{\tau_m}}{s \left(s + \frac{1}{\tau_m} \right)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{s + \frac{1}{\tau_m}}. \quad (2.25)$$

Pode-se determinar os parâmetros A e B a partir das expressões

$$A = \lim_{s \rightarrow 0} \left[s \cdot \frac{\frac{K_m}{\tau_m}}{s \left(s + \frac{1}{\tau_m} \right)} \right] = \frac{\frac{K_m}{\tau_m}}{\frac{1}{\tau_m}} = K_m \quad (2.26)$$

e

$$B = \lim_{s \rightarrow -\frac{1}{\tau_m}} \left[\left(s + \frac{1}{\tau_m} \right) \cdot \frac{\frac{K_m}{\tau_m}}{s \left(s + \frac{1}{\tau_m} \right)} \right] = \frac{\frac{K_m}{\tau_m}}{-\frac{1}{\tau_m}} = -K_m. \quad (2.27)$$

Substituindo-se esses parâmetros na Equação (2.25), tem-se

$$\frac{G(s)}{s} = K_m \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \frac{1}{\tau_m}} \right). \quad (2.28)$$

Aplicando-se a transformada \mathcal{Z} para mapear os polos do plano- s para o plano- z , tem-se

$$\mathcal{Z} \left\{ \frac{1}{s} \right\} = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (2.29)$$

e

$$\mathcal{Z} \left\{ \frac{1}{s + a} \right\} = \frac{1}{1 - e^{-a\tau} z^{-1}}, \quad (2.30)$$

resultando em

$$\mathcal{Z} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} = K_m \left(\frac{1}{1 - z^{-1}} - \frac{1}{1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_m}} z^{-1}} \right). \quad (2.31)$$

A partir desse resultado, pode-se reescrever a Equação (2.23) como

$$G(z) = (1 - z^{-1}) \cdot K_m \left(\frac{1}{1 - z^{-1}} - \frac{1}{1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_m}} z^{-1}} \right), \quad (2.32)$$

que pode ser reescrita como

$$G(z) = K_m \left(1 - \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_m}} z^{-1}} \right). \quad (2.33)$$

Reduzindo-se as frações ao mesmo denominador comum, tem-se

$$G(z) = K_m \left(\frac{(1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_m}} z^{-1}) - (1 - z^{-1})}{1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_m}} z^{-1}} \right), \quad (2.34)$$

que, de forma simplificada, pode ser reescrita como

$$G(z) = \frac{K_m (1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_m}}) z^{-1}}{1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_m}} z^{-1}}. \quad (2.35)$$

Definindo-se os parâmetros α e β como

$$\alpha = e^{-\frac{\tau}{\tau_m}} \quad (2.36)$$

e

$$\beta = K_m (1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_m}}) = K_m (1 - \alpha), \quad (2.37)$$

pode-se reescrever a Equação (2.35) de forma compacta como

$$G(z) = \frac{\Omega(z)}{V_a(z)} = \frac{\beta z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}}. \quad (2.38)$$

Essa expressão apresenta a relação entre as variáveis no domínio de frequências complexas discretas. Pode-se utilizar uma equação de diferenças para implementar essa expressão em sistemas de processamento digitais embarcados. Para isso, inicialmente deve-se reescrever a expressão como

$$\Omega(z) \cdot (1 - \alpha z^{-1}) = V_a(z) \cdot (\beta z^{-1}), \quad (2.39)$$

que, de forma simplificada, pode ser definida por

$$\Omega(z) - \alpha z^{-1} \Omega(z) = \beta z^{-1} V_a(z). \quad (2.40)$$

Considerando a propriedade do deslocamento temporal da transformada \mathcal{Z} inversa, em que

$$\mathcal{Z}^{-1}\{z^{-n} X(z)\} = x[k - n], \quad (2.41)$$

aplica-se a transformação para o domínio do tempo discreto, resultando em

$$\Omega[k] - \alpha \Omega[k - 1] = \beta V_a[k - 1]. \quad (2.42)$$

Isolando-se a variável de estado utilizada para representar a velocidade angular $\Omega[k]$, obtém-se a equação de diferenças recursiva linear que descreve o comportamento dinâmico do sistema amostrado como

$$\Omega[k] = \alpha \Omega[k - 1] + \beta V_a[k - 1]. \quad (2.43)$$

2.4.5 Estratégia para identificação de sistemas utilizando sinais pseudo-aleatórios binários

A identificação de sistemas constitui uma etapa fundamental na engenharia de controle, voltada à obtenção de modelos matemáticos que representem de maneira adequada a dinâmica entre as variáveis de entrada e saída de um processo (LJUNG, 1999).

Nesse contexto, o uso de sinais pseudo-aleatórios binários (PRBS, do inglês *Pseudo-Random Binary Signal*) destaca-se por sua eficácia em excitar sistemas lineares e não lineares com várias frequências distintas a partir de um único ensaio (SÖDERSTRÖM; STOICA, 2002).

Esses sinais são compostos por uma sequência determinística que alterna dois níveis de amplitude pré-definidos, apresentando propriedades estatísticas similares as do ruído branco numa janela temporal finita (GODFREY, 1993).

A geração desses sinais pode ser realizada por meio de registradores de deslocamento com realimentação linear (LFSR, do inglês *Linear Feedback Shift Registers*), onde a sequência é definida por polinômios primitivos.

A principal vantagem desta técnica está relacionada à distribuição uniforme de densidade espectral de potência em uma ampla faixa de frequências, garantindo que o sistema seja persistentemente excitado durante o ensaio de identificação.

Diferentemente do ruído estocástico puro, uma sequência PRBS é uma estrutura determinística, periódica e reprodutível, o que permite a aplicação de técnicas de correlação cruzada para a estimativa da resposta ao impulso de sistemas lineares e invariantes no tempo.

Estruturalmente, um registrador de n estágios opera deslocando os bits a cada pulso de *clock*, enquanto a entrada do primeiro estágio é alimentada pelo resultado de operações lógicas de soma em módulo 2, ou pela operação XOR (ou-exclusivo, do inglês *exclusive or*), realizadas sobre saídas de estágios específicos. Matematicamente, a evolução da sequência $s[k]$ pode ser expressa pela relação de recorrência definida por

$$s[k] = \bigoplus_{i=1}^n a_i s[k - i], \quad (2.44)$$

em que os coeficientes a_i pertencem ao conjunto $\{0, 1\}$.

Para que a sequência gerada possua comprimento máximo $L = 2^n - 1$, é necessário que o polinômio característico associado à estrutura do registrador, definido como

$$P(x) = 1 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n, \quad (2.45)$$

seja um polinômio primitivo (LJUNG, 1999).

O desempenho de um experimento de identificação utilizando sinais PRBS depende da correta parametrização temporal do sinal em relação à dinâmica do sistema sob análise, representada pela sua constante de tempo τ .

Dois parâmetros são cruciais nesta estratégia: o intervalo de tempo de bit (T_b) e o período total da sequência (T_{seq}). O tempo de bit define o conteúdo espectral do sinal de excitação. Para garantir que a energia do sinal cubra de forma adequada a largura de banda do sistema, a literatura técnica recomenda que T_b seja selecionado em uma faixa entre $0,1\tau$ e $0,33\tau$ (AGUIRRE, 2015). Caso o tempo de bit seja excessivamente longo, o sinal falhará em excitar as frequências mais altas e os modos rápidos do sistema. Em contrapartida, se o tempo de bit for um sinal excessivamente curto, poderá resultar em uma baixa relação sinal-ruído nas baixas frequências.

O período total da sequência deve ser dimensionado de modo a garantir que o sistema tenha tempo suficiente para responder às transições do sinal de entrada. A condição de regime permanente deve ocorrer num ciclo da sequência para evitar o fenômeno de *aliasing* temporal. Para evitar esse tipo de problema, estabelece-se usualmente que o

período $T_{seq} = L \cdot T_b$ deve ser superior a cinco vezes a constante de tempo dominante do sistema, ou seja, $T_{seq} \geq 5\tau$ (AGUIRRE, 2015).

Em termos de duração total do experimento, recomenda-se a aplicação da sequência por múltiplos ciclos, possibilitando o descarte do primeiro período para eliminar efeitos de transitórios iniciais e a realização de médias sobre os ciclos subsequentes para mitigação de ruídos externos.

2.5 Considerações parciais

Neste capítulo foram apresentados os principais fundamentos teóricos e tecnológicos que sustentam o desenvolvimento da plataforma experimental proposta neste trabalho.

Inicialmente, foi descrita a arquitetura da bancada experimental, composta por microcontroladores ESP32 interligados por meio do padrão RS-485, utilizando o transceptor MAX485 para adequação dos níveis elétricos. Foram discutidos aspectos físicos da rede, incluindo topologia, terminação, polarização e imunidade a ruídos eletromagnéticos, elementos essenciais para garantir a integridade da comunicação em ambientes industriais.

Em seguida, abordaram-se os módulos de comunicação serial UART/USART e sua estrutura de quadros, destacando-se a utilização de transmissão assíncrona com endereçamento de 9 bits em rede multiponto.

Foram apresentados também os elementos da planta piloto, incluindo o circuito de acionamento por ponte H (L298N), a técnica de modulação PWM para controle da tensão média aplicada ao motor e os dispositivos de medição de corrente baseados no sensor ACS712, associados ao conversor analógico-digital ADS1115 de 16 bits.

Na sequência, desenvolveu-se a modelagem física do motor de corrente contínua, incluindo a dedução da função de transferência contínua, sua simplificação para primeira ordem e a discretização para implementação digital.

Por fim, foi introduzida a técnica de identificação de sistemas utilizando sinais PRBS, destacando sua importância na excitação persistente da planta e na obtenção de modelos dinâmicos representativos.

O conjunto de conceitos apresentados estabelece a base teórica necessária para as etapas subsequentes de identificação experimental e projeto do controlador digital.

3 Projeto da bancada de testes

Este capítulo apresenta a metodologia utilizada durante a etapa de desenvolvimento do *hardware* utilizado pela bancada de testes proposta neste trabalho. Inicialmente, são apresentadas as especificações técnicas do projeto, os componentes utilizados, os diagramas esquemáticos dos circuitos eletrônicos implementados, além de fotos com o resultado da montagem da placa de circuito impresso.

Ao final, são apresentados os resultados dos ensaios de validação envolvendo o sistema de comunicação, incluindo formas de onda dos sinais elétricos transmitidos pela rede de comunicação RS-485 e uma análise da taxa de transmissão de dados do sistema em função do *baud rate* escolhido.

3.1 Especificações da bancada de testes

O projeto da bancada de testes foi desenvolvido a partir do critério de modularidade e padronização do *hardware*. A proposta consistiu na criação de uma placa base única, capaz de operar tanto como dispositivo *master* quanto como dispositivo *worker*. Nessa configuração, a diferença entre os módulos depende da montagem seletiva de componentes e da versão do *software* utilizado pelo microcontrolador.

A placa base foi projetada contendo todos os blocos funcionais do sistema: microcontrolador, interface de comunicação RS-485, sistema de medição de corrente, geração de PWM, aquisição de sinais gerados por um encoder e interface homem-máquina.

Para configuração do sistema como *master*, todos os componentes são montados, incluindo um *display* OLED (do inglês, *Organic Light-Emitting Diode*) e conectores auxiliares para expansão.

Para configuração do sistema em modo *worker*, deve-se montar apenas as interfaces de comunicação RS-485 e de controle do motor, além do microcontrolador. Essa estratégia simplifica as etapas de desenvolvimento e expansão da rede, uma vez que todos os módulos utilizam o mesmo *layout* físico de placa de circuito impresso (PCI).

Neste trabalho, o microcontrolador ESP32-WROOM32 foi utilizado devido à sua capacidade de processamento, múltiplas interfaces de comunicação, facilidade de programação e baixo custo. A Figura 18 apresenta um diagrama esquemático contendo a descrição das funções dos módulos periféricos associados a cada um dos pinos do microcontrolador.

Neste projeto, foram utilizados periféricos de comunicação serial assíncrona (UART) em conjunto com módulos transceptores MAX-31865 para implementação da rede de comunicação entre módulos. Além disso, o periférico de comunicação I²C foi utilizado para interligar microcontrolador ao módulo conversor analógico-digital ADS1115 e a um dis-

lar a velocidade de rotação do motor não necessita incrementar variáveis continuamente, reduzindo carga de processamento e aumentando confiabilidade da medição.

Para controlar a velocidade de rotação do motor, utilizou-se o periférico modulador PWM. O modulador foi ajustado para operar com frequência de 1 kHz e resolução de 10 bits, permitindo que a largura do pulso gerado pudesse ser ajustada com uma resolução de, aproximadamente, 0,097%.

O circuito de acionamento L298N, composto por duas pontes H, foi utilizado para acionar o motor. A opção pela utilização de uma frequência de chaveamento mais baixa está associada às características construtivas desse circuito, que internamente é composto por transistores bipolares de junção.

Foram realizados testes utilizando uma bancada composta por três placas, sendo uma placa *master* e duas placas *workers*. A comunicação entre placas foi implementada utilizando o padrão RS-485, escolhido por sua robustez e capacidade de operação multi-ponto.

Para realizar a conversão entre os níveis de tensão de saída do periférico de comunicação UART do microcontrolador e os níveis de tensão diferenciais do barramento RS-485, foram utilizados kits de desenvolvimento RS-485, como o apresentado na Figura 20.

Figura 20 – Foto do transceptor MAX-485 utilizado neste trabalho.



Fonte: Do autor.

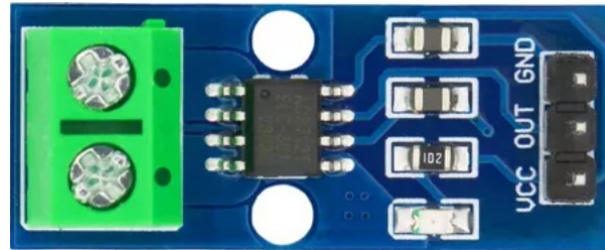
Nos ensaios experimentais, adotou-se uma taxa de transmissão de 230,4 kbps, com o padrão 9N1 (1 *start bit*, 9 *data bits*, nenhum bit de paridade e 1 *stop bit*).

O sensor de corrente ACS712ELCTR-05B-T foi utilizado para medir a corrente dos motores. Essa versão de circuito possui fundo de escala de ± 5 A, sensibilidade de 185 mV/A, tensão de alimentação de 5 V, largura de banda de 80 kHz e um erro máximos de leitura de 1,5% a 25°C (Allegro MicroSystems, 2007). A Figura 21 apresenta uma foto do módulo utilizado.

O motor DC utilizado neste trabalho opera com correntes nominais que podem variar de 60 mA em operações sem carga até 450 mA em operações com carga. Esses valores de corrente representam variações em tensão entre 11,10 mV e 83,25 mV, considerando-se a sensibilidade do sensor escolhido.

Seguindo as recomendações do fabricante, um filtro RC passa-baixas foi utilizado para filtrar a tensão de saída do sensor de corrente. A aquisição dos sinais foi realizada

Figura 21 – Foto do módulo sensor de corrente ACS712.



Fonte: do autor.

utilizando-se o conversor analógico-digital ADS1115.

Neste trabalho, o módulo conversor foi utilizado em modo diferencial, em que uma das entradas foi conectada à saída do filtro RC analógico, e a outra entrada foi conectada ao terminal central de um divisor resistivo composto por dois resistores de $10\text{ k}\Omega$, alimentado por uma fonte de 5 V . Essa configuração permite que o *offset* do sensor seja removido antes da etapa de amplificação, executada pelo amplificador programável (PGA) presente no módulo de aquisição.

O PGA foi configurado para ajustar a tensão de fundo de escala do conversor num intervalo de $\pm 256\text{ mV}$. Nessas condições, considerando-se a resolução do conversor AD utilizado, a resolução teórica das medições de tensão pode ser calculada a partir da expressão

$$res(V) = \frac{2 * 256mV}{2^{16} - 1} = \frac{512mV}{65535} = 7,81\mu V. \quad (3.1)$$

A partir desse resultado, pode-se calcular a resolução teórica para as medições de corrente por meio da expressão

$$res(A) = \frac{1A}{185mV} \times 7,81\mu V = 42,2\mu A. \quad (3.2)$$

Apesar de apresentar boa resolução teórica para medições de corrente, ressalta-se que há uma limitação em relação à frequência de amostragem do conversor escolhido, limitada a 860 S/s . Para aplicações que demandem maiores frequências de amostragem, pode-se utilizar o conversor integrado ao microcontrolador, que apresenta resolução de 12 bits e frequências de amostragem de até 100 kS/s em modo varredura, ou pode-se utilizar outro modelo de conversor externo.

3.2 Projeto e fabricação das placas de circuito impresso

O projeto das placas de circuito impresso, incluindo diagrama esquemático e *layout* da placa foi desenvolvido na plataforma colaborativa EasyEDA. Conforme mencionado anteriormente, um mesmo *layout* foi utilizado para a confecção de todas as placas, cabendo

ao usuário definir quais componentes soldar ou não. O Apêndice A apresenta o diagrama esquemático completo da placa desenvolvida.

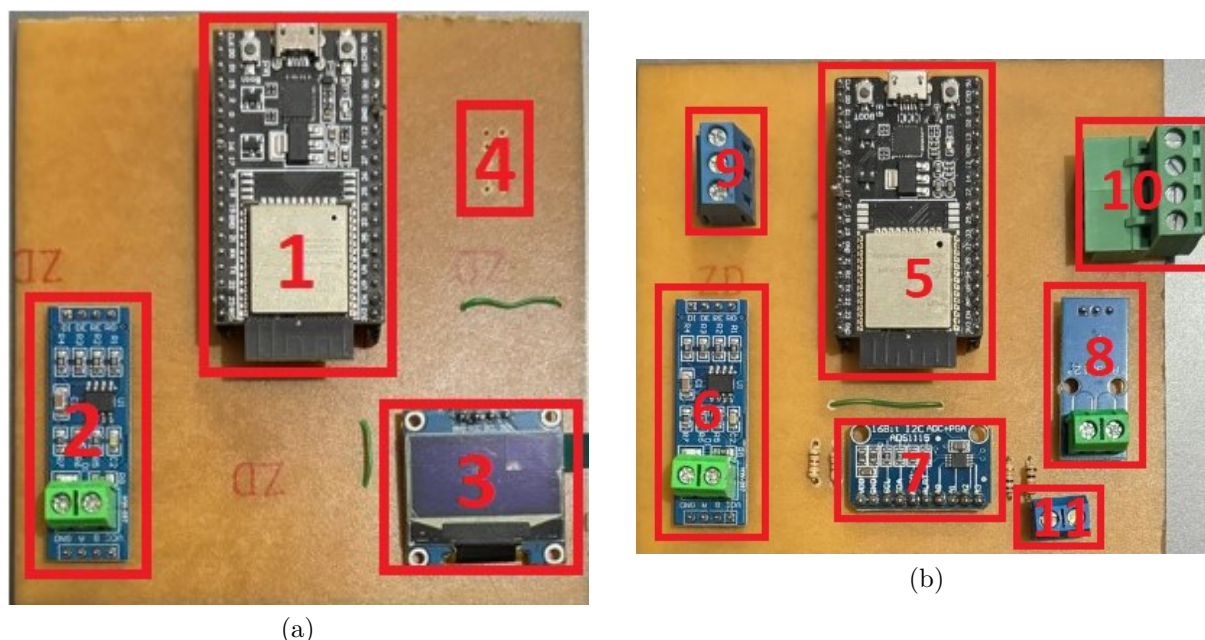
O *layout* da placa considerou um projeto de placa de camada única (face simples), com dimensões de 10 cm x 10 cm. A disposição dos componentes foi planejada para minimizar cruzamentos de trilhas e facilitar o processo de fabricação.

A confecção da placa foi realizada por meio do método de transferência térmica. Para isso, o *layout* desenvolvido foi impresso em papel couchê e transferido para a superfície de cobre de uma placa de fenolite usando um ferro de passar roupas.

Após o processo de transferência térmica, a placa foi submetida ao processo de corrosão, utilizando solução de perclorato de ferro para remover as áreas de cobre não protegidas. Após a corrosão, realizou-se a limpeza da superfície, perfuração da placa e soldagem dos componentes. Ao final, uma camada de verniz foi aplicada à placa, visando minimizar os efeitos da oxidação causada por manuseio e exposição ao ambiente.

O resultado obtido foi uma plataforma modular funcional, capaz de operar como nó *master* ou *worker*, integrando comunicação industrial, medição de corrente, acionamento de motores e aquisição de sinais de encoder em um único sistema padronizado. A Figura 22 apresenta fotos das placas desenvolvidas neste trabalho.

Figura 22 – Fotos das placas de circuito impresso produzidas a partir do método de transferência térmico: placa *master* (a), placa *worker* (b).



Fonte: do autor.

Na Figura 22(a), os índices representam microcontrolador (1), módulo Max-485 (2), display OLED (3) e espaço previsto para um conector, que nesse caso não foi soldado (4).

Na Figura 22(b), os índices representam microcontrolador (5), módulo Max-485 (6), módulo ADS1115 (7), módulo ACS712 (8), conector para controle da ponte H (9), conector para alimentação e conexão dos canais do encoder (10) e um conector com saída de alimentação de 5 V (11), que não foi utilizado.

3.3 Caracterização do sistema de comunicação

Para caracterizar o sistema de comunicação entre placas proposto neste trabalho, foram desenvolvidos algoritmos de teste, responsáveis por controlar o envio e recepção de informações entre *master* e *workers*. Esses algoritmos foram desenvolvidos usando linguagem C, e a programação foi desenvolvida por meio da Arduino IDE. Para isso, foi necessário instalar a biblioteca ESP32, fornecida por Espressif Systems, disponível para *download* a partir do repositório *boards manager* da própria IDE.

Nos algoritmos desenvolvidos, o periférico de comunicação UART2, responsável por controlar os pinos GPIO16 (Rx) e GPIO17 (Tx) foi utilizado. Além desse módulo, o pino GPIO27 foi definido como uma saída digital, ajustado para controlar o sinal de *enable* necessário para que o módulo MAX-485 entre em operação. A Figura 23 apresenta um fluxograma com o algoritmo embarcado no microcontrolador instalado na placa *master*.

O algoritmo inicia definindo o conteúdo da variável $x = 0x10$. Posteriormente, define-se o *baud rate* do módulo UART2 como 230,4 kbps e inicia-se um laço de repetição. Ao iniciar a execução do laço, o microcontrolador habilita o módulo MAX-485 (pino GPIO27 em nível alto), transmite o conteúdo da variável x ($0x10$), desabilita o módulo MAX-485 (pino GPIO27 em nível baixo) e aguarda 50 ms antes de recomeçar o processo de transmissão.

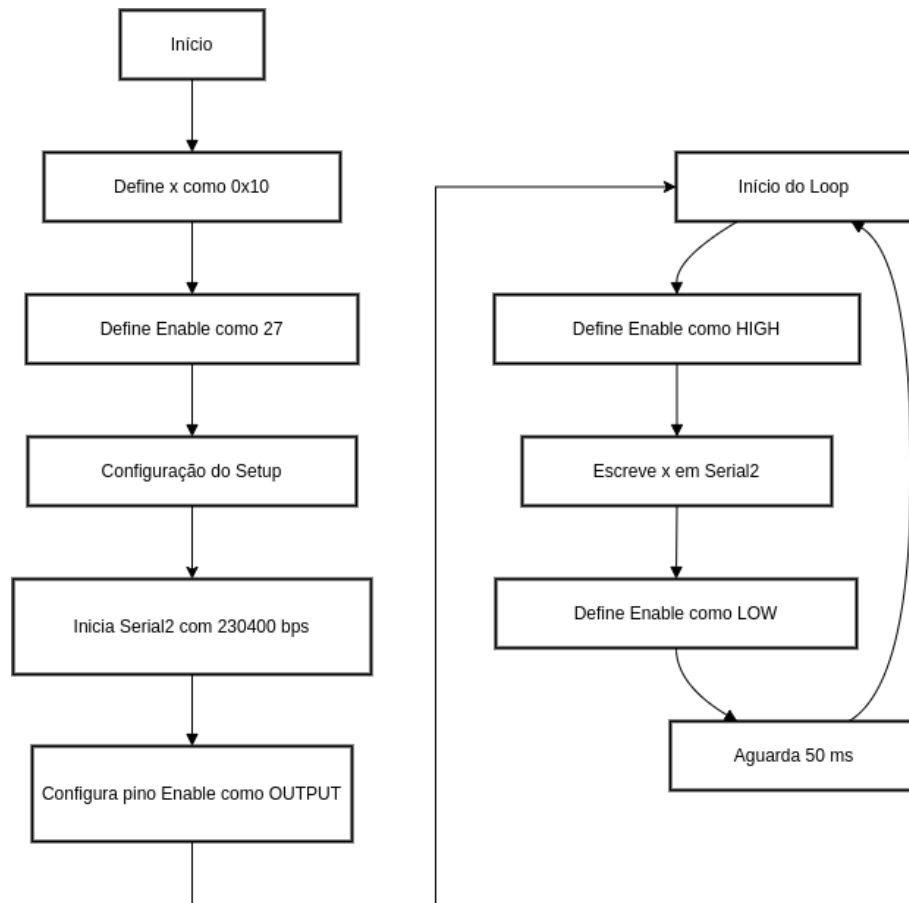
A Figura 24 apresenta um fluxograma com o algoritmo embarcado nos microcontroladores instalados nas placas *workers*.

O processo de comunicação é inicializado seguindo o mesmo procedimento adotado para o módulo *master*. Entretanto, após o início da execução do laço principal, os módulos *workers* verificam periodicamente a presença de um novo dado no registrador de entrada do periférico USART2. Quando um novo dado é recebido, a informação é armazenada numa variável de entrada armazenada na memória RAM do microcontrolador.

As duas placas foram conectadas a um computador pessoal por meio dos conectores USB disponíveis nos kits de desenvolvimento ESP32-WROOM32. Internamente, esses conectores estão ligados a um conversor USB-Serial integrado, controlado pelo periférico de comunicação USART0. Para essas aplicações, o *software* Putty foi utilizado como um monitor serial. A transferência de dados utilizou o padrão 8N1, com *baud rate* de 115,2 kbps.

O algoritmo desenvolvido para o módulo *master* foi ajustado para enviar ao computador o conteúdo do *byte* transmitido a cada iteração, e o algoritmo desenvolvido para

Figura 23 – Fluxograma que representa o algoritmo embarcado no microcontrolador instalado na placa *master*.



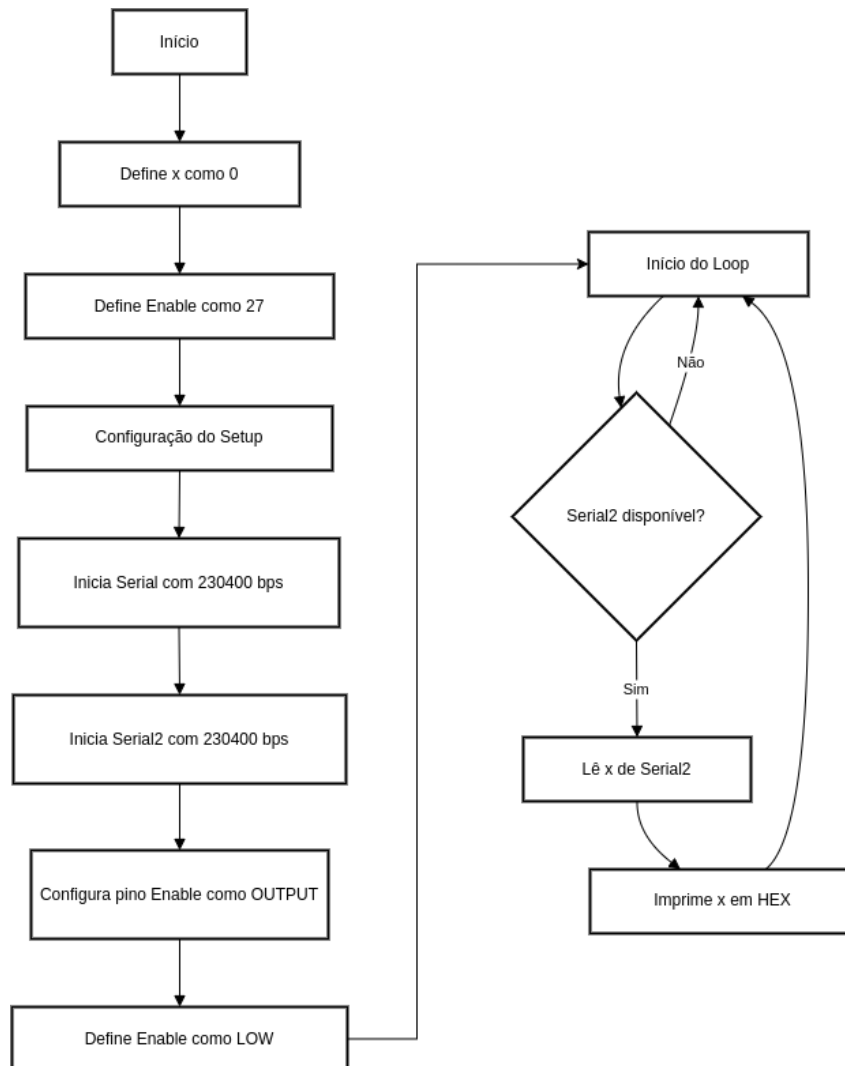
Fonte: do autor.

os módulos *workers* foi configurado para enviar ao computador os *bytes* recebidos ao longo da operação.

Para analisar as formas de onda envolvidas durante o processo de comunicação, um osciloscópio digital (Hantek, modelo DSO2D10) foi utilizado. Nessa etapa, inicialmente foram monitoradas as formas de onda dos pinos Rx (GPIO16) de uma placa *worker* e Tx (GPIO17) da placa *master*. Em seguida, as pontas de prova do osciloscópio foram conectadas diretamente aos terminais A e B do barramento de comunicação serial RS-485. A Figura 25 apresenta as formas de onda adquiridas nessas duras etapas.

Na Figura 25(a), a forma de onda em amarelo representa o sinal adquirido a partir do terminal Tx do módulo *master*, e a forma de onda em verde representa o sinal recebido no terminal Rx do módulo *worker*. Observa-se um pequeno atraso entre o instante de envio e recepção dos dados, possivelmente causado pela latência dos algoritmos implementados e pelos tempos de resposta do transceptor utilizado. Em rosa, apresenta-se o conteúdo do *byte* recebido, decodificado por meio de um analisador lógico. Tanto o conteúdo decodificado quanto o *byte* recebido pelo módulo *worker*, e exibido na tela do computador a partir do *software* Putty, representam de forma correta o conteúdo enviado pelo módulo

Figura 24 – Fluxograma que representa o algoritmo embarcado no microcontrolador instalado nas placas *workers*.



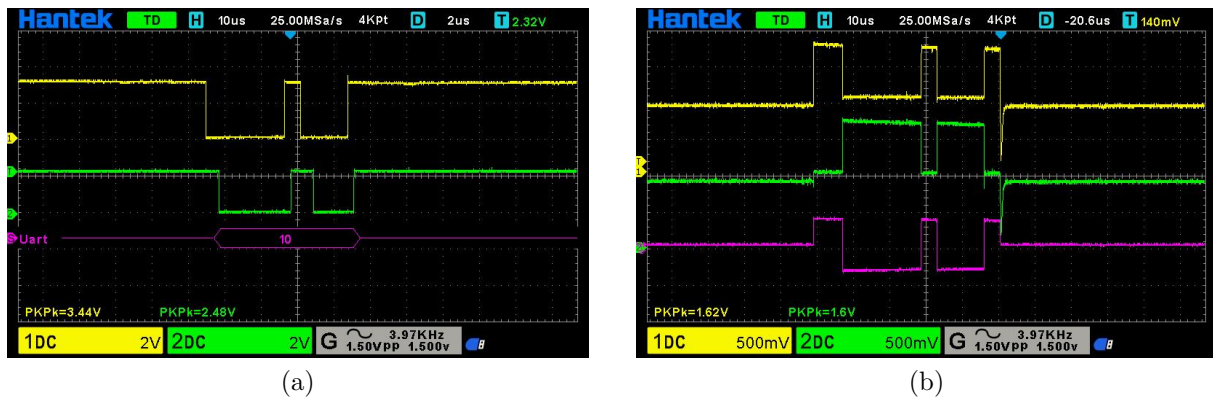
Fonte: do autor.

master.

Na Figura 25(b) apresenta, as formas de onda em amarelo e verde representam os sinais adquiridos nos terminais A e B da rede RS-485, respectivamente. Em rosa, apresenta-se o sinal diferencial entre os dois terminais. Observa-se que o sinal diferencial apresenta uma redução do efeito do ruído presente nos sinais A e B, o que garante integridade da informação transmitida.

Os testes realizados nessa etapa avaliaram o desempenho do sistema de comunicação entre placas. Os testes envolvendo a planta piloto, envolvendo desde o circuito de acionamento até as etapas de identificação e projeto de um controlador digital, serão apresentados no próximo Capítulo.

Figura 25 – Formas de onda adquiridas durante a etapa de caracterização da rede de comunicação: sinais adquiridos nos pinos Rx e Tx (a) e sinais de tensão diferenciais adquiridos nos terminais A e B (b).



Fonte: do autor.

3.4 Considerações parciais

Este Capítulo apresentou as etapas de projeto, fabricação e validação do *hardware* utilizado para a implementação de uma bancada de testes para aplicações de controle em rede. O projeto desenvolvido pode ser usado de forma modular, possibilitando uma expansão da rede sem a necessidade de alterações no *layout* da placa de circuito impresso proposta. A arquitetura adotada, baseada em microcontroladores ESP32-WROOM32 interligados por meio de uma rede RS-485, demonstrou robustez e flexibilidade para aplicações em sistemas distribuídos.

No que se refere à comunicação, a taxa de transmissão adotada mostrou-se adequada para a troca de variáveis de controle, medições de corrente e velocidade entre os dispositivos da rede. A utilização do padrão RS-485 garantiu imunidade a ruídos e confiabilidade na transmissão diferencial dos sinais, características importantes em ambientes industriais. A capacidade máxima teórica de transmissão de dados é suficiente para atender às demandas da aplicação proposta, permitindo a implementação futura de estratégias de controle em rede sem limitação significativa de banda.

O sistema de medição de corrente, composto pelo sensor ACS712 associado ao conversor analógico-digital ADS1115, apresentou resolução superior à que seria obtida utilizando apenas o ADC interno do microcontrolador. A combinação desses dispositivos possibilita medições mais precisas da corrente do motor, contribuindo para análises mais detalhadas do comportamento dinâmico do sistema e para a implementação de estratégias de proteção ou monitoramento.

A leitura do encoder incremental por meio do periférico de contagem PCNT reduziu a carga de processamento do microcontrolador e aumentou a confiabilidade da aquisição de dados. Essa abordagem contribui para maior precisão na estimativa de velocidade e posição, aspectos fundamentais em sistemas de controle em malha fechada.

De forma geral, os resultados obtidos indicam que a plataforma desenvolvida atende aos requisitos de comunicação, aquisição de sinais e acionamento necessários para experimentos em controle distribuído. A integração entre *hardware* e *software* resultou em um sistema capaz de operar tanto como *master* quanto como *worker*, mantendo padronização estrutural e facilitando futuras expansões ou modificações.

4 Caracterização da planta piloto

Este capítulo apresenta as etapas de caracterização da planta piloto desenvolvida neste trabalho, bem como as etapas de modelagem e projeto de um sistema de controle de velocidade digital do tipo PI.

Inicialmente, apresenta-se a metodologia empregada para determinação da constante de tempo do sistema, utilizando ensaios com excitação do tipo degrau. Na sequência, descreve-se a metodologia empregada ao longo da etapa de identificação do sistema, desenvolvida usando sinais de excitação PRBS, e a metodologia aplicada para validação do modelo obtido, realizada usando sinais de referência senoidais.

Após o processo de identificação e validação do modelo, apresentam-se as etapas de projeto de um controlador proporcional-integral (PI) digital, utilizado na etapa de testes da planta piloto. São apresentados os resultados obtidos a partir das simulações, realizadas durante a etapa de projeto, bem como os resultados experimentais, obtidos a partir da implementação de um algoritmo numa placa *worker*.

4.1 Determinação da constante de tempo do sistema

Para a realização dos ensaios para determinação da constante de tempo (τ) do sistema, o periférico modulador PWM do microcontrolador foi ajustado para operar com resolução de 10 bits, a uma frequência de 1 kHz. Para facilitar a interpretação, a amplitude dos sinais de entrada utilizados ao longo dos ensaios foi representada graficamente de forma normalizada, em escala percentual (0 a 100%).

O módulo PCNT foi utilizado para medir a velocidade de rotação do pneu instalado na planta piloto. A contagem de pulsos considerou bordas de subida e descida dos canais A e B do encoder, em intervalos de tempo (Δt) de 100 ms. Os valores de velocidade medidos foram representados em RPM (rotações por minuto).

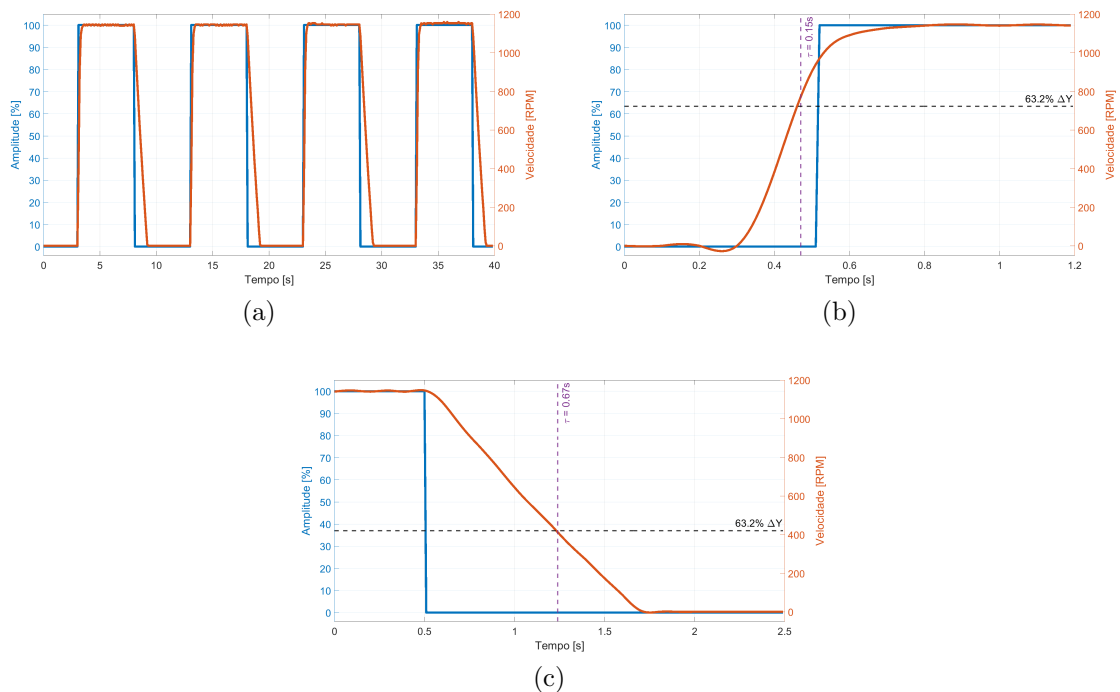
Para estimar a constante de tempo do sistema, aplicou-se como referência uma onda quadrada, a fim de produzir transições sucessivas (subida e descida) nos sinais de excitação do motor. Inicialmente, os sinais de referência foram ajustados com período de 10 s, e amplitude de 100%. O módulo L298N foi alimentado por uma fonte de bancada, com tensão de 12 V e corrente de 1 A.

Devido às quedas de tensão nos transistores bipolares de junção utilizados para a construção do circuito eletrônico de acionamento, a tensão de alimentação efetivamente medida nos terminais de alimentação do motor foi de, aproximadamente, 11,2 V. Nos ensaios realizados, não houve contato do pneu com a superfície, e a roda permaneceu girando livremente, sofrendo apenas os efeitos do peso do sistema mecânico e da inércia.

Foram determinados dois valores de constante de tempo distintos, para as transições de subida (aceleração) e de descida (desaceleração) do motor, considerando o comportamento típico de sistemas de primeira ordem. Para isso, o algoritmo embarcado no microcontrolador foi ajustado para enviar, a cada intervalo de tempo determinado pelo temporizador, os valores utilizados para controlar a largura de pulso do modulador PWM (sinal de entrada) e o número de pulsos medidos a partir dos canais A e B do encoder (sinal de saída) por meio do periférico de comunicação UART0. Esses dados foram adquiridos usando o *software* Putty, que foi configurado para atuar como um *data logger*. Os cálculos da velocidade de rotação, em RPM, e do valor percentual de amplitude dos sinais de entrada foram realizados posteriormente, usando o *software* Matlab.

Para melhorar a resolução temporal na identificação do instante correspondente ao critério de 63% (subida) e 37% (descida), foi aplicado um fator de interpolação linear igual a 10 sobre os dados medidos. A Figura 26 apresenta os resultados obtidos nesta etapa.

Figura 26 – Resultado do ensaio para determinação da constante de tempo do sistema: sinal de referência de entrada (a), constante de tempo τ de aceleração (b), constante de tempo τ de desaceleração (c).

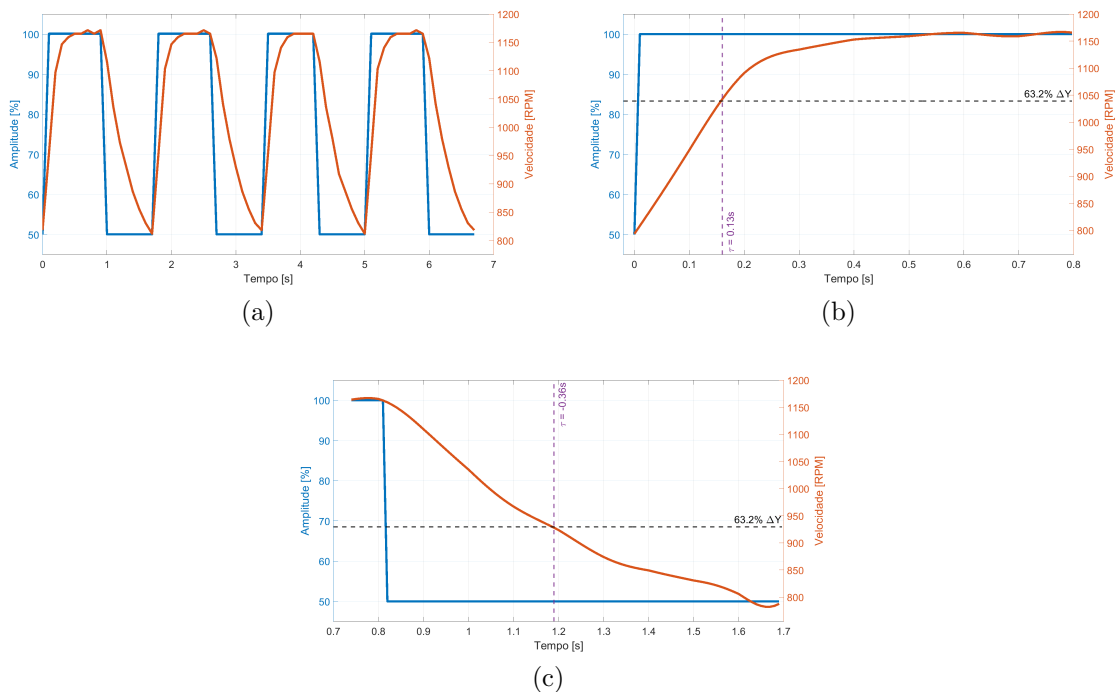


Fonte: do autor.

Observa-se que o valor da constante de tempo τ obtido durante a aceleração do motor é menor do que o valor obtido na desaceleração do sistema. Essa diferença está diretamente relacionada à inércia do conjunto composto por roda e redução mecânica, que torna a dinâmica de desaceleração mais lenta.

O ensaio foi repetido ajustando-se a amplitude do sinal de referência entre 50% e 100%, de modo a avaliar a variação da constante de tempo sob diferentes condições de operação. Para esse segundo ensaio, o período da onda quadrada foi reduzido para 2 s, uma vez que o maior valor de τ medido na etapa anterior apresentou valor inferior a 1 s. A Figura 27 apresenta os resultados obtidos nesta etapa.

Figura 27 – Resultado do ensaio para determinação da constante de tempo do sistema aplicando um sinal de referência com *offset*: sinal de referência de entrada (a), constante de tempo τ de aceleração (b), constante de tempo τ de desaceleração (c).



Fonte: do autor.

A partir dos resultados obtidos, pode-se estimar a ordem de grandeza de τ do sistema, que no pior caso, foi inferior a 1 s. Esses resultados reforçam as diferenças dos tempos de resposta do sistema durante os processos de aceleração e desaceleração, associada principalmente aos efeitos de inércia e perdas mecânicas do conjunto. Os valores obtidos neste ensaio serão utilizados como referência para a etapa de ajuste dos sinais PRBS, aplicados na etapa de identificação do modelo do sistema. Além disso, essas limitações serão considerados na etapa de especificação e projeto do controlador de velocidade.

4.2 Identificação do sistema usando sinais PRBS

Na etapa de identificação do sistema, foram realizados experimentos utilizando sinais de excitação do tipo PRBS como referência. Esse método de excitação alterna os sinais de controle do sistema considerando dois níveis discretos de maneira pseudo-aleatória,

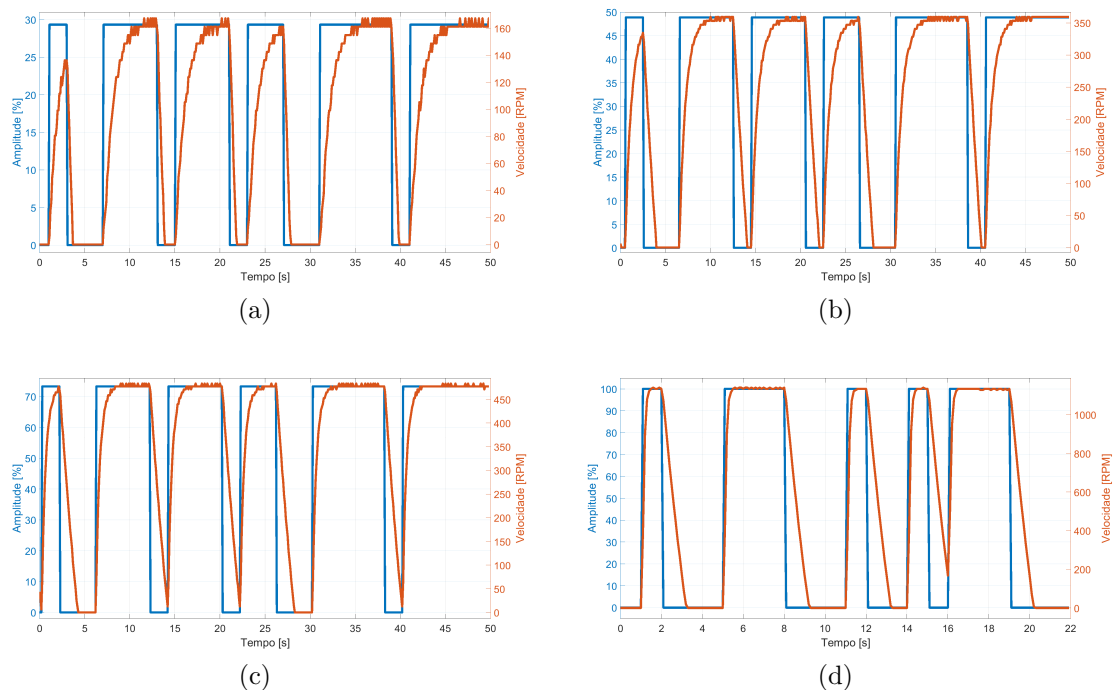
permitindo excitar diferentes componentes de frequência, fornecendo informações relevantes para a estimação de um modelo dinâmico.

Para os testes realizados nesta etapa, o tempo de bit (intervalo em que a amplitude do sinal PRBS permanece em nível alto ou baixo antes de uma possível comutação) foi ajustado para 1 s, considerando-se como referência a constante de tempo τ estimada na etapa anterior para o pior cenário.

Nessa etapa, o *software* Matlab foi utilizado para gerar sinais PRBS com amplitudes definidas em 30%, 50%, 75% e 100%. Esses valores de amplitude representa, na prática, a largura de pulso aplicada ao modulador PWM, cuja frequência de chaveamento foi mantida em 1 kHz. Os sinais de referência gerados usando Matlab foram armazenados na memória *flash* do microcontrolador, que passou a controlar a largura de pulso aplicada ao modulador PWM de forma automática, fazendo as alterações em intervalos de tempo determinados por um temporizador.

A Figura 28 apresenta os resultados obtidos nessa etapa. O tempo de duração de cada ensaio foi de, aproximadamente 2 min. Entretanto, para facilitar a visualização e evidenciar as transições do sinal, apenas trechos dos sinais de entrada e saída foram representados.

Figura 28 – Resultados dos ensaios de identificação usando sinais PRBS: sinais de excitação com amplitudes de 30% (a), 50% (b), 75% (c) e 100% (d).



Fonte: do autor.

Observa-se que a principal diferença entre os ensaios está associada à amplitude aplicada. Para amplitudes menores (30% e 50%), espera-se que uma resposta com menor variação de velocidade e maior influência relativa de atritos e zona morta. Em contrapar-

tida, para amplitudes mais elevadas (75% e 100%), a excitação tende a produzir maiores variações de velocidade, permitindo observar com maior clareza a dinâmica dominante do sistema.

Esse conjunto de dados foi utilizado para identificação do modelo matemático discreto da planta piloto. Optou-se por modelar a planta como um sistema de primeira ordem, seguindo a estratégia descrita no Capítulo 2. O método ARX (*AutoRegressive with eXogenous input*) foi utilizado para identificar o sistema, e a estrutura adotada seguiu o padrão adotado no Capítulo 2. O *software* Matlab foi utilizado para implementar os algoritmos nesta etapa.

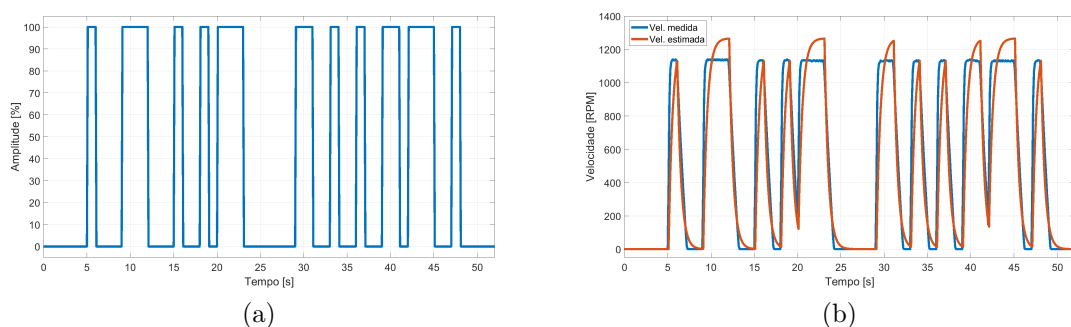
Para a identificação do sistema, foram utilizados os quatro conjuntos de dados obtidos a partir dos de caracterização usando sinais de excitação PRBS. Entretanto, para este trabalho, optou-se por utilizar o conjunto correspondente ao sinal com amplitude variando entre 0 e 100%, pois esse ensaio apresentou maior faixa dinâmica e melhor relação sinal-ruído.

O modelo obtido foi representado por meio de uma equação de diferenças, definida como

$$y[k] = 0,80y[k - 1] + 2,53u[k - 1], \quad (4.1)$$

em que, $y[k]$ representa a variável de saída velocidade [RPM] e $u[k]$ representa a amplitude do sinal de referência de entrada [%]. A Figura 29 apresenta os resultados obtidos nesta etapa.

Figura 29 – Resultado do ensaio de identificação do sistema: sinal de referência de entrada (a), comparação entre saída medida experimentalmente (em azul) e estimada pelo modelo encontrado (em vermelho) (b).



Fonte: do autor.

Observa-se que o coeficiente associado ao termo $y[k - 1]$ é inferior a 1, indicando que o polo discreto do sistema encontra-se dentro do círculo unitário, condição que garante estabilidade. As métricas obtidas para o modelo obtido a partir do ensaio PRBS são apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Métricas de desempenho para o modelo identificado.

| Métrica | Valor |
|-------------------------------------|----------|
| Ajuste (<i>Fit</i>) | 63,32% |
| MSE | 34312,94 |
| RMSE | 185,24 |
| MAE | 11,02 |
| R^2 (coeficiente de determinação) | 0,87 |

Fonte: do autor.

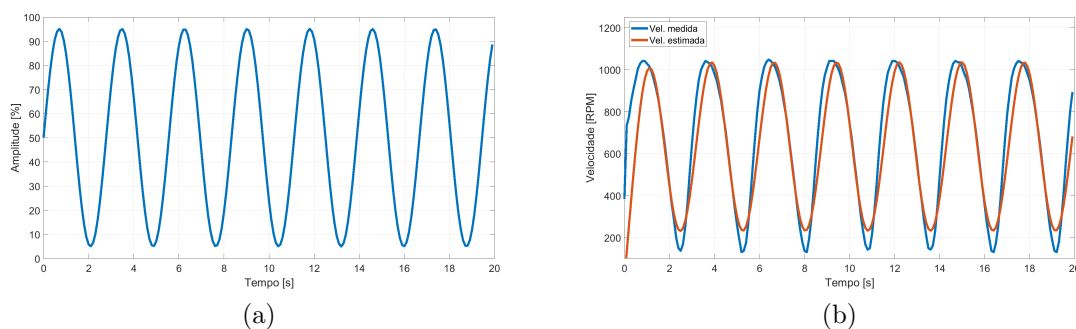
O coeficiente de determinação elevado indica que o modelo explica parcela significativa da variabilidade dos dados. Entretanto, o ajuste percentual (*Fit*) de aproximadamente 63% mostra que o modelo de primeira ordem não é capaz de representar integralmente todas as características dinâmicas do sistema.

Uma das principais limitações observadas está associada às não linearidades do sistema, especialmente aquelas decorrentes da inércia da roda e das engrenagens. Durante transições rápidas, o modelo linear de primeira ordem não consegue representar corretamente o comportamento real do sistema, resultando em discrepâncias entre a saída estimada e a saída medida.

4.3 Validação do modelo identificado

Para validar o modelo identificado na etapa anterior, realizou-se um novo ensaio, utilizando como entrada um sinal de referência senoidal, com período de 2 s e amplitude variando entre 5% e 95%. A Figura 30 apresenta os resultados obtidos nesta etapa.

Figura 30 – Resultado do ensaio de validação do sistema: sinal de referência de entrada (a), comparação entre saída medida experimentalmente (em azul) e estimada pelo modelo encontrado (em vermelho) (b).



Fonte: do autor.

Inicialmente, o sinal de referência senoidal, gerado usando o *software* Matlab, foi aplicado ao sistema real. Foram armazenados os valores dos sinais de referência aplicados

e o número de pulsos medidos a partir do encoder a cada intervalo de tempo. Em seguida, o mesmo sinal de referência aplicado experimentalmente foi utilizado como entrada do modelo discreto identificado na etapa anterior, possibilitando uma comparação entre os valores de velocidade medidos experimentalmente e estimados a partir do modelo. A Tabela 5 apresenta as métricas de desempenho obtidas nesta etapa.

Tabela 5 – Métricas de desempenho do modelo

| Métrica | Valor |
|-------------------------------------|----------|
| Ajuste (<i>Fit</i>) | 59,77% |
| MSE | 16135,07 |
| RMSE | 127,02 |
| MAE | 82,72 |
| R^2 (coeficiente de determinação) | 0,84 |

Fonte: do autor.

Comparando-se as métricas obtidas a partir do ensaio de identificação às métricas encontradas no ensaio de validação, observa-se uma redução nos índices de ajuste percentual e coeficiente de determinação. Trata-se de um comportamento esperado, uma vez que o sinal senoidal não foi utilizado durante o processo de identificação, caracterizando um teste de generalização do modelo.

Os resultados indicam que o modelo de primeira ordem pode ser usado para representar adequadamente a dinâmica dominante do sistema, mas deixam claro que essa abordagem não captura integralmente os efeitos não lineares e fenômenos associados à inércia mecânica e perdas por atrito.

4.4 Projeto do controlador PI

Como exemplo de aplicação para o sistema proposto, utilizando o modelo discreto de primeira ordem obtido na etapa anterior, realizou-se o projeto de um controlador proporcional-integral (PI) digital. Os parâmetros proporcional e integral do controlador foram sintonizados por meio do método Ziegler–Nichols. A escolha desse tipo de controlador levou em consideração a simplicidade de implementação e a grande utilização desse tipo de abordagem em aplicações industriais.

Como critérios de desempenho, estabeleceu-se que o sistema deveria apresentar erro em regime permanente menor do que 1%, sobressinal inferior a 10% e tempo de estabilização inferior a 3 s.

Essas especificações foram definidas considerando a aplicação do sistema em ensaios de controle em rede, onde respostas rápidas e estáveis são desejáveis para reduzir a duração do tempo necessário para a realização dos experimentos. A estrutura do controlador PI digital projetado pode ser definida a partir da expressão

$$C(z) = K_p + K_i \frac{T_s}{z-1}, \quad (4.2)$$

em que, K_p representa o ganho proporcional, K_i o ganho integral e T_s o período de amostragem do sistema digital.

A partir das especificações do projeto, e considerando-se o modelo discreto obtido anteriormente, utilizou-se o *software* Matlab para sintonizar os valores dos coeficientes K_p e K_i usando o método de sintonia proposto por Ziegler–Nichols. Para isso, considerou-se o período de amostragem empregado ao longo de toda a etapa de desenvolvimento deste trabalho, definido como 100 ms. A Tabela 6 apresenta os resultados obtidos nesta etapa.

Tabela 6 – Ganhos do controlador PI digital obtidos a partir do método de sintonia de Ziegler–Nichols.

| Parâmetro | Valor |
|-----------|--------|
| K_p | 0,0267 |
| K_i | 0,0160 |

Fonte: do autor.

4.4.1 Simulação do sistema em malha fechada

Para avaliar o desempenho do controlador projetado, implementou-se um algoritmo de simulação. Nesse algoritmo, o modelo discreto obtido a partir do ensaio de identificação foi usado para representar o sistema. Os parâmetros de entrada aplicados ao modelo são fornecidos pelo algoritmo desenvolvido para implementar o controlador PI, representado por meio da expressão

$$u[k] = u[k-1] + K_p [e[k] - e[k-1]] + K_i T_s e[k], \quad (4.3)$$

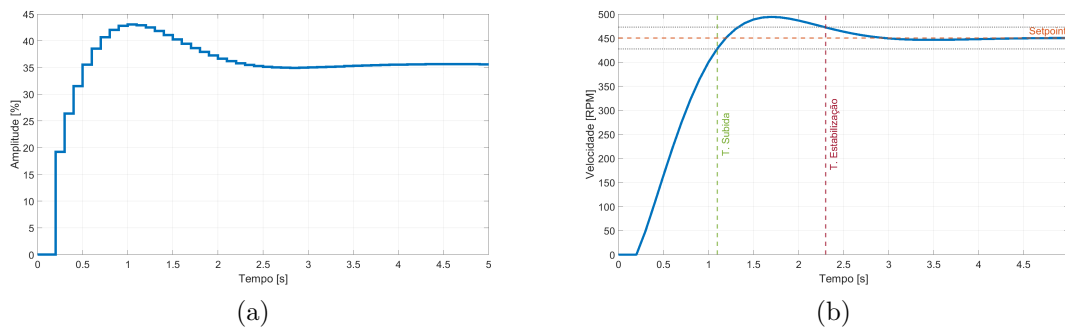
em que, $u[k]$ representa o esforço do controlador, representado como um valor entre 0 e 100% utilizado para controlar a largura de pulso dos sinais PWM gerados pelo periférico do microcontrolador, $e[k]$ representa o erro obtido a partir do cálculo da diferença entre o valor de velocidade desejado (*setpoint*) e o valor de velocidade medido, e $T_s = 100$ ms representa o período de atualização do controlador.

A simulação realizada considerou um *setpoint* de 450 RPM e um período de duração do ensaio de 5 s. A Figura 31 apresenta os resultados obtidos.

Observa-se que a amplitude do sinal de controle, representada a partir do gráfico de esforço do controlador, permanece dentro da faixa operacional do sistema (0 a 100 %), não havendo saturação. A Tabela 7 apresenta as métricas de desempenho obtidas nesta etapa.

Observa-se que as especificações de projeto foram atendidas. O erro em regime permanente foi eliminado pela ação integral, o sobressinal permaneceu abaixo do limite

Figura 31 – Resultados obtidos na etapa de simulação do controlador PI: esforço do controlador (a), velocidade de rotação do motor estimada (b).



Fonte: do autor.

Tabela 7 – Métricas de desempenho obtidas na etapa de simulação.

| Parâmetro | Valor |
|----------------------------|--------|
| Tempo morto [s] | 0,30 |
| Tempo de subida [s] | 0,80 |
| Tempo de estabilização [s] | 2,30 |
| <i>Overshoot</i> [%] | 9,80 |
| Valor final [RPM] | 450,25 |

Fonte: do autor.

de 10% e o tempo de estabilização foi inferior a 3 s. Analisando-se a Figura 31(b), observa-se a presença de um tempo morto, associado principalmente à dinâmica do motor e ao intervalo de amostragem do sistema digital.

De forma geral, os resultados indicam que o controlador PI projetado apresenta desempenho adequado para a aplicação proposta, mantendo o esforço de controle dentro dos limites operacionais do atuador.

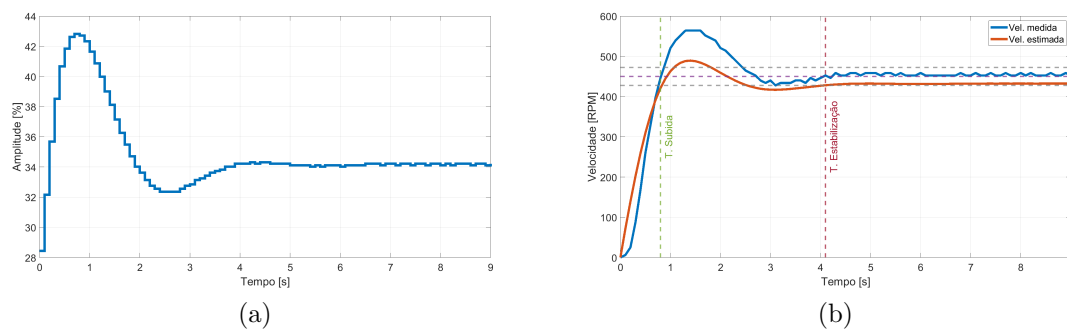
4.4.2 Validação experimental do controlador PI

Após a etapa de projeto e simulação, o controlador PI foi embarcado no microcontrolador, e seu desempenho foi avaliado usando a planta piloto real. Foram consideradas as mesmas condições aplicadas na etapa de simulação, incluindo o *setpoint* de 450 RPM e o período de atualização de 100 ms.

O algoritmo de controle embarcado foi ajustado para enviar ao computador, por meio do periférico de comunicação UART0, os valores reais de amplitude referentes ao esforço do controlador e o número de pulsos medidos pelo periférico PCNT nos intervalos de tempo pré-definidos. O experimento foi realizado por um período de 30 s, e o *software* Putty foi utilizado para receber e armazenar essas informações, para uma análise posterior.

Em seguida, a fim de se avaliar a qualidade do modelo discreto utilizado para representar a planta, realizou-se uma nova etapa de simulação, aplicando-se à entrada do modelo discreto identificado os sinais referentes ao esforço efetivo do controlador, obtido durante a realização do ensaio em bancada. A Figura 32 apresenta os resultados obtidos nesta etapa. Para melhorar a visualização das formas de onda, são exibidos apenas os 9 s iniciais.

Figura 32 – Resultados obtidos na etapa de validação do controlador PI: esforço do controlador (a), comparação entre velocidade de rotação do motor medida (em azul) e estimada (em vermelho) (b).



Fonte: do autor.

O gráfico de esforço do controlador mostra uma variação inicial mais intensa durante a fase transitória, seguida de estabilização em torno de um valor médio necessário para manter a velocidade desejada. Comparando-se os gráficos apresentados na Figura 32(b), observa-se uma diferença entre os valores medidos e estimados, provavelmente associada às limitações do modelo de primeira ordem utilizado neste trabalho. A Tabela 8 apresenta uma comparação entre as métricas de desempenho obtidas nas etapas de simulação e validação.

Tabela 8 – Comparação das métricas de desempenho obtidas nas etapas de simulação e validação.

| Parâmetro | Simulação | Validação |
|----------------------------|-----------|-----------|
| Tempo morto [s] | 0,10 | 0,10 |
| Tempo de subida [s] | 0,70 | 0,50 |
| Tempo de estabilização [s] | 2,50 | 4,10 |
| <i>Overshoot</i> [%] | 8,75 | 25,34 |
| Velocidade final [RPM] | 432,35 | 452,48 |

Fonte: do autor.

Observa-se que o tempo morto foi idêntico em ambas as respostas, indicando coerência entre modelo e sistema real no que se refere ao atraso inicial. Entretanto, diferenças significativas podem ser observadas ao comparar o comportamento do sobressinal

e do tempo de estabilização. Essas diferenças de comportamento podem ser atribuídas às limitações do modelo de primeira ordem, que não representa adequadamente efeitos não lineares, tais como, inércia do conjunto roda–engrenagens, atrito estático e dinâmico, além de possíveis variações na tensão de alimentação.

O valor final da saída medida (452,48 RPM) também apresentou diferença em relação ao valor estimado (432,35 RPM), indicando que o modelo subestimou levemente o ganho estático do sistema sob ação do controlador. Além disso, o tempo de estabilização observado experimentalmente foi menor que o previsto pelo modelo, evidenciando que a dinâmica real apresenta características que não foram completamente capturadas pelo modelo linear de primeira ordem.

De forma geral, embora limitado, o modelo se mostrou adequado para um projeto inicial, que deve ser ajustado para próximos trabalhos. Esses resultados reforçam a importância da etapa experimental de validação, evidenciando que modelos simplificados são ferramentas úteis para projeto, mas não substituem a análise prática do sistema real.

4.5 Considerações parciais

Este Capítulo apresentou as etapas de modelagem e identificação da planta piloto proposta neste trabalho. A identificação do modelo do sistema foi realizada utilizando sinais de excitação do tipo PRBS.

Por meio do método de identificação ARX, foi possível obter uma representação discreta de primeira ordem, capaz de capturar a dinâmica dominante do sistema. Apesar do modelo apresentar bom coeficiente de determinação, o ajuste percentual indicou limitações na representação de fenômenos não lineares, especialmente em transições rápidas.

Com base no modelo identificado, foi projetado um controlador PI digital utilizando o método de Ziegler–Nichols. As especificações de erro em regime permanente inferior a 1%, sobressinal inferior a 10% e tempo de estabilização inferior a 3 s foram atendidas na etapa de simulação.

Entretanto, a etapa de validação revelou diferenças significativas entre a resposta estimada e a resposta real, particularmente quanto ao comportamento do sobressinal observado. O sistema real apresentou comportamento mais agressivo do que o previsto pelo modelo, evidenciando limitações inerentes à modelagem linear de primeira ordem.

De forma geral, os resultados demonstram que o modelo obtido foi adequado para fins de projeto inicial do controlador, mas que fenômenos não lineares e características dinâmicas adicionais influenciam o comportamento real da planta. Essa constatação reforça a importância da validação experimental em sistemas de controle e destaca a necessidade de análises complementares quando maior precisão dinâmica é requerida.

5 Considerações finais

Este trabalho apresentou as etapas de desenvolvimento e a validação de uma bancada de emulação de redes de comunicação industriais baseada no padrão RS-485, aplicada a sistemas de controle e automação em rede. A proposta buscou integrar comunicação, instrumentação, identificação de sistemas e controle em uma única plataforma experimental, permitindo a análise do comportamento do sistema sob condições próximas às encontradas em ambientes industriais reais.

Os resultados obtidos demonstram que a arquitetura adotada, composta por microcontroladores ESP32-WROOM32 interligados por meio de transceptores MAX485, mostrou-se adequada para a implementação de uma rede de comunicação escalonável e com baixa latência.

A inclusão de motores de corrente contínua na bancada permitiu estender a análise para além da comunicação, possibilitando a caracterização dinâmica da planta e a aplicação de técnicas de identificação de sistemas. A utilização de diferentes sinais de excitação viabilizou a obtenção de um modelo matemático representativo do comportamento do motor, o qual se mostrou consistente com a resposta experimental observada.

Com base no modelo identificado, foi possível projetar um controlador proporcional-integral (PI) discreto, avaliado a partir de simulações e testes em bancada. Foram observadas diferenças entre os resultados simulados e medidos, principalmente quanto ao comportamento do sobressinal observado. O sistema real apresentou comportamento mais agressivo do que o previsto pelo modelo, evidenciando limitações inerentes à modelagem linear de primeira ordem.

Dessa forma, conclui-se que a bancada de emulação desenvolvida atende aos objetivos propostos, configurando-se como uma plataforma funcional, de baixo custo e versátil para aplicações didáticas e experimentais na área de controle e automação industrial. O protótipo proposto pode ser utilizado para demonstrar, de forma integrada, a interação entre comunicação industrial, dinâmica de sistemas e estratégias de controle, reforçando a importância de abordagens experimentais no estudo de sistemas de controle em rede.

5.1 Propostas para continuação do trabalho

Como continuidade deste trabalho, duas abordagens principais são propostas. A primeira consiste no aprofundamento das técnicas de controle de motores em rede, com ênfase no controle por corrente, utilizando os componentes eletrônicos já integrados à bancada, de modo a avaliar a influência da comunicação no desempenho do sistema de controle.

A segunda abordagem envolve a ampliação da simulação de falhas no sistema de comunicação, por meio da variação controlada de parâmetros como o casamento de impedâncias, a taxa de transmissão de dados (*baud rate*), as características dos cabos e a introdução de interferências eletromagnéticas, permitindo a análise do impacto dessas falhas na comunicação e no comportamento do sistema de controle em rede.

Referências

AGUIRRE, L. A. *Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. 4. ed. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2015. 730 p.

Alfacomp. *Interfaces Modbus em Redes Distribuídas*. [S.l.], 2020. Disponível em: <<https://alfacomp.net/2020/12/16/interfaces-modbus-em-redes-distribuidas-de-automacao-e-controle/>>.

Allegro MicroSystems. *ACS712: Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC*. Rev. 7. Manchester, NH, USA, 2007. Disponível em: <<https://www.allegromicro.com/-/media/files/datasheets/acs712-datasheet.pdf>>.

Analog Devices. *Guidelines for Proper Wiring of an RS-485 (TIA/EIA-485-A) Network*. Wilmington, MA, USA, 2019. Acesso em: 11 maio 2026. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/rs485-cable-specification-guide--maxim-integrated.html>>.

Espressif Systems. *ESP32 Technical Reference Manual*. 5.0. ed. Shanghai, China, 2023. Disponível em: <https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_technical_reference_manual_en.pdf>.

GODFREY, K. *Perturbation Signals for System Identification*. 1. ed. Hemel Hempstead, UK: Prentice Hall, 1993. 439 p. (Prentice Hall International Series in Acoustics, Speech and Signal Processing).

GUNGOR, V. C.; HANCKE, G. P. Industrial wireless sensor networks: Challenges, design principles, and technical approaches. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 10, p. 4258–4265, 2009. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/2015754>>. doi: 10.1109/TIE.2009.2015754.

GUPTA, A. Uart communication. In: *The IoT Hacker's Handbook: A Practical Guide to Hacking the Internet of Things*. 1. ed. Berkeley, CA: Apress, 2019. p. 59–80. doi: 10.1007/978-1-4842-4300-8-4.

KNAPP, E. D. *Industrial Network Security: Securing Critical Infrastructure Networks for Smart Grid, SCADA, and Other Industrial Control Systems*. 3. ed. Syn-
gress, 2024. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/book/9780443137372/industrial-network-security>>.

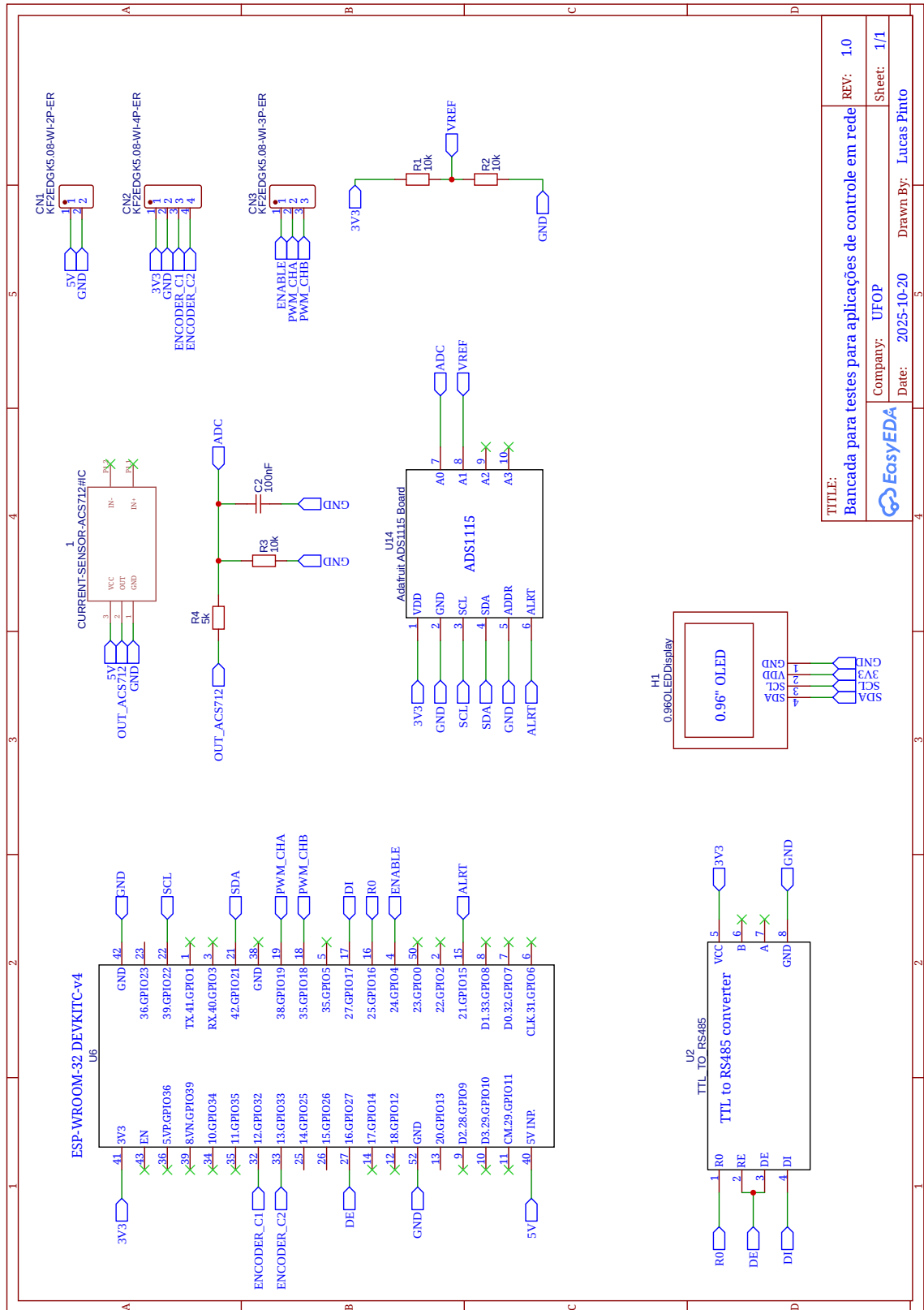
LEE, J.; BAGHERI, B.; KAO, H.-A. A cyber-physical systems architecture for industry 4.0-based manufacturing systems. *Manufacturing Letters*, v. 3, p. 18–23, 2015. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S221384631400025X>>. doi: 10.1016/j.mfglet.2014.12.001.

LJUNG, L. *System Identification: Theory for the User*. 2. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 1999. xxii, 609 p. (Prentice Hall Information and System Sciences Series).

MACKAY, S. et al. *Practical Industrial Data Networks: Design, Installation and Troubleshooting*. 1. ed. Oxford: Newnes, 2004. 448 p. doi: 10.1016/B978-0-7506-5807-2.X5024-9.

- Maxim Integrated. *Low-Power, Slew-Rate-Limited RS-485/RS-422 Transceivers*. Rev. 10. San Jose, CA, USA, 2014. Disponível em: <<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX3483-MAX3491.pdf>>.
- Modbus Organization. *Modbus Application Protocol Specification V1.1b3*. V1.1b3. Boxborough, MA, USA, 2012. Disponível em: <https://modbus.org/docs/Modbus_Application_Protocol_V1_1b3.pdf>.
- MOSSIN, E. A. *Diagnóstico automático de redes Profibus*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, Brasil, 2012. Acesso em: 11 maio 2026. Disponível em: <<https://teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18153/tde-10102012-162642/pt-br.html>>.
- OGATA, K. *Discrete-time control systems*. 2nd. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 1995.
- Renesas Electronics. *RS-485 Design Guide*. Tokyo, Japan, 2023. Disponível em: <<https://www.renesas.com/en/document/apn/rs-485-design-guide-application-note>>.
- SALLES, J. A. *Estratégias de Controle em Rede utilizando uma Bancada de Emulação de Redes de Comunicação*. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) — Universidade Federal de Ouro Preto, 2024. Acesso em: 11 maio 2026. Disponível em: <<https://www.monografias.ufop.br/handle/35400000/6490>>.
- Shenzhen Jinshunlaite Motor. *JGA 25-370 DC Motor*. 1.0. ed. Guangdong, China, 2023. Acesso em: 11 maio 2025. Disponível em: <https://www.aslongdcmotor.com/photo/aslongdcmotor/document/26548/25mm%20Micro%20Spur%20Gear%20Motor_PDF00.pdf>.
- SÖDERSTRÖM, T.; STOICA, P. *System Identification*. 1. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002. 528 p. (Prentice Hall International Series in Systems and Control Engineering).
- STMicroelectronics. *L298 - Dual Full-Bridge Driver*. Rev. 1. Geneva, Switzerland, 2023. Disponível em: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/l298.pdf>>.
- TANENBAUM, A. S.; WETHERALL, D. J. *Redes de Computadores*. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2021. 624 p.
- Texas Instruments. *ADS111x Ultra-Small, Low-Power, 16-Bit ADCs*. [S.l.], 2018. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1115.pdf>>.
- TIA. *TIA/EIA-485-A: Electrical Characteristics of Generators and Receivers for Use in Balanced Digital Multipoint Systems*. Arlington, VA, 1998.
- WANG, K.; LIU, H. *RS-485 Basics Series*. Dallas, TX, USA, 2021. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/wp/slla545/slla545.pdf>>.

Apêndice A – Diagrama esquemático





MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Colegiado do Curso de Engenharia Elétrica



TERMO DE RESPONSABILIDADE

O texto do trabalho de conclusão de curso intitulado Projeto de uma bancada de testes para aplicações de controle em rede é de minha inteira responsabilidade. Declaro que não há utilização indevida de texto, material fotográfico ou qualquer outro material pertencente a terceiros sem a devida citação ou consentimento dos referidos autores.

João Monlevade, 1 de junho de 2026.

Lucas Soares Pinto da Silva