

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO CARLOS

CURSO DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TALES MELETTI BARCELLOS

**BANCADA DE ACIONAMENTO E CONTROLE  
PARA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA A  
PARTIR DE UM MICROCONTROLADOR**

SÃO CARLOS

2025

TALES MELETTI BARCELLOS

**BANCADA DE ACIONAMENTO E CONTROLE  
PARA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA A  
PARTIR DE UM MICROCONTROLADOR**

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de São Carlos como parte dos requisitos para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Roberto Ubaldo Guazzelli

SÃO CARLOS

2025

TALES MELETTI BARCELLOS

**BANCADA DE ACIONAMENTO E CONTROLE  
PARA MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA A  
PARTIR DE UM MICROCONTROLADOR**

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de São Carlos como parte dos requisitos para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovado em \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ .

BANCA EXAMINADORA:

---

Prof. Dr. Paulo Roberto Ubaldo Guazzelli

---

Prof Dr. Marcelo Suetake

---

Prof Dr. Amilcar Flamarion Querubini Gonçalves

Dedico este trabalho aos meus pais, Antônio  
Carlos e Raquel, que sempre me  
incentivaram a perseguir meus sonhos.

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente, agradeço a Deus, por ter me dado forças e sabedoria ao longo desta jornada. Também agradeço aos meus pais, Antonio Carlos e Raquel, por sempre me inspirarem e motivarem, bem como à minha família pelo apoio constante, em especial à minha noiva, Brenda, que me acompanhou durante todo o processo da graduação e na elaboração deste trabalho. Além disso, sou grato ao professor Dr. Paulo Roberto, pela orientação e pelos ensinamentos fundamentais durante o desenvolvimento deste projeto, e aos meus amigos de graduação pelo apoio moral, em especial a Jonathan Nery, que esteve presente nos testes do projeto. Por fim, agradeço ao técnico de laboratório Rafael e aos colegas da equipe de eletrônica da Tecumseh do Brasil, que disponibilizaram recursos e componentes para os testes, além de seu auxílio na construção da bancada experimental.

"Não só isso, mas nos gloriamos até das tribulações. Pois sabemos que a tribulação produz a paciência, a paciência prova a fidelidade, e a fidelidade, comprovada, produz a esperança."

**Romanos 5, 3-4**

## RESUMO

Com os avanços tecnológicos e inovações industriais do século XX boa parte do Trabalho mecânico passou a ser executado por máquinas elétricas, principalmente por motores de indução, dada sua praticidade e robustez, por consequência, o controle de acionamento dessas máquinas passou a ser um componente fundamental na aplicação dessa tecnologia, visto que há infinitudes de aplicações que exigem um comportamento específico desses motores. Dado esse contexto, o projeto a ser desenvolvido consiste na aplicação prática de uma bancada de acionamento e controle de um motor assíncrono trifásico do tipo gaiola de esquilo, este será composto pela máquina assíncrona, inversor de frequência, encoder, circuitos de condicionamento de sinal, fonte de corrente contínua e microcontrolador. A implementação desse projeto abrange aspectos teóricos relacionados à máquina assíncrona, microcontroladores, eletrônica de potência, circuitos de acionamento e sensoriamento. Os resultados experimentais visam demonstrar o funcionamento da bancada, possibilitando o uso futuros para análise e controle de máquinas elétricas trifásicas no laboratório. Por fim, o trabalho visa contribuir para o ambiente educacional e compreensão dos conceitos abordados em diferentes disciplinas do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de São Carlos.

***Palavras-chave:*** Máquinas, Interfaceamento, Indução, Microcontrolador, Controle, Sensores..

## ABSTRACT

*With the technological advancements and industrial innovations of the 20th century, much of the mechanical work began to be performed by electric machines, primarily induction motors, due to their practicality and robustness. As a result, the control of these machines became a fundamental component in the application of this technology, given the wide range of applications that require specific behaviors from these motors. In this context, the project to be developed involves the practical application of a drive and control bench for a squirrel-cage three-phase induction motor. The bench will consist of the induction motor, a frequency inverter, encoder, signal conditioning circuits, DC power supply, and microcontroller. The implementation of this project covers theoretical aspects related to the induction machine, microcontrollers, power electronics, drive circuits, and sensing systems. Experimental results aim to demonstrate the operation of the bench, enabling future use for analysis and control of three-phase electric machines in the laboratory. Ultimately, the work aims to contribute to the educational environment and the understanding of concepts taught in various disciplines of the Electrical Engineering course at the Federal University of São Carlos.*

**Keywords:** Machines, Interfacing, Induction, Microcontroller, Control, Sensors..

## LISTA DE FIGURAS

1	Exemplo de aplicação de motor na indústria. . . . .	13
2	Sistema de transmissão mecânico. . . . .	15
3	Sistema de transmissão hidráulico. . . . .	16
4	Motor de indução vista em corte. . . . .	22
5	Placa de especificações do motor utilizado no projeto. . . . .	23
6	Motor trifásico Weg utilizado no projeto. . . . .	24
7	Retificador inversor fonte de tensão trifásica. . . . .	24
8	Tensão sobre um braço do retificador. . . . .	25
9	Tensão vista pelo barramento sem filtro. . . . .	26
10	Banco de capacitor. . . . .	27
11	Inversor monofásico de meia ponte . . . . .	28
12	Inversor trifásico. . . . .	29
13	Esquemático inversor trifásico utilizado na bancada. . . . .	31
14	Autotransformador. . . . .	32
15	Variac utilizado no projeto. . . . .	33
16	Representação disco encoder. . . . .	35
17	Encoder utilizado modelo e6b2-cwz1x 2500p. . . . .	35
18	Flange e bucha flexível acoplado ao motor. . . . .	36
19	Suporte do Encoder sendo fabricado. . . . .	37
20	Encoder acoplado no motor com suporte finalizado. . . . .	38
21	Disposição dos pinos utilizados do microcontrolador. . . . .	40
22	Esquemático SN74LS244. . . . .	42
23	Circuito de reset do buffet com botão de pulso. . . . .	43
24	Primeiro estágio condicionamento sinal PWM. . . . .	43
25	Pinagem optoacoplador Pc817. . . . .	45
26	Circuito de intertravamento. . . . .	48
27	Cabos de conexão de 10 e 14 vias. . . . .	49
28	Circuito proteção sobretensão. . . . .	51
29	Circuito interno sensor LA55P. . . . .	52
30	Topologia amplificador inversor. . . . .	54

31	Resistor variável comercial. . . . .	55
32	Topologia amplificador somador inversor. . . . .	55
33	Esquemático TL074. . . . .	57
34	Circuito condicionamento sinal sensor de corrente. . . . .	57
35	Esquemático ISO122P. . . . .	58
36	Circuito de proteção de sobretensão leitura de corrente. . . . .	59
37	Curva de comparação diodo comerciais. . . . .	60
38	Fonte de alimentação do laboratório. . . . .	61
39	Esquemático regulador de tensão Lm7805. . . . .	62
40	Cabos de conexão fonte. . . . .	63
41	Circuito desenvolvido completo. . . . .	64
42	Circuito de sobreposição de sinal. . . . .	65
43	Resposta do circuito de sobreposição de sinal. . . . .	66
44	Atraso na descida do sinal. . . . .	66
45	Pinagem optoacoplador TLP2662. . . . .	67
46	Circuito completo com as modificações . . . . .	69
47	Menu gráfico de configuração do microcontrolador. . . . .	71
48	Menu gráfico de configuração do clock de operação. . . . .	72
49	Menu configuração timer 2 modo encoder. . . . .	74
50	Terminais ativos do microcontrolador após configuração do sistema. . . . .	75
51	Fluxograma código principal microcontrolador. . . . .	78
52	Bancada completa montada em laboratório. . . . .	79
53	Placa de condicionamento de sinal finalizada . . . . .	80
54	Frequência de execução do laço principal. . . . .	80
55	Frequência de execução do controle. . . . .	81
56	Modulação SVPWM na fase A do microcontrolador. . . . .	82
57	Circuito sendo testado após processo de montagem. . . . .	82
58	Saída optoacoplador Pc-817 durante os testes. . . . .	83
59	Saída Sinal PWM da placa de condicionamento com o PC-817. . . . .	84
60	Resposta saída porta lógica OR em relação ao atraso de RC. . . . .	85
61	Comparação sinais entrada optoacopladores fase A. . . . .	85

62	Comparação sinais saída optoacopladores fase A. . . . .	86
63	Comparação sinais saída elevador de tensão da fase A. . . . .	86
64	Fase U e V do motor geradas pelo inversor de frequência em 50 Hz. . . . .	87
65	Gráfico de correlação entre a tensão no pino de sinal e a corrente no sensor Hall. . . . .	89
66	Curva obtida de corrente das fases U e V medidas pelo microcontrolador. . . . .	90
67	Níveis de tensão no sinal do sensor de correntes das fases U e V medidas pelo osciloscópio. . . . .	90
68	Sinal da saída do circuito de leitura de velocidade a 100 Hz. . . . .	92
69	Sinal da saída do circuito de leitura de velocidade a 10 kHz. . . . .	92
70	Sinal da saída do circuito de leitura de velocidade a 1 MHz. . . . .	93
71	Velocidade do motor registrado pelo microcontrolador. . . . .	94
72	Correntes registradas pelo sensoriamento no ensaio. . . . .	95

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CVV	Controlador de Velocidade Variável
NULLEN	Núcleo de Laboratório de Ensino de Engenharia
CI	Circuito Integrado
DIP20	Dual In-line Package de 20 pinos
PWM	Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation*)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)
RC	Resistor-Capacitor
LED	Diodo Emissor de Luz (*Light Emitting Diode*)
TTL	Lógica Transistor-Transistor (*Transistor-Transistor Logic*)
MIT	Motor de Indução Trifásico
ADC	Conversor Analógico-Digital (*Analog-to-Digital Converter*)
LSB	Bit Menos Significativo (*Least Significant Bit*)
PCB	Placa de Circuito Impresso (*Printed Circuit Board*)
CNC	Controle Numérico Computadorizado (*Computer Numerical Control*)
MDF	Fibra de Média Densidade (*Medium Density Fiberboard*)

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>13</b>
1.1	PROBLEMÁTICA	14
1.2	JUSTIFICATIVA	17
1.3	OBJETIVOS	19
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	19
<b>2</b>	<b>METODOLOGIA</b>	<b>21</b>
2.1	ESTRUTURA DE HARDWARE	21
<b>2.1.1</b>	<b>Motor de indução</b>	<b>21</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Retificador inversor</b>	<b>24</b>
<b>2.1.3</b>	<b>Variac</b>	<b>32</b>
<b>2.1.4</b>	<b>Encoder</b>	<b>34</b>
<b>2.1.5</b>	<b>Microcontrolador</b>	<b>38</b>
2.2	PLACA DE CONDICIONAMENTO SINAL	41
<b>2.2.1</b>	<b>Acionamento inversor</b>	<b>41</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Condicionamento sensor de velocidade</b>	<b>49</b>
<b>2.2.3</b>	<b>Condicionamento sensor corrente</b>	<b>51</b>
<b>2.2.4</b>	<b>Fonte de alimentação</b>	<b>60</b>
<b>2.2.5</b>	<b>Confeção da placa de circuito impresso</b>	<b>63</b>
2.3	ESTRUTURA DE SOFTWARE	71
<b>3</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>79</b>
3.1	VALIDAÇÃO DO SINAL DO MICROCONTROLADOR	80
3.2	TESTE DO PRIMEIRO CIRCUITO COM OPTOACOPLADOR PC-817	82
3.3	TESTE DO SEGUNDO CIRCUITO COM OPTOACOPLADOR TLP-2662	84
3.4	TENSÕES NOS TERMINAIS DA MÁQUINA	87
3.5	LEITURA DE CORRENTE	88
3.6	LEITURA DE VELOCIDADE	91
3.7	RESPOSTA DE PARTIDA DA MÁQUINA COM AJUSTE GRADUAL DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC	93

<b>4</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS</b>	<b>96</b>
4.1	CONCLUSÕES	96
4.2	SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	96

## 1 INTRODUÇÃO

A eficiência energética tornou-se um tema central nas indústrias devido à necessidade de reduzir custos operacionais e minimizar impactos ambientais. Muitos processos industriais ainda operam com métodos tradicionais de controle de velocidade, que apresentam limitações significativas quanto à economia de energia e eficiência operacional. Nesse contexto, tecnologias mais avançadas, como os controladores de velocidade variável (CVVs), surgem como alternativas viáveis para atender às crescentes demandas por sustentabilidade e competitividade no mercado global.

Figura 1: Exemplo de aplicação de motor na indústria.



Fonte: WEG (2025).

Na indústria, grande parte dos equipamentos é acionada por meio da energia cinética gerada por motores elétricos, como ventoinhas, bombas, esteiras, compressores, entre outros, a Figura 1 apresenta um exemplo de uma dessas aplicações, na maioria dessas aplicações, os motores operam em velocidade constante, o que demanda a utilização de sistemas para ajuste de velocidade. Esses sistemas podem ser mecânicos, por meio de engrenagens ou polias, ou hidráulicos, com controle de fluxo. Outro método tradicionalmente utilizado para o controle de velocidade é o sistema de liga e desliga, que resulta em duas velocidades fixas. Embora esses métodos tenham oferecido flexibilidade e consistência aos processos industriais por um longo período, apresentam eficiência energética limitada devido às perdas significativas de energia. Em função disso, os controladores de

velocidade de motores tornaram-se amplamente utilizados e necessários, já que permitem maior eficiência energética ao ajustar a velocidade da máquina e controlar a potência entregue à carga (SAIDUR et al., 2012).

Os controladores de velocidade variável (CVV) são dispositivos projetados para regular a velocidade e o torque de saída de equipamentos mecânicos. Muitos sistemas industriais precisam ser reestruturados devido ao desempenho ineficiente, e uma das formas de realizar essa reengenharia é pela implementação de CVVs. Esses dispositivos possibilitam que o equipamento opere em uma velocidade ideal para cada tipo de carga, o que aumenta a eficiência do processo. A aplicação desses sistemas pode reduzir o consumo de energia em aproximadamente 30% a 60% (SAIDUR et al., 2012).

Atualmente, as aplicações envolvendo motores elétricos exigem diferentes velocidades de operação. No entanto, no método tradicional, esses motores geralmente operam em duas condições principais: desligados ou em velocidade nominal. Essa abordagem resulta em motores dimensionados para fornecer a potência máxima requerida pela carga, operando frequentemente em sua capacidade máxima. Quando a demanda de carga diminui, parte significativa da energia consumida é desperdiçada, pois a velocidade do motor não é ajustada conforme a necessidade. Isso gera perdas energéticas consideráveis. Embora boa parte dos motores opere em sua velocidade nominal projetada apenas por curtos períodos, o funcionamento em velocidade constante e ineficiente durante longos períodos aumenta ainda mais o desperdício de energia. A instalação de controladores de velocidade variável (CVVs) é uma solução eficiente para ajustar a velocidade da máquina à carga demandada em cada momento, reduzindo significativamente as perdas (SAIDUR et al., 2012).

## 1.1 PROBLEMÁTICA

A eficiência dos sistemas industriais é frequentemente limitada pelos métodos tradicionais de controle de velocidade de máquinas elétricas, os quais, apesar de funcionais, apresentam déficit em termos de economia de energia e flexibilidade operacional. A evolução tecnológica trouxe novas possibilidades de controle, mas setores ainda utilizam técnicas convencionais devido à simplicidade e ao custo reduzido de implementação.

Abaixo, são descritos os principais métodos de controle de velocidade empregados na indústria, destacando a relevância em alternativas mais eficientes principalmente por meios elétricos (SAIDUR et al., 2012).

Controle de velocidade por métodos mecânicos: Este método é amplamente empregado na indústria devido à sua simplicidade, robustez e baixo custo. Em geral, utiliza componentes como polias, correias, correntes ou caixas de engrenagens que conectam mecanicamente o motor, que opera a uma velocidade constante, à carga. A relação entre os elementos mecânicos permite a transmissão de torque do eixo do motor para a carga. O ajuste da velocidade é realizado manualmente, geralmente por meio de alavancas ou cones (SAIDUR et al., 2012).

Figura 2: Sistema de transmissão mecânico.



Fonte: Transmaq (2025).

Apesar de sua ampla adoção, o controle mecânico apresenta diversas desvantagens, como a dificuldade em ajustar rapidamente a velocidade para variações de carga e o desgaste excessivo de componentes, o que aumenta a necessidade de manutenção. Além disso, a ineficiência energética é um problema significativo, especialmente em aplicações que demandam ajustes frequentes de velocidade, a Figura 2 representa um exemplo de ajuste de velocidade por método mecânico (SAIDUR et al., 2012).

Controle de velocidade por métodos hidráulicos: este método baseia-se no princípio de funcionamento de turbinas, onde a variação do volume de óleo circulante no sistema permite alterar a velocidade entre a parte motriz e a carga. O ajuste da velocidade é efetuado por meio de bombas hidráulicas e válvulas que controlam o fluxo de óleo no sistema (SAIDUR et al., 2012).

Figura 3: Sistema de transmissão hidráulico.



Fonte: VM Redutores (2025).

Embora ofereçam maior controle em comparação com os métodos mecânicos, os sistemas hidráulicos apresentam limitações relacionadas à eficiência energética, além disso, o uso de fluidos hidráulicos pode gerar perdas por calor e vazamentos. Essas características restringem sua aplicação na indústria, principalmente pelas que buscam reduzir o consumo de energia e adotar práticas mais sustentáveis, a Figura 3 representa um exemplo de controle de velocidade por métodos hidráulicos (SAIDUR et al., 2012).

Controle de velocidade por métodos elétricos: Consiste em três componentes principais: o motor, que pode estar conectado à carga de forma direta ou indireta; o conversor de potência, que liga a rede de energia ao motor utilizando uma lógica de controle acionada por dispositivos chaveadores; e o sistema de controle, que regula o conversor de potência para atender às demandas impostas à saída do motor (SAIDUR et al., 2012).

A introdução dos métodos elétricos representa um avanço em termos de eficiência e flexibilidade, pois diferentemente dos sistemas mecânicos e hidráulicos, o controle elétrico permite ajustes rápidos e precisos de velocidade, resultando em maior economia de energia e melhor adequação às necessidades da carga.

Atualmente, os motores de indução são amplamente utilizados na indústria devido às vantagens significativas que oferecem em relação a outras máquinas elétricas. Nas últimas décadas, muitas empresas passaram a incorporar controladores de frequência variável em seus processos produtivos. Isso possibilitou a operação em diferentes pontos de funcio-

namento, a redução do consumo de energia, o aumento do desempenho dinâmico, entre outros benefícios (RENGIFO; ROMERO; ALLER, 2018).

Os controladores de frequência variável são amplamente utilizados para ajustar a velocidade de motores de indução, que, por sua natureza, operam em velocidade fixa. Esses motores são amplamente empregados em indústrias devido ao seu baixo custo, confiabilidade e robustez. A velocidade de um motor de indução pode ser ajustada por diferentes métodos, como a variação do número de polos, mudanças na tensão de alimentação ou a adição de resistências ao circuito do rotor. Contudo, o método mais eficiente para controle de velocidade é por meio da alteração simultânea da frequência e da tensão de alimentação. Isso ocorre porque a velocidade do motor está diretamente relacionada à frequência da fonte de alimentação, o que torna os controladores de frequência variável uma solução prática e eficaz para adequar a operação do motor às demandas da carga conectada (Dinesh Kumar, 2018).

## 1.2 JUSTIFICATIVA

Os CVVs se destacam como uma opção indispensável para sistemas que requerem variação de velocidade, pois possibilitam que o motor ajuste sua operação às condições da carga. Essa adaptação reduz a discrepância entre a potência necessária e a fornecida. Como o consumo energético é proporcional ao cubo da velocidade, a redução da velocidade pode gerar economias significativas de energia. A Tabela 1 ilustra a economia potencial em bombas e ventiladores com a redução percentual da velocidade de operação (SAIDUR et al., 2012).

A utilização de CVVs também é amplamente justificada em diversos setores industriais. Por exemplo, no processo de fabricação de papel, que envolve bombas centrífugas e outros equipamentos, o controle de velocidade é essencial para economizar energia e melhorar a eficiência. Em geral, os CVVs permitem o ajuste de velocidade e torque conforme a necessidade de cada processo, promovendo economia de energia e maior eficiência operacional (SAIDUR et al., 2012).

Aproximadamente 60% da energia elétrica consumida na indústria é destinada à ope-

ração de máquinas elétricas, evidenciando a relevância desse segmento no consumo energético global (SAIDUR et al., 2012). Em um cenário onde as discussões sobre meio ambiente e crise energética estão em destaque, este projeto busca contribuir com estudos futuros voltados ao controle de velocidade e potência de motores de indução trifásicos. O objetivo é viabilizar sua operação com velocidade variável, conforme a demanda de carga, promovendo a redução do consumo energético e, conseqüentemente, dos custos operacionais.

Dessa forma, a implementação de controladores de velocidade variável não apenas aprimora o desempenho dos motores de indução trifásicos, mas também contribui para um uso mais sustentável da energia elétrica no setor industrial.

Tabela 1: Economia energética potencial com o uso de inversores de frequência em ventiladores e bombas.

Redução média de velocidade (%)	Economia potencial de energia (%)	Economia anual (motor de 5 Hp)	Economia anual (motor de 10 Hp)
10%	22%	USD 272	USD 543
20%	44%	USD 543	USD 1087
30%	61%	USD 753	USD 1506
40%	73%	USD 901	USD 1806
50%	83%	USD 1025	USD 2050
60%	89%	USD 1099	USD 2198

Fonte: Adaptado de Saidur et al. (2012).

O consumo de energia de um motor de indução pode ser analisado em três aspectos principais: a partida, o funcionamento contínuo e a frenagem. Durante a partida, a corrente elevada por um período prolongado pode resultar em um consumo excessivo de energia, o que exige atenção especial. No estado de funcionamento, o consumo de energia é influenciado pela carga e pela tensão aplicada. Já na frenagem, métodos como a frenagem regenerativa ou dinâmica são mais eficientes em termos de energia, especialmente quando comparados à frenagem abrupta, que demanda maior consumo (LIKLIKWATIL et al., 2021).

Um dos principais desafios na operação de motores de indução é a elevada corrente inicial de partida. Correntes elevadas nesse momento podem resultar em sobrecarga do sistema de proteção, desligando o motor. Para mitigar esse problema, é essencial implementar estratégias de controle que reduzam a corrente inicial, como o ajuste da tensão

aplicada ao estator. Isso não apenas reduz o consumo de energia, mas também aumenta a segurança operacional durante a partida (LIKLIKWATIL et al., 2021).

Além disso, a operação do motor com tensão reduzida dentro de limites aceitáveis pode trazer benefícios significativos. Comparado ao funcionamento com tensão nominal, operar com uma tensão mínima adequada reduz a corrente consumida, minimiza o aquecimento, evita ruídos excessivos e diminui o consumo energético total (LIKLIKWATIL et al., 2021).

### 1.3 OBJETIVOS

O presente projeto tem como principais objetivos:

- Desenvolver uma bancada de testes para o acionamento de um motor de indução trifásico do tipo gaiola de esquilo;
- Projetar um circuito de condicionamento de sinal de PWM do microcontrolador para uso no inversor;
- Utilizar um microcontrolador como unidade principal de acionamento e monitoramento do motor;
- Possibilitar a leitura e registro da velocidade de operação da máquina;
- Possibilitar a leitura e registro de corrente de operação da máquina;
- Permitir futuramente estudos e implementações de estratégias de controle que maximizem a eficiência energética e melhorem o desempenho operacional do motor.

### 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está estruturado em três capítulos principais: **Metodologia** (2), **Resultados** (3) e **Conclusão** (4).

No **Capítulo 2 – Metodologia**, é apresentado todo o processo teórico e prático para a construção da bancada, dividido em três partes: **estrutura de hardware** (2.1), **placa de**

**condicionamento de sinal** (2.2) e **estrutura de software** (2.3). A estrutura de hardware aborda os principais componentes utilizados, como o **motor de indução** (2.1.1), o **retificador inversor** (2.1.2), o **variac** (2.1.3), o **encoder** (2.1.4) e o **microcontrolador** (2.1.5). A **placa de condicionamento de sinal**, principal elemento deste projeto, é detalhada com foco no **acionamento do inversor** (2.2.1), no **condicionamento do sensor de velocidade** (2.2.2) e **condicionamento do sensor de corrente** (2.2.3), além da descrição da **fonte de alimentação** (2.2.4) e da **confecção da placa de circuito impresso** (2.2.5). A estrutura de software (2.3) apresenta o desenvolvimento dos programas embarcados responsáveis pela comunicação e controle do sistema.

O **Capítulo 3 – Resultados** apresenta os dados obtidos a partir da construção e testes da bancada, incluindo figuras, medições e análises dos circuitos projetados. São apresentados os resultados referentes ao **condicionamento do sinal PWM trifásico** (3.3), à **leitura de corrente** (3.5) e à **leitura de velocidade** (3.6).

Por fim, o **Capítulo 4 – Conclusão** retoma de forma geral o desenvolvimento do projeto, apresentando as considerações finais sobre a construção e o funcionamento da bancada.

## **2 METODOLOGIA**

Nesta seção será discutida a metodologia utilizada para o desenvolvimento do projeto em três etapas, sendo elas: Estrutura de hardware, Placa de condicionamento de sinal e Estrutura de software, bem como os fundamentos teóricos relacionados a cada etapa do projeto.

### **2.1 ESTRUTURA DE HARDWARE**

Os componentes e métodos utilizados para desenvolvimento da bancada são apresentados nesta parte, bem como seus respectivos dados técnicos e justificativas de escolhas.

#### **2.1.1 Motor de indução**

O motor de indução que será acionado pela bancada experimental é apresentado nesta seção. Primeiramente, são discutidos seu princípio de funcionamento e a estrutura do rotor em gaiola de esquilo. Em seguida, abordam-se suas principais características operacionais. Por fim, também será apresentado o modelo específico que será utilizado nos ensaios.

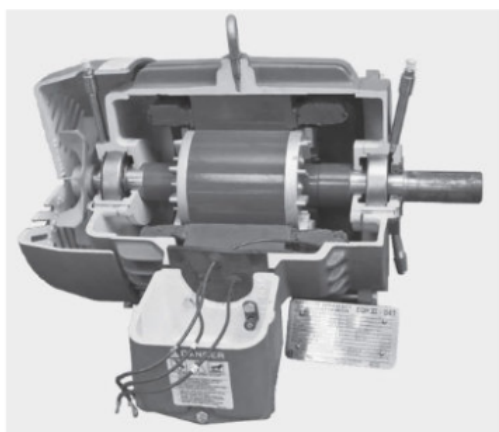
##### **2.1.1.1 Definição**

Nas máquinas de indução, as correntes nos enrolamentos do rotor são geradas por indução eletromagnética devido à variação temporal das correntes do estator e ao movimento relativo entre rotor e estator. O estator dessas máquinas possui enrolamentos semelhantes aos de uma máquina síncrona. No entanto, os enrolamentos do rotor encontram-se eletricamente curto-circuitados e, em geral, não possuem conexões externas. Dessa forma, a transferência de energia para o rotor ocorre por meio da ação transformadora dos enrolamentos do estator.

Um exemplo típico de construção é o motor de indução com rotor em gaiola de esquilo, cuja vista em corte longitudinal pode ser observada na Figura 4. Nesse tipo de

motor, os "enrolamentos" no rotor são constituídos por barras sólidas de alumínio, fundidas nas ranhuras do rotor e conectadas eletricamente por anéis de alumínio fundido em ambas as extremidades. Essa configuração estrutural confere aos motores de indução um baixo custo de fabricação e alta confiabilidade, fatores que justificam sua ampla aplicação na indústria (FITZGERALD; KINGSLEY, 2007).

Figura 4: Motor de indução vista em corte.



Fonte: Fitzgerald e Kingsley (2007).

Diferentemente das máquinas síncronas, onde o rotor contém um enrolamento de campo alimentado por corrente contínua (CC) e gira em sincronismo com a onda de fluxo gerada pelas correntes alternadas (CA) da armadura, os rotores das máquinas de indução não possuem alimentação externa. Em vez disso, as correntes são induzidas nos enrolamentos curto-circuitados do rotor devido à interação com o campo magnético da armadura. Esse princípio de funcionamento torna as máquinas de indução inerentemente assíncronas, pois o conjugado eletromecânico só é gerado quando há uma diferença entre a velocidade do rotor e a velocidade síncrona (FITZGERALD; KINGSLEY, 2007).

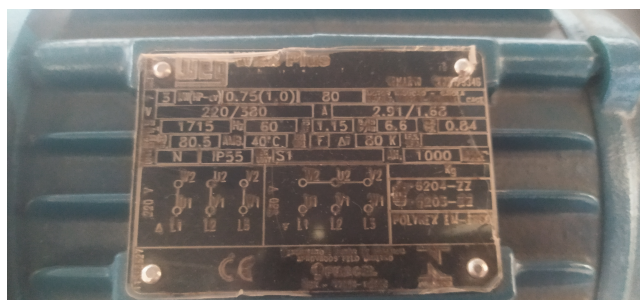
Embora o rotor opere de maneira assíncrona, a onda de fluxo gerada pelas correntes induzidas no rotor gira em perfeita sincronia com a onda de fluxo do estator. Essa característica é essencial para que a máquina de indução seja capaz de produzir conjugado líquido. Durante a operação como motor, a velocidade do rotor permanece ligeiramente inferior à velocidade síncrona, de modo que o fluxo da armadura precede o do rotor, exercendo uma força eletromagnética que impulsiona o rotor, semelhante ao que ocorre em motores síncronos (FITZGERALD; KINGSLEY, 2007).

Devido ao fato de as correntes no rotor serem geradas por indução, a máquina de indução pode ser analisada sob a perspectiva de um transformador, onde a potência elétrica é transferida entre estator e rotor, acompanhada de uma mudança na frequência e da conversão em potência mecânica. Embora essas máquinas sejam amplamente utilizadas como motores, nos últimos anos tem-se observado que os geradores de indução apresentam excelente desempenho em aplicações como geração de energia eólica (FITZGERALD; KINGSLEY, 2007).

#### 2.1.1.2 Motor utilizado na bancada

Para uso no projeto em bancada, utilizou-se o motor de indução disponível nos laboratório Nullen da Universidade Federal de São Carlos, modelo W22 Plus de 1 Cv da fabricante brasileira WEG, as especificação técnica são disponibilizadas pelo fabricante no site do mesmo WEG.NET (2025). Para uso no projeto, na placa de dados da Figura 5 estão disponíveis as especificações elétricas desta máquina.

Figura 5: Placa de especificações do motor utilizado no projeto.



Fonte: Autoria Própria.

Por se tratar de um kit didático, esse motor está posicionado em uma estrutura de madeira com os fios dos enrolamentos de armadura conectados a terminais de conexão rápida para facilidade de manejo dos usuários. A Figura 6 é uma foto real da máquina utilizada no projeto.

Figura 6: Motor trifásico Weg utilizado no projeto.

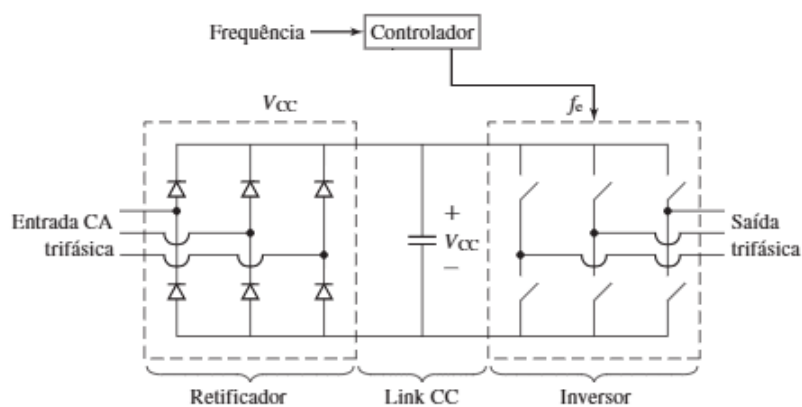


Fonte: Autoria Própria.

### 2.1.2 Retificador inversor

A forma mais simples de controlar a velocidade de um motor assíncrono é ajustando a frequência da tensão aplicada à armadura. Isso é possível utilizando um inversor de tensão polifásico, como o inversor trifásico ilustrado na Figura 7. O bloco de retificação gera a tensão contínua  $V_{CC}$  no capacitor do link CC, e a modulação por largura de pulso (PWM) permite controlar as chaves do bloco inversor, resultando em formas de onda de tensão com amplitude variável. Em aplicações com máquinas de corrente alternada (CA), o controle da amplitude da tensão aplicada deve acompanhar o controle de frequência para garantir o funcionamento adequado (FITZGERALD; KINGSLEY, 2007).

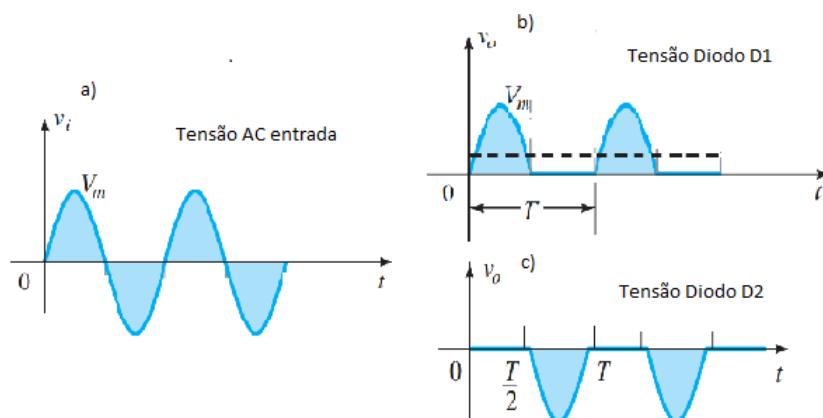
Figura 7: Retificador inversor fonte de tensão trifásica.



Fonte: Adaptado de Fitzgerald e Kingsley (2007).

Para compreender o funcionamento do retificador inversor, será feita uma análise para cada etapa deste dispositivo, a começar pela ponte retificadora. Essa parte do sistema, é responsável por receber a rede trifásica com amplitude e frequência fixas, para facilitar a análise considera-se apenas um dos braços do retificador, ele é composto por dois diodos de potência um conectado ao terminal positivo do barramento CC (D1) e outro conectado ao terminal negativo do mesmo barramento (D2), quando o potencial da tensão CA de entrada é maior que do barramento CC, a corrente irá fluir a através do diodo D1 pois este estará diretamente polarizado, no entanto, quando o potencial da tensão CA é menor que do terminal negativo do barramento CC, a corrente passa a fluir pelo diodo D2.

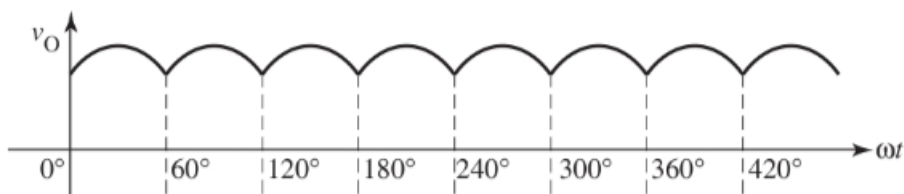
Figura 8: Tensão sobre um braço do retificador.



Fonte: Adaptado de Boylestad e Nashelsky (2013).

O gráfico A da Figura 8 representa a tensão de entrada CA do retificador, o gráfico B representa a tensão sobre o diodo D1, este permite condução nos instantes de tempo que a senoide de entrada é positiva, já o gráfico C representa o processo inverso, quando a senoide é negativa o diodo D2 passa a conduzir, esse ciclo se repete constantemente. A tensão vista sobre o barramento para um braço é de picos consecutivos positivos com defasagem de  $180^\circ$ .

Figura 9: Tensão vista pelo barramento sem filtro.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

Como o retificador é composto por três braços de retificação que por sua vez cada um recebe um senoide que estão defasada entre si de  $120^\circ$ , a tensão vista sobre o barramento passa a ser picos positivos com defasagem de  $60^\circ$ , como há sobreposição das tensões, esses picos possuem valor superior ao da senoide original na escala de  $\sqrt{3}$  vezes, ou seja, para uma senoide de entrada com tensão de fase de  $127 V_{rms}$ , com valor de pico de aproximadamente  $180 V$ , a tensão de pico vista no barramento será de aproximadamente  $311 V$  conforme a Equação 2.1. A Figura 9 representa a tensão vista no barramento com os três braços de retificação.

$$V_{\text{barramento, pico}} \approx \sqrt{3} \times 180 V \approx 311 V \quad (2.1)$$

Passando para o próximo estágio, pela Figura 7 há um capacitor entre o retificador e o inversor, esse elemento é responsável por filtrar os picos de tensão vistos no barramento como o da Figura 9, o efeito de carga e descarga do capacitor possibilita a manutenção da tensão nos instantes em entre picos, onde há os vales que representam a queda de tensão indesejada. Normalmente, esse capacitor é na verdade um conjunto de capacitores de alta capacitância que formam os denominados "bancos de capacitores", dado sua alta capacidade de armazenamento de carga e elevado tempo de descarga, esse banco permite tornar praticamente contínua a tensão vista no barramento CC. A Figura 10 representa o banco de capacitor presente no retificador inversor utilizado no projeto.

Figura 10: Banco de capacitor.



Fonte: Autorial Própria.

Com a ponte retificadora trifásica e o banco de capacitores, tem-se o sistema para transformar corrente alternada presente na rede para corrente contínua, que em seguida será modulada conforme a necessidade no acionamento do motor de indução.

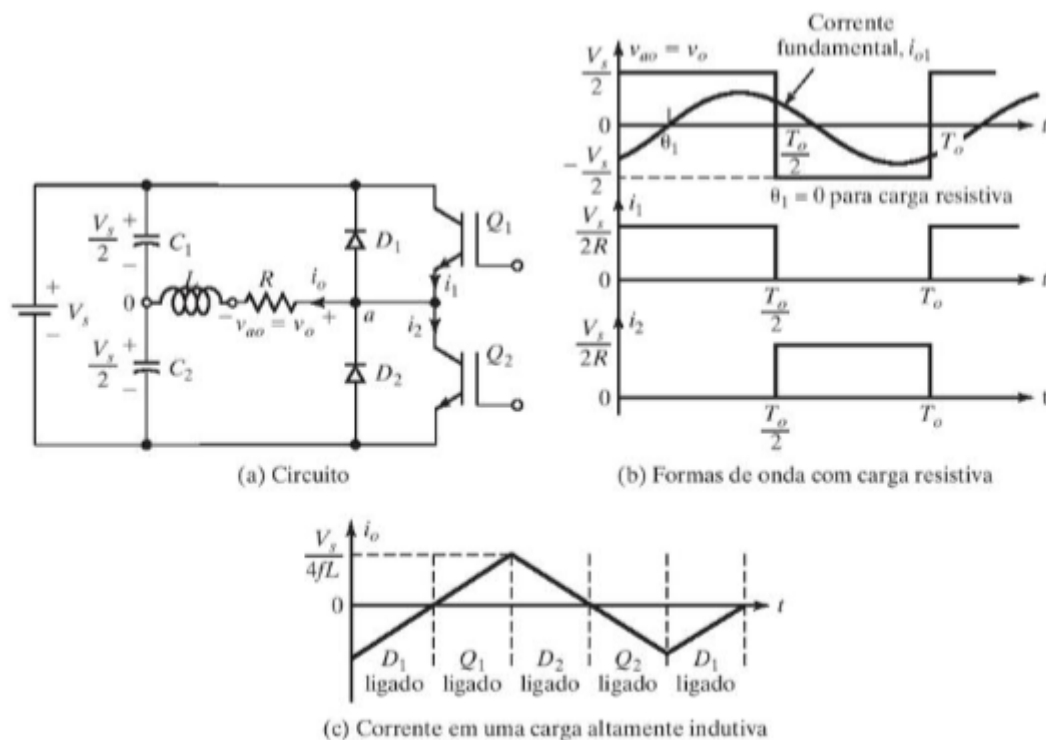
O último estágio consiste no inversor de frequência, é um circuito que converte potência CC em potência CA com a frequência e tensão de saída desejada, a tensão de saída possui uma forma de onda periódica que possa ser aproximada de uma forma senoidal, ele utiliza dispositivos semicondutores de potência, com princípios de mutação (AHMED, 2000).

A tensão de saída pode ser variável através da variação da tensão de entrada CC, no caso, o controle do retificador, mantendo o ganho do inversor entre entrada e saída constante, mas no caso desse projeto não há controle de tensão no retificador, com isso, uma tensão variável de saída pode ser obtida pela variação do ganho do inversor, isso é realizado através do controle da modulação por largura de pulso (PWM) no inversor (RASHID, 2014).

O funcionamento básico dos inversores monofásicos pode ser explicado com auxílio da Figura 11a. O circuito inversor é constituído por duas chaves semicondutores (\*choppers\*). Quando apenas o transistor  $Q_1$  está conduzindo por um período de  $T/2$ , a tensão instantânea aplicada à carga será  $V/2$ . Por outro lado, se apenas o transistor  $Q_2$  estiver aci-

onado por um tempo  $T/2$ , a tensão aplicada será  $-V/2$ . O projeto do circuito de controle deve garantir que  $Q_1$  e  $Q_2$  nunca sejam ligados simultaneamente (RASHID, 2014).

Figura 11: Inversor monofásico de meia ponte

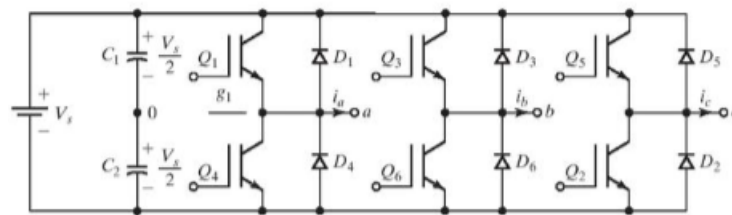


Fonte: Rashid (2014)

Na Figura 11.b, são apresentadas as formas de onda da tensão de saída e das correntes nos transistores para uma carga resistiva. Para essa carga, o deslocamento de fase entre tensão e corrente é zero ( $\theta = 0$ ). Esse tipo de inversor requer uma fonte CC de três fios. Durante os momentos em que um transistor está desligado, a tensão reversa sobre a carga é  $V$  e não  $V/2$ . Esse tipo de inversor é conhecido como inversor de meia ponte (RASHID, 2014).

Já para a aplicação desse projeto, para configurar um inversor trifásico, é possível conectar três inversores monofásicos de meia ponte (ou de ponte completa) em paralelo, como mostrado na Figura 12. Os sinais de acionamento dos inversores monofásicos precisam ser defasados entre si em  $120^\circ$ , seja adiantando ou atrasando o sinal de um em relação ao outro, para gerar tensões trifásicas equilibradas nas frequências fundamentais (RASHID, 2014).

Figura 12: Inversor trifásico.



Fonte: Rashid (2014).

Em cada momento do ciclo de operação, três transistores estão em condução. Quando o transistor  $Q_1$  está ligado, o terminal  $a$  é conectado ao terminal positivo da tensão de entrada da fonte CC. Quando o transistor  $Q_4$  está ligado, o terminal  $a$  é conectado ao terminal negativo da fonte CC. Os sinais de comando são defasados em  $60^\circ$  entre si para gerar tensões trifásicas equilibradas na frequência fundamental, já as chaves de cada braço do inversor ( $S_1, S_3, S_5$  e  $S_2, S_4, S_6$ ) não podem ser acionadas simultaneamente, pois isso causaria um curto-circuito na fonte de alimentação, com isso para evitar essas situações, as chaves de um mesmo braço nunca devem conduzir ao mesmo tempo, nas próximas seções desse trabalho é projeto um sistema para proteção dessa situação descrita (RASHID, 2014).

A Tabela 2 apresenta os oito estados possíveis das chaves. Os transistores  $Q_1$  e  $Q_4$  atuam como chaves  $S_1$  e  $S_4$ , respectivamente. Em cada ciclo, três chaves conduzem simultaneamente, enquanto as outras permanecem desligadas, os estados de 1 a 6 geram diferentes níveis de tensão de saída, enquanto os estados 7 e 8 correspondem a situações em que todas as correntes fluem livremente pelos diodos de retorno. Para controlar a forma de onda de tensão, o inversor seleciona apenas os estados válidos, utilizando uma técnica de modulação que garante uma comutação segura e evita curtos-circuitos (RASHID, 2014).

A técnica utilizada para acionamento das chaves será discutido na seção de estrutura de software, bem como a metodologia utilizada para implementa-la em código.

Tabela 2: Estados das chaves e tensões resultantes no inversor trifásico.

Estado	Estado n°	Estado das chaves e tensões
$S_1, S_3, S_5$ ligadas, $S_2, S_4, S_6$ desligadas	1	$v_{ao} = V_s, v_{bo} = 0, v_{co} = -V_s$
$S_1, S_3, S_6$ ligadas, $S_2, S_4, S_5$ desligadas	2	$v_{ao} = 0, v_{bo} = V_s, v_{co} = -V_s$
$S_1, S_4, S_6$ ligadas, $S_2, S_3, S_5$ desligadas	3	$v_{ao} = -V_s, v_{bo} = V_s, v_{co} = 0$
$S_2, S_4, S_6$ ligadas, $S_1, S_3, S_5$ desligadas	4	$v_{ao} = -V_s, v_{bo} = 0, v_{co} = V_s$
$S_2, S_4, S_5$ ligadas, $S_1, S_3, S_6$ desligadas	5	$v_{ao} = 0, v_{bo} = -V_s, v_{co} = V_s$
$S_2, S_3, S_5$ ligadas, $S_1, S_4, S_6$ desligadas	6	$v_{ao} = V_s, v_{bo} = -V_s, v_{co} = 0$
$S_1, S_2, S_3$ ligadas, $S_4, S_5, S_6$ desligadas	7	$v_{ao} = 0, v_{bo} = 0, v_{co} = 0$
$S_4, S_5, S_6$ ligadas, $S_1, S_2, S_3$ desligadas	8	$v_{ao} = 0, v_{bo} = 0, v_{co} = 0$

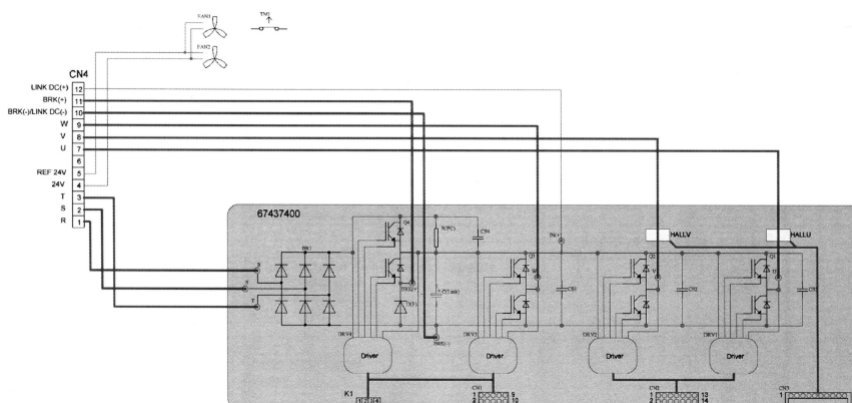
Fonte: Rashid (2014).

### 2.1.2.1 Retificador inversor implementado

O retificador inversor utilizado no projeto é um kit fabricado pela *SEMIKRON* que engloba todos os componentes necessários para o funcionamento do inversor trifásico, como banco de capacitor, driver de acionamento dos transistores IGBT e dissipador de calor para as chaves. Alguns outros circuitos também estão implementados nesse dispositivo, como o do sensor de corrente por efeito Hall e o do ventilador 24 V de resfriamento (Semikron Elektronik, 2023).

A Figura 13 representa o esquemático elétrico simplificado para conexões do kit, nele é possível visualizar os terminais principais de entrada da rede trifásica R, S e T bem como os de saída para a carga U, V e W, ele também dispõem de terminais ligados ao barramento de ponte CC possibilitando a conexão de um resistor para descarga do banco de capacitores. Os conectores CN1 e CN2 do tipo Latch de 10 e 14 vias respectivamente são utilizados para alimentação e comunicação com os drivers de acionamento dos transistores, já o conector CN3 de 10 vias em linha possibilita a alimentação e comunicação com o circuito do sensor de corrente por efeito Hall, que estão implementados na fase U e V.

Figura 13: Esquemático inversor trifásico utilizado na bancada.



Fonte: Semikron Elektronik (2023).

Para fins de projeto e implementação em bancada, está disponível na Tabela 3 os parâmetros de operação de entrada e saída da inversor trifásico da Semikron.

Tabela 3: Parâmetros de entrada e saída do inversor trifásico Semikron.

Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidade
$V_{ent}$	Tensão CA de entrada do retificador	250	V
$I_{saida}$	Corrente de saída sem sobrecarga	26	A
$F_{chmax}$	Máxima frequência de chaveamento	20	kHz
$C_{eqv}$	Capacitância equivalente banco	3	mF
$V_{dcmax}$	Máxima tensão barramento CC	350	V
$V_{fan}$	Tensão nominal ventilador	24	V
$I_{fan}$	Corrente nominal ventilador	110	mA
$V_{dmax}$	Tensão máxima driver de acionamento	15,6	V
$V_{dmin}$	Tensão mínima driver de acionamento	14	V
$V_{acio}$	Tensão de acionamento driver	0/15	V
$V_{ddH}$	Tensão superior típica alimentação Hall	15	V
$V_{eeH}$	Tensão inferior típica alimentação Hall	-15	V

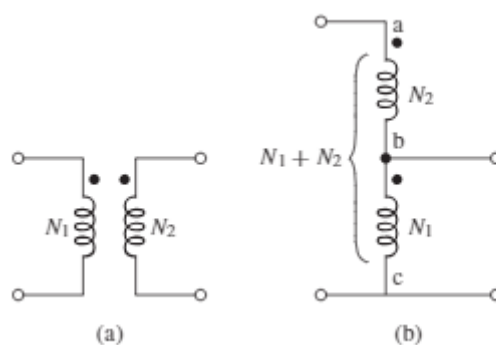
Fonte: Semikron Elektronik (2023).

Na próxima seção será apresentado um item fundamental na aplicação do projeto, o Variac, bem como o porque da sua utilização neste projeto, que está diretamente ligado ao retificador inversor utilizado nesta bancada.

### 2.1.3 Variac

Um Variac é um tipo específico de transformador que consiste em dois ou mais enrolamentos acoplados por meio de um fluxo magnético comum se um desses enrolamentos, o primário, for conectado a uma fonte de tensão alternada, então será produzido um fluxo alternado cuja amplitude dependerá da tensão do primário, da frequência da tensão aplicada e do número de espiras. Uma porção desse fluxo, denominado fluxo mútuo, concatena um segundo enrolamento, o secundário, induzindo neste uma tensão cujo valor depende do número de espiras do secundário, assim como da magnitude do fluxo comum e da frequência. Ao se estabelecer uma proporção adequada entre os números de espiras do primário e do secundário, praticamente qualquer relação de tensões, ou relação de transformação, pode ser obtida. (FITZGERALD; KINGSLEY, 2007).

Figura 14: Autotransformador.



Fonte: Fitzgerald e Kingsley (2007).

Na Figura 14, um transformador de dois enrolamentos é mostrado com  $N_1$  e  $N_2$  espiras nos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. O mesmo efeito de transformação sobre tensões, correntes e impedâncias pode ser obtido quando esses enrolamentos são conectados como mostrado na Figura 14. No entanto, observe que nessa Figura o enrolamento  $bc$  é comum a ambos os circuitos do primário e do secundário. Esse tipo de transformador é chamado autotransformador. É similar a um transformador normal conectado de forma especial, exceto que os enrolamentos devem ser isolados adequadamente para suportar a tensão de funcionamento (FITZGERALD; KINGSLEY, 2007).

O Variac consiste em um autotransformador em que o enrolamento do secundário é variado, comumente de forma mecânica, possibilitando o ajuste de relação das espiras e consequentemente também a relação entre tensão e corrente da entrada e saída.

O uso deste mecanismo faz-se necessário neste projeto devido ao sistema do retificador inversor, nele há um banco de capacitores de 3000 uF, que é introduzido entre os dois estágios da fonte de alimentação, para ajuste do tempo de retenção da tensão de entrada e dos valores harmônicos da forma de onda de entrada, esse banco causa uma alta corrente de partida por alguns ciclos visto que a variação de tensão " $dv/dt$ " é elevada na aplicação direta de energia à rede de alimentação; Este alto " $dv/dt$ ", causa uma alta corrente de pico, cujo valor pode ser maior que a corrente nominal do componente do circuito e pode danificar ou destruir seriamente esses componentes (OKILLY; KIM; BAEK, 2020).

O ajuste gradativo do Variac na entrada do sistema, permite que a tensão aplicada ao sistema seja também gradativa até o valor nominal, impedindo que a variação de tensão no banco de capacitor seja de amplitude considerável. A Figura 15, representa o modelo de Variac utilizado em laboratório no projeto, esse modelo permite o ajuste gradativo da amplitude de todas as três fases.

Figura 15: Variac utilizado no projeto.



Fonte: Autoria Própria.

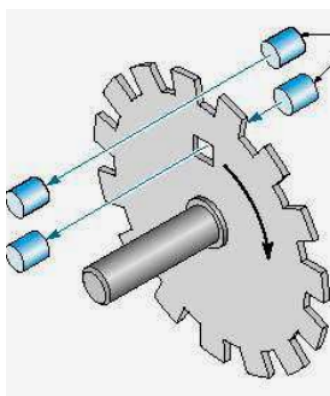
### 2.1.4 Encoder

Um encoder é um dos dispositivos mais usados para medir posição angular, emprega recursos óticos para fornecer um valor proporcional ao ângulo de rotação do eixo do atuador, além disso, possibilita alta resolução e alta repetibilidade nas medidas. O princípio de funcionamento baseia-se na interrupção de um feixe luminoso que incide sobre um sensor ótico, por meio de um disco fixo ao eixo do atuador, produzindo uma saída digital, eliminando a necessidade de um conversor analógico digital, também, não possuem contatos mecânicos, o que elimina ruídos e aumenta a durabilidade do mecanismo (INÁCIO, 2009).

O encoder incremental possui um disco com apenas uma trilha com dentes igualmente espaçados, a posição é determinada pela contagem do número de dentes que passam na frente de um foto-sensor, onde cada dente representa um ângulo conhecido. O número de pulsos por volta do disco, ou seja para 360° de rotação do eixo do atuador, pode variar com o tipo de disco e com o tamanho dos foto-sensores utilizados. Um foto-sensor apenas não permite determinar o sentido de rotação do disco. Um sistema com dois foto-sensores pode ser utilizado (INÁCIO, 2009).

A Figura 16 exemplifica a construção interna do encoder com dois foto-sensores, sendo um alocado para leitura de posição do disco e o outro de forma a obter um pulso a cada revolução. Um modelo de encoder normalmente utilizado, possui um terceiro foto sensor também posicionado na primeira trilha do disco, no entanto, deslocado do primeiro sensor, esse é comumente conhecido como canal B, ele possibilita identificar o sentido de rotação do eixo do encoder a partir da comparação da ordem dos pulsos com o primeiro sensor, denominado canal A. O sensor que representa o pulso a cada revolução é denominado de canal Z.

Figura 16: Representação disco encoder.



Fonte: Inácio (2009).

No projeto da bancada, foi utilizado um encoder de resolução 2500 pulsos por revolução (PPR), da marca Omron modelo e6b2-cwz1x o mesmo possui 6 canais disponíveis, sendo eles: Canal A, canal A complementar, Canal B, Canal B complementar, Canal Z e canal Z complementar, além disso, há dois fios para alimentação, vermelho para 5 V e preto para o 0 V. A Figura 17 representa o modelo descrito e utilizado no projeto.

Figura 17: Encoder utilizado modelo e6b2-cwz1x 2500p.



Fonte: Autoria Própria.

#### 2.1.4.1 Flange

Para possibilitar a leitura da velocidade do motor de indução, foi projetado e fabricado um flange de acoplamento. O flange desenvolvido para acoplar um encoder ao eixo de um motor de indução foi fabricado em nylon técnico (tecnil), material de fácil

usinagem devido sua baixa dureza e com resistência suficiente para atender ao projeto.

O projeto foi realizado para atender as especificações dos componentes envolvidos. O eixo do motor de indução possui um diâmetro de 19 mm, enquanto o eixo do encoder possui um diâmetro de 6 mm, com isso, para compatibilizar essas dimensões, o flange apresenta um furo central na medida do eixo do motor, devidamente ajustado às tolerâncias necessárias para assegurar um encaixe preciso, enquanto que na outra extremidade há um rebaixo de 5 mm que permite acoplar a bucha flexível do encoder.

A fixação do flange no eixo do motor de indução é feita por meio de um parafuso allen sem cabeça, este parafuso é inserido radialmente no corpo do flange e, ao ser apertado, permite o travamento no eixo do motor, prevenindo deslizamentos ou desalinhamentos durante a operação. Na extremidade oposta, o flange conecta-se ao eixo do encoder através de uma bucha flexível fornecida com o encoder. Esta bucha desempenha a absorção de desalinhamentos e vibrações que podem ocorrer durante a operação, garantindo a integridade da transmissão do movimento rotacional para o encoder. A fabricação do flange foi realizada em um torno mecânico, assegurando precisão dimensional e acabamento adequado.

Figura 18: Flange e bucha flexível acoplado ao motor.



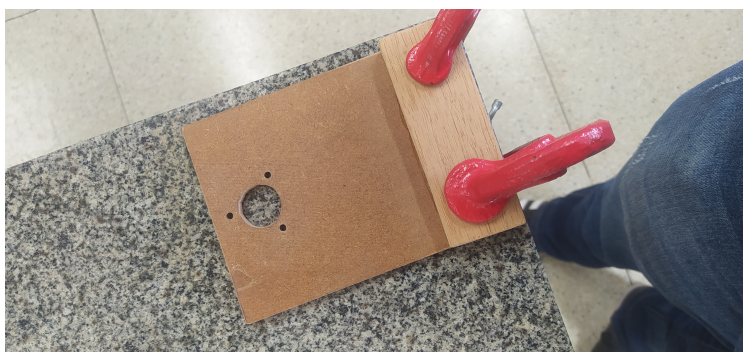
Fonte: Aatoria Própria.

A Figura 18 mostra a versão final do flange projetado, em uma das extremidades é possível visualizar a bucha flexível na cor preta que é responsável pela absorção de impactos e possíveis desalinhamentos.

#### 2.1.4.2 Suporte de fixação

O suporte para fixação do encoder foi manufaturado em madeira, conforme mostra a Figura 19 e projetado para ser utilizado em uma bancada junto ao motor de indução. Inicialmente, a peça de madeira foi cortada na altura ideal, para garantir o alinhamento preciso entre o eixo do encoder e o eixo do motor. No centro do suporte, foi realizado um furo para o encaixe do encoder, enquanto outros três furos adicionais foram feitos estrategicamente para possibilitar a fixação do encoder à estrutura de madeira.

Figura 19: Suporte do Encoder sendo fabricado.



Fonte: Autoria Própria.

Para ajustar a distância necessária entre o eixo do motor e o eixo do encoder, permitindo a instalação do flange previamente projetado, um calço adicional, também em madeira, foi inserido na parte inferior do suporte. Esse calço permitiu ajustes na posição relativa dos componentes. Todo o processo de fabricação foi executado no laboratório Nullen, localizado na Universidade Federal de São Carlos (UFSCar). A Figura 20 apresenta a versão final do suporte de madeira.

Figura 20: Encoder acoplado no motor com suporte finalizado.



Fonte: Autoria Própria.

### 2.1.5 Microcontrolador

Um microcontrolador é um componente eletrônico incorporado a sistemas eletrônicos para executar funções específicas. Ele pode ser encontrado em diversos dispositivos, como eletrodomésticos (TVs, micro-ondas, geladeiras), bem como em aplicações industriais e automotivas. Para garantir sua versatilidade, os microcontroladores possuem diversos recursos integrados, como portas de entrada e saída, comunicação serial, conversores AD/DA, saídas PWM, temporizadores, interrupções, além de diferentes tipos de memória, como RAM, EEPROM e ROM. Além disso, diferentemente dos microprocessadores, que dependem de componentes externos para formar um sistema completo, os microcontroladores já possuem, em uma única pastilha, todos os blocos necessários para o processamento de informações. Devido a essa integração, os microcontroladores são amplamente utilizados em sistemas embarcados, controle de periféricos e diversas outras situações que exigem um controle específico e eficiente (Valdemir Martins, 2024).

Neste contexto, o microcontrolador STM32F407VE da STMicroelectronics utilizado no projeto possui um processador ARM Cortex-M4 de 32 bits, capaz de operar a uma frequência de até 168 MHz, o que proporciona um alto poder de processamento para a implementação de algoritmos de controle complexos. Uma das principais funções que esse microcontrolador deve desempenhar é a geração do sinal PWM (Pulse Width Modulation) trifásico, necessário para o acionamento do inversor. O STM32F407VE possui timers avançados que permitem a geração de sinais PWM de alta precisão mais especifica-

mente o timer 1 e 8 de acordo com o *datasheet* (STMicroelectronics, 2025a), garantindo um controle da tensão e da frequência aplicadas ao motor de indução.

Além da geração de sinais PWM, outro recurso do microcontrolador STM32F407VE para o acionamento do inversor e controle do motor de indução é o conversor Analógico-Digital (ADC, do inglês *Analog-to-Digital Converter*). Esse conversor permite a aquisição de sinais analógicos provenientes de sensores, como os que geram níveis de tensão analógico, que são fundamentais para a realimentação do sistema de controle.

O STM32F407VE possui múltiplos canais ADC, organizados em três conversores independentes (ADC1, ADC2 e ADC3), isso possibilita a amostragem simultânea de diferentes sinais analógicos, um recurso crucial para aplicações de controle de motores, onde a leitura síncrona de grandezas como as correntes é necessária para implementar o controle. A resolução dos conversores ADC nesse microcontrolador é de 12 bits, o que significa que um sinal analógico aplicado à entrada do ADC será convertido em um valor digital que pode assumir 4096 níveis distintos. Supondo um intervalo de operação de 0 a 3,3V (tensão de referência do ADC), a menor variação detectável, também chamada de LSB (Least Significant Bit), pode ser calculada como (STMicroelectronics, 2025a):

$$LSB = \frac{3.3V}{2^{12}} = \frac{3,3V}{4096} \approx 0.805 \text{ mV} \quad (2.2)$$

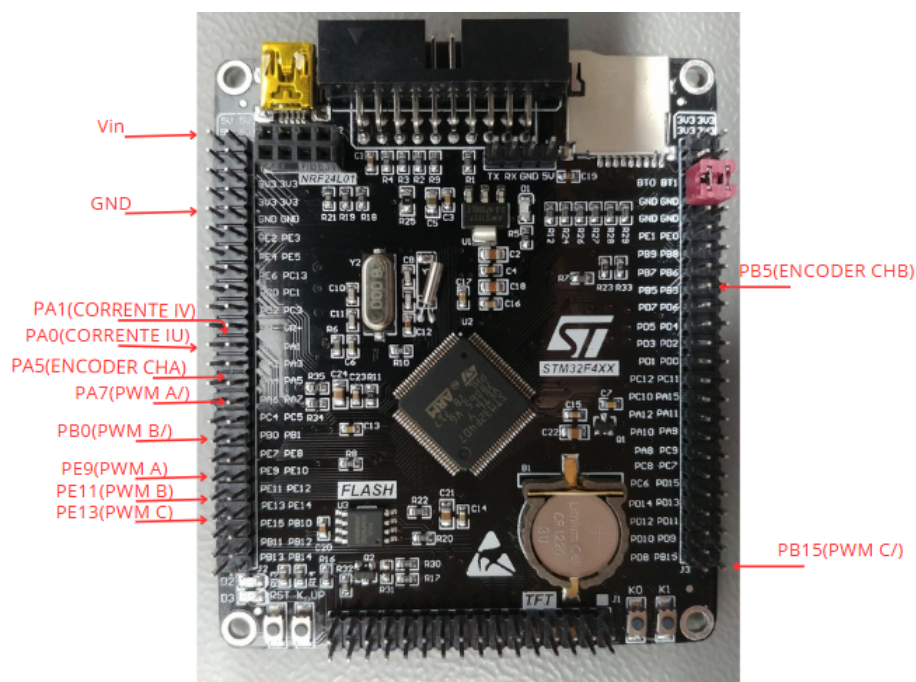
Isso significa que qualquer variação de tensão superior a aproximadamente 0,805 mV será detectada e convertida em um valor digital correspondente. O processo de conversão analógico-digital ocorre em várias etapas, inicialmente, o sinal analógico é amostrado e mantido, garantindo que seu valor permaneça constante durante a conversão. Em seguida, um comparador interno avalia a amplitude do sinal em relação a uma referência, determinando o valor binário correspondente. esse processo ocorre de forma sucessiva até que a conversão seja finalizada e o valor digital possa ser lido pelo software de controle.

O STM32F407VE possui timers avançados, especificamente os TIM1 e TIM8, que são projetados para aplicações que exigem controle de PWM trifásico com sinais complementares, com isso, os timers são baseados em canais PWM que operam de forma sincronizada já que no caso do controle de um inversor trifásico, é necessário gerar três

sinais PWM principais (PWMA, PWMB, PWMC ) e seus respectivos complementares (  $\overline{PWMA}$ ,  $\overline{PWMB}$ ,  $\overline{PWMC}$  ). Cada um dos três canais do timer avançado é configurado no modo PWM e gera dois sinais de saída, um normal e um complementar., isso é o básico para o acionamento de meia ponte com transistors IGBTs, como o do inversor de frequência utilizado, para que os transistores operem corretamente sem curto-circuitar a alimentação.

O microcontrolador também dispõe de pinos dedicados à leitura de sinais digitais, permitindo a aquisição de dados do encoder, utilizado para medição de velocidade do motor, esses pinos são configurados para capturar transições lógicas e registrar os pulsos gerados pelo encoder e normalmente estão vinculados também a um timer que permita aplicação no modo encoder. Além disso, há uma interface serial disponível para a exportação dos dados adquiridos, facilitando o monitoramento e a análise posterior por meio de softwares de tratamento de dados como *matlab* ou *python*. Essa comunicação permite a avaliação do desempenho do sistema em tempo real, otimizando o controle do motor conforme necessário.

Figura 21: Disposição dos pinos utilizados do microcontrolador.



Fonte: Autoria Própria

A Figura 21 apresenta o esquemático da placa de desenvolvimento genérica com o chip STM32F407VE utilizada nesse projeto, os pinos em destaque e legendados são os utilizados para as finalidades descritas anteriormente, como PWM, leitura encoder, conversor AD corrente, serial e alimentação.

A placa de condicionamento a ser discutida na próxima seção permite a comunicação com qualquer microcontrolador desde que este tenha as mínimas funções apresentadas nesta seção para o controle da MIT, e que os níveis de tensão de operação estejam dentro dos exemplificados com a aplicação dos STM32F407VE.

## 2.2 PLACA DE CONDICIONAMENTO SINAL

A fim de interligar o sistema do microcontrolador ao do retificador inversor, foi projetado um circuito de condicionamento de sinal que permitisse a comunicação entre esses dois dispositivos, tanto para o chaveamento no inversor de frequência quanto para leitura de corrente e velocidade da máquina de indução. Este, foi fabricado em uma placa de circuito impresso utilizando técnicas de confecção de circuitos em placas de fenolite com camada de cobre. As próximas seções detalharão toda a construção do projeto quanto a manufatura da placa.

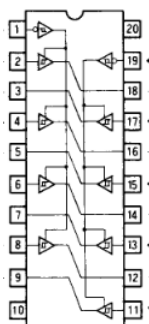
### 2.2.1 Acionamento inversor

Como princípio para construção do circuito de condicionamento de sinal, considerou-se a amplitude de tensão e corrente e tipo de sinal necessários na entrada do drive de acionamento do retificador inversor levando em consideração também esses mesmos fatores na saída do microcontrolador. Essa análise é essencial para o dimensionamento e seleção dos componentes para a construção desta "ponte" de sinal, com isso, o detalhamento da construção será realizado nesta seção, partindo do sinal de entrada do sistema (PWM do microcontrolador) para o sinal de saída (acionamento do retificador inversor), de forma que o conjunto do sistema seja apresentado ao final desta seção.

O sinal fornecido pelo microcontrolador é do tipo PWM (Pulse Width Modulation)

com amplitude de 3,3 V e corrente máxima de 25 mA de acordo com o datasheet, levando isso em consideração, o primeiro estágio do circuito de condicionamento de sinal é um *buffer* que é um componente eletrônico projetado para intermediar a transmissão de sinais ou dados entre dispositivos, com isso, ele possui uma alta impedância de entrada e atua como um amplificador ou isolador, garantindo que os sinais mantenham sua integridade ao atravessar diferentes partes do sistema, neste sistema funciona principalmente como uma proteção para o microcontrolador.

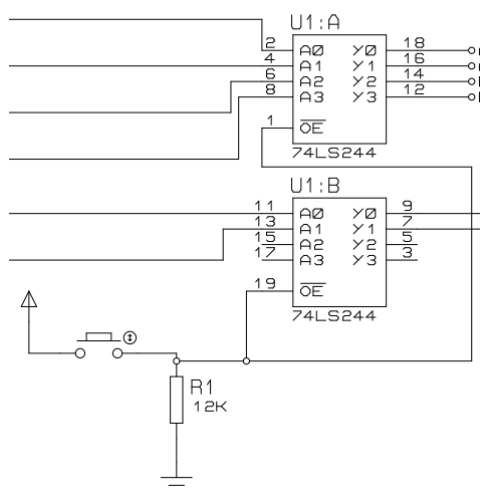
Figura 22: Esquemático SN74LS244.



Fonte: ON Semiconductor (2002).

O circuito integrado de utilizado no projeto é o SN74LS244, esse modelo de CI possui disponível em seu encapsulamento 8 *buffers*, possibilitando que apenas uma unidade desse componente seja utilizada, visto que é necessário seis *buffers* sendo um para cada canal de PWM. A Figura 22 representa a distribuição de pinos deste CI em encapsulamento DIP20, nela é possível observar que os pinos 1 e 19 são dedicados ao controle de funcionamento, quando estão em nível lógico alto a comunicação entre entrada e saída é interrompida, neste projeto, esta porta foi conectada a um botão de pulso e um resistor de *pulldown* conforme o esquemático da Figura 23, para que seja possível a interrupção ou reinicialização do CI do *buffer* de forma manual.

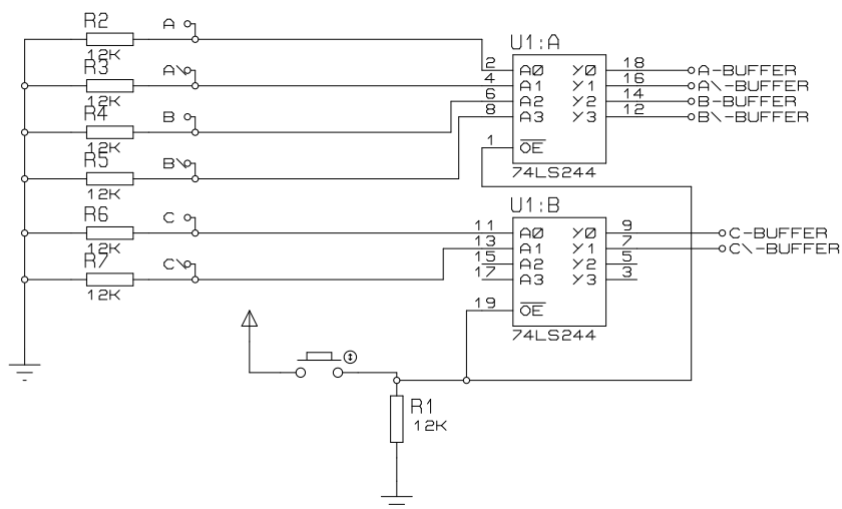
Figura 23: Circuito de reset do buffet com botão de pulso.



Fonte: Autoria Própria.

No primeiro estágio, além do circuito do *buffer* há resistores conectados diretamente aos terminais de PWM do microcontrolador e também ao negativo, operando como *pull-down*, ou seja, garantindo que quando não a sinal do PWM aquele ponto do circuito permaneça com potencial de 0 V, impossibilitando possíveis flutuações do sinal. A Figura 24 representa o esquemático elétrico do primeiro estágio, com a presença dos conectores do microcontrolador, os resistores de *pull-down* e também o CI de proteção com os *buffers*.

Figura 24: Primeiro estágio condicionamento sinal PWM.



Fonte: Autoria Própria.

No estágio seguinte é implementado um circuito de tempo morto, que em outras palavras representa um intervalo entre o instante de desligamento de um sinal PWM e o instante de acionamento de seu complementar, esse circuito é necessário em vários sistemas de controle, principalmente para proteger a fonte de alimentação de curto circuito instantâneos, ele é implementado para evita curto-circuito entre a subida e descida em cada braço dos transistor presentes no inversor de frequência (ZHANG et al., 2021). O tempo de subida de acionamento do transistor IGPT presente no inversor é diferente do tempo de descida, sendo respectivamente 10ns e 28ns em condições especificar de teste (Semikron International, 2025), com isso, esse circuito é necessário para que haja um intervalo que impeça o acionamento no mesmo instante dos transistores de cada braço do inversor.

O projeto de tempo morto por meio de hardware consiste em dois circuitos básicos, sendo um circuito RC com a constante RC igual ao tempo de atraso desejado e um circuito integrado com porta lógica digital do tipo *AND*. Basicamente, o atraso na borda de subida do PWM acontece através do sinal de saída da porta *AND*, dado a comparação de níveis lógicos das entradas da porta.

Segundo o *datasheet* Incorporated (2020) da porta lógica utilizada no projeto 74HC08 a tensão mínima considerada como nível lógico alto na entrada é de 3,15 V, com isso, o circuito RC deve causar um atraso de forma que a carga do capacitor seja de 3,15 V no tempo desejado de tempo morto, dado a alimentação do circuito de 3,4V. A Equação (2.3) apresenta o calculo realizado para a determinação do valor de resistência do circuito para um atraso pré definido de 1  $\mu$ s e capacitor comercial de 10pF, resultando em um resistor comercial de 100 k $\Omega$ .

A tensão no capacitor ao longo do tempo é dada por:

$$V_C(t) = V_{cc} \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (2.3)$$

Considerando  $V_C(t) = 3,15$  V no tempo  $t = 1$   $\mu$ s, com alimentação  $V_{cc} = 3,4$  V e capacitor de  $C = 10$  pF, determina-se a resistência  $R$  como:

$$3,15 = 3,4 \left( 1 - e^{-\frac{1 \times 10^{-6}}{R \cdot 10 \times 10^{-12}}} \right) \quad (2.4)$$

Isolando  $R$ :

$$R = -\frac{1 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-12} \cdot \ln \left( 1 - \frac{3,15}{3,4} \right)} \approx 93.6 \text{ k}\Omega \quad (2.5)$$

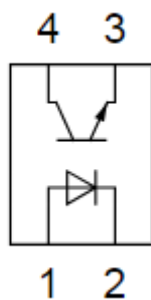
Adota-se, então, o resistor comercial mais próximo:

$$R = 100 \text{ k}\Omega \quad (2.6)$$

Após o estágio do atraso de tempo, é necessário implementar um circuito de isolamento para evitar possíveis interferências na lógica de acionamento do microcontrolador, principalmente por se tratar de um dispositivo digital sensível a ruídos. Para isso, utiliza-se um dispositivo chamado optoacoplador.

Um optoacoplador, é um componente eletrônico que permite a transferência de sinais elétricos entre dois circuitos separados, garantindo isolamento elétrico entre eles. Seu funcionamento baseia-se na conversão do sinal elétrico em luz por meio de um emissor, geralmente um diodo emissor de luz (LED), e na reconversão dessa luz em sinal elétrico por meio de um receptor, como um fototransistor. Essa configuração assegura que os dois circuitos permaneçam eletricamente isolados, prevenindo interferências e protegendo contra surtos de tensão (KASAP, 2013).

Figura 25: Pinagem optoacoplador Pc817.



Fonte: Kexin Electronic (2015)

O optoacoplador selecionado para uso no projeto tem nomenclatura "PC817", trata-se de um dispositivo com quatro terminais, sendo dois para alimentação do LED (1 e 2) e dois do fotosensor (3 e 4). A Figura 25 apresenta o esquema elétrico deste dispositivo, como o led será conectado a saída da porta lógica *AND* que apresenta dois níveis de tensão 0 V e 5 V, é necessário a implementação de um resistor como limitador de corrente em série com o LED. A corrente máxima do LED e do fotosensor é de 50mA, no entanto, a corrente máxima fornecida pela *AND* é de 20mA de acordo com o *datasheet* (INCORPORATED, 2020), com isso, para o projeto foi considerado uma corrente desejada de 10mA sobre o circuito do LED do optoacoplador, de forma que o CI da porta lógica opera apenas com 50% da capacidade máxima de fornecimento de corrente, equação 2.7 apresenta o cálculo do resistor baseado na corrente desejada.

$$R = \frac{U}{I} = \frac{5}{10 \times 10^{-3}} = 500\Omega \quad (2.7)$$

Respeitando o limite imposto anteriormente, o resistor comercial selecionado foi de 560Ω. Por outro lado, na saída do optoacoplador, devido ao fato de o fototransistor conduzir quando o LED interno está ativado, optou-se por implementar a saída do sistema no emissor do fototransistor, correspondente ao pino 3 do circuito integrado, a fim de evitar a inversão da lógica do sinal. Para isso, foi adicionado um resistor de pulldown ao pino 3, enquanto o pino 4, que representa o coletor do fototransistor, foi conectado à linha de 5V proveniente de uma fonte de alimentação secundária.

Como informado anteriormente, a corrente máxima suportada pelo fototransistor é de 50 mA, com isso, a Equação (2.8) apresenta o cálculo do resistor de pulldown necessário, considerando uma tensão de 5 V, para que o fototransistor opere no limite de corrente máxima. No entanto, para garantir maior segurança e evitar a operação no limite, a corrente foi limitada a 50% do valor máximo, equivalente a 25 mA, para isso, o cálculo do resistor de *pulldown* necessário é definido na Equação (2.9). Logo, o resistor comercial selecionado foi de 220Ω.

$$R_{\min} = \frac{V}{I_{\max}} = \frac{5}{50 \times 10^{-3}} = 100\Omega \quad (2.8)$$

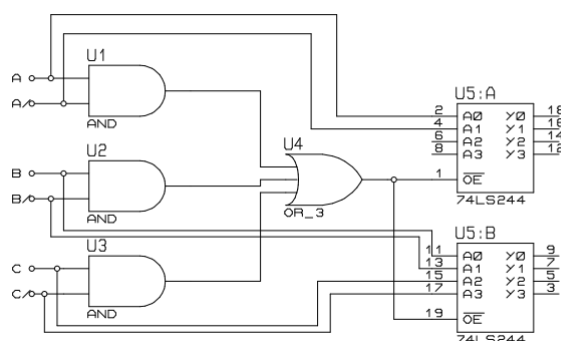
$$R_{50\% I_{max}} = \frac{V}{I_{limit}} = \frac{5}{25 \times 10^{-3}} = 200 \Omega \quad (2.9)$$

Nesse estágio, o sistema já não opera mais com a mesma fonte de alimentação do microcontrolador, por isso é denominado como circuito secundário de acionamento do inversor, como discutido anteriormente, esse fato só tornou-se viável dado a implementação do optoacoplador que permite o isolamento de sinais. Para finalizar o acionamento dos transistores do inversor de frequência ainda é necessário elevar a tensão proveniente dos optoacopladores para níveis de 15 VCC, no entanto, antes desse estágio, será implementado outro *buffer* de proteção.

Após a aplicação do tempo morto e do isolamento de sinais no sistema, implementou-se o circuito integrado 74LS244 que é um *buffer* de proteção novamente, principalmente devido à sua entrada de controle, que permite desativar o sistema ao ser configurada em nível lógico alto, colocando a saída em estado de alta impedância. Diferentemente da abordagem anterior, que utilizava um botão de pulso para desabilitar o sistema, neste caso optou-se pela utilização de portas lógicas *AND*, essas portas verificam os pares de sinais A, B e C, juntamente com seus complementares  $\bar{A}$ ,  $\bar{B}$  e  $\bar{C}$ , provenientes dos optoacopladores, assegurando que, caso um dos pares de sinal apresentem nível lógico alto simultaneamente, uma falha no circuito de tempo morto é detectada.

As saídas das portas *AND*, por sua vez, são conectadas a uma porta lógica *OR* de três entradas, implementada com o CI CD4075 de forma que, se qualquer uma das portas *AND* gerar um nível lógico alto, a saída da porta *OR* também será ativada, sinalizando a falha. Como consequência, a saída em nível lógico alto da porta *OR* é utilizada para acionar a entrada de controle do 74LS244, fazendo com que o *buffer* apresente alta impedância em todas as saídas, desabilitando o funcionamento do sistema de maneira geral. Assim, essa abordagem, assegura a proteção contra o curto circuito da fonte de alimentação do inversor, pois garante que falhas no circuito de tempo morto sejam identificadas e resultem em sua desativação imediata, prevenindo danos. A Figura 26, apresenta o circuito resultante com os três CI utilizados e as devidas conexões.

Figura 26: Circuito de intertravamento.



Fonte: Autoria Própria.

Como último estágio do acionamento dos transistores do inversor de frequência, há a implementação de um *level shifter*. Esse componente, é um circuito utilizado para converter um sinal lógico de um nível de tensão para outro, permitindo a comunicação entre circuitos que operam com diferentes tensões de alimentação. Em sistemas como *System on Chip* (SoC), onde diferentes componentes digitais e analógicos são integrados em um único chip, o uso de *level shifter* é essencial para garantir que sinais de um nível de tensão sejam adequadamente convertidos, permitindo a operação dos circuitos sem interferências ou falhas de comunicação. Esses conversores de nível são componentes críticos em sistemas de múltiplas tensões e são frequentemente usados entre circuitos centrais e circuitos de entrada/saída (I/O) (Manoj Kumar, 2010).

O nível lógico da saída do *buffer* é de 3,4 V, e, para garantir a compatibilidade com os transistores do inversor de frequência, o *level shifter* será responsável por elevar esse sinal para 15 V, para o seu funcionamento, a tensão de alimentação de 15 V é fornecida diretamente pela fonte de alimentação principal.

Adicionalmente, como a saída do *level shifter* é conectada diretamente ao inversor de frequência, isso é realizado por meio de dois conectores do tipo *latch*, sendo um de 10 vias e outro de 14 vias. Esses conectores foram escolhidos em conformidade com as especificações descritas no *datasheet* do inversor de frequência (Semikron Elektronik, 2023), o que possibilita a correta conexão entre os dois dispositivos. Nesse sentido, a Figura 27 apresenta o cabo de 10 e 14 vias construídos e conectados a placa, proporcionando uma visão da interligação da placa de condicionamento de sinal com o inversor de frequência.

Figura 27: Cabos de conexão de 10 e 14 vias.



Fonte: Autorial Própria.

Com isso, tem-se a estrutura completa com todos os estágios de condicionamento de sinal entre o microcontrolador e o inversor e frequência. Na seção seguinte, é apresentado o circuito implementado para a leitura de velocidade pelo microcontrolador a partir dos pulsos gerados pelo encoder acoplado ao eixo do motor.

### 2.2.2 Condicionamento sensor de velocidade

Como discutido anteriormente, o encoder possui dois canais principais para leitura de velocidade o canal A e B, no modelo utilizado ele disponibiliza além da saída desses canais principais, os seus respectivos complementares, isso permite que um receptor diferencial seja utilizado para melhorar a precisão da leitura do sinal pelo microcontrolador.

O receptor diferencial utilizado no projeto é o SN75115 da *Texas Instruments*, este é um componente eletrônico que tem como função detectar sinais diferenciais pequenos enquanto rejeita ruídos comuns. Ele gera sinais compatíveis com a lógica TTL com base na diferença de tensão entre duas entradas, sendo útil em sistemas que exigem alta imunidade ao ruído (Texas Instruments, 2024).

O receptor diferencial SN75115 permite o uso de dois canais de encoder, por isso, foi necessário utilizar um segundo CI para a análise do canal Z, que representa um pulso por revolução do encoder. Dessa forma, todos os três canais ficam disponíveis para leitura no microcontrolador, garantindo maior precisão na leitura dos sinais, devido a operação do

receptor diferencial que proporciona maior imunidade a ruídos externos, assegurando a integridade dos sinais.

A porta digital de leitura do microcontrolador opera com níveis de tensão entre 0 V a 3,3 V, como uma forma de proteger o microcontrolador contra possíveis sobretensões ou sobrecorrente, foi implementado também um circuito que limita a tensão aplicada ao pino do microcontrolador sem que afete os pulsos de sinal do encoder. Para isso, foi implementado um circuito simples utilizando um resistor em série com um diodo Zener de tensão zener de 3,3 V, esse circuito é comumente empregado para limitar tensões aplicadas a dispositivos sensíveis, como microcontroladores, garantindo que a tensão máxima não exceda o limite tolerado.

O resistor tem a função de limitar a corrente que atravessa o diodo Zener, protegendo-o contra danos de sobrecorrente. Quando a tensão de entrada excede o valor da tensão de ruptura do Zener, no caso, 3,3 V, o diodo entra em condução na região de avalanche (modo reverso), mantendo a tensão na carga (o pino do microcontrolador) estabilizada em aproximadamente 3,3 V. Se a tensão de entrada for inferior a 3,3 V, o diodo permanece reversamente polarizado, não conduzindo corrente significativa e, portanto, não interferindo no sinal (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

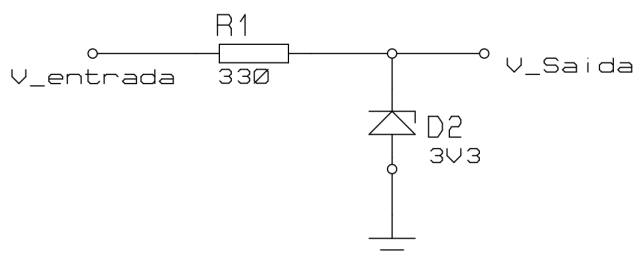
Matematicamente, o funcionamento do circuito pode ser descrito da seguinte forma: supondo que a tensão de entrada  $V_{in}$  seja superior à 3,3 V, a diferença de tensão será dissipada no resistor  $R$ , conforme a Lei de Ohm:

$$I = \frac{V_{in} - V_Z}{R} \quad (2.10)$$

onde:  $I$  é a corrente que atravessa o resistor e o diodo,  $V_Z$  é a tensão de ruptura do Zener (3,3 V neste caso).

O valor do resistor foi calculado de forma que a corrente máxima sobre ele fosse em torno de 5 mA, para um valor de  $V_{in}$  de 5 v, aplicando esses valores da fórmula da lei de Ohm em 2.10 tem-se um resistor no valor comercial de 330  $\Omega$ . A Figura 28 representa um esboço do circuito implementado, dessa forma, a tensão no pino do microcontrolador nunca ultrapassará 3,3 V, protegendo-o de possíveis danos.

Figura 28: Circuito proteção sobretensão.



Fonte: Autoria Própria.

Dois terminais distintos foram utilizados para as conexões de entrada e saída do circuito de condicionamento do sinal do encoder, um terminal latch é do mesmo tipo utilizado anteriormente no circuito de acionamento do inversor, este possui 10 vias, enquanto que o terminal oposto para conexão com o microcontrolador é do tipo de fêmea com espaçamento de 2,54 mm..

Na seção seguinte será discutido como é projetado o circuito de condicionamento de sinal para o sensoriamento das correntes provenientes do inversor de frequência, essas medidas são fundamentais em projetos de controle de máquinas elétricas e este projeto prevê um circuito para disponibilizá-las para leitura em níveis de tensão e corrente que o microcontrolador suporte.

### 2.2.3 Condicionamento sensor corrente

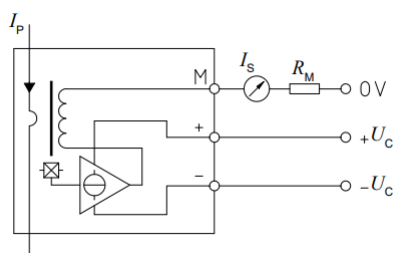
Para compreender como foi projetado o circuito de condicionamento de leitura de corrente é necessário primeiramente, entender como funciona o sensor utilizado no retificador inversor, como também o range de tensão do sinal a ser enviado para leitura no microcontrolador.

Como discutido anteriormente, no retificador inversor há um sensor de corrente que funciona através do efeito Hall, esse dispositivo eletrônico serve para medir a presença, a intensidade ou a direção de um campo magnético, detectando a diferença de potencial gerada no material semicondutor quando submetido a um campo magnético perpendicular à corrente elétrica que flui através dele., essa tensão Hall é proporcional à intensidade do

campo magnético aplicado, que por sua vez é proporcional a corrente elétrica que está fluindo pelo condutor.(CRESCENTINI, 2022).

O sensor utilizado no kit retificador inversor é o modelo La-55P, trata-se de um transdutor de corrente isolado com uma separação galvânica entre o circuito primário e secundário, a Figura 29 é uma representação do circuito interno deste dispositivo, onde  $I_p$  é a corrente a ser mensurada,  $+U_c$  e  $-U_c$  são os terminais de alimentação do secundário e  $M$  é o potencial sobre o resistor  $R_m$  proporcional a corrente  $I_p$  (tensão Hall). A corrente  $I_s$  que flui sobre o resistor  $R_m$  é na escala de 1:1000 em relação a corrente  $I_p$  (LEM International SA, 2023).

Figura 29: Circuito interno sensor LA55P.



Fonte: LEM International SA (2023).

Segundo a Figura 5 a corrente RMS nominal do motor utilizado no projeto é de 2,91 A o que equivale a uma corrente de pico de 4,11 A, ou seja, a amplitude máxima de corrente em condições nominais de operação que passará pelo circuito primário do sensor de corrente, com isso, como a escala é de 1:1000, a corrente equivalente sobre o resistor de carga  $R_m$  é de aproximadamente 4,12 mA, logo, é possível calcular o valor do resistor de forma que o nível de tensão seja condicionado até a porta analógica de leitura do microcontrolador. De acordo com o *datasheet* do La-55p, o valor de  $R_m$  deve estar entre os intervalos de  $10\ \Omega$  até  $150\ \Omega$ , como a corrente sobre esse resistor será aproximadamente 4,12 mA, foi selecionado o valor máximo de  $150\ \Omega$  para o projeto, visto que a tensão sobre ele seria de maior amplitude que um resistor com valor inferior. A Equação 2.11 representa a diferença de potencial máxima sobre o resistor  $R_m$  quando este tem valor de  $150\ \Omega$ .

$$|V_{max}| = R_m \cdot I_{smax} = 150 \cdot 4,12 \times 10^{-3} = 0,61V \quad (2.11)$$

Como o bancada desse projeto pode operar com outras máquinas, considera-se nesse circuito de condicionamento de sinal de corrente uma corrente máxima de 15 A, abrangendo um intervalo maior de operação, inclusive para o instante de corrente de partida da máquina. Com isso, a Equação 2.12 representa o nível de sinal CC equivalente a uma corrente de 15 A.

$$|V_{max}| = R_m \cdot I_{smax} = 150 \cdot 15 \times 10^{-3} = 2,25V \quad (2.12)$$

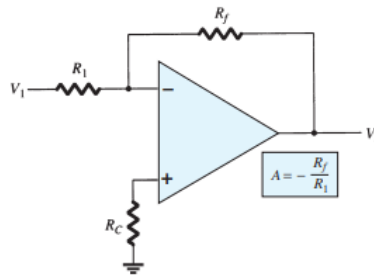
Como trata-se de uma medida de corrente alternada, a amplitude máxima de tensão Hall calculada em 2.12 é um módulo, ou seja, ela varia do valor positivo para o negativo na frequência da corrente da máquina, cujo o valor nominal é de 60 Hz. Com isso tem-se um sinal alternado com amplitude máxima de 4,5 V, no entanto, indicando a amplitude da corrente do motor, esse sinal deve ser condicionado para o microcontrolador.

Como discutido anteriormente na seção de condicionamento de sinal do encoder, os níveis de tensão de operação das portas do microcontrolador é de 0 V a 3,3 V, isso implica que o sinal gerado pelo sensor de corrente necessita ser condicionado para tais níveis em coerência com o microcontrolador. A seguir é apresentado os estágios de condicionamento deste sinal.

O valor de tensão de pico a pico máximo equivale a 4,5 V, este sinal deve ser condicionado de forma que abranja a amplitude de tensão suportado pela porta analógica do microcontrolador que equivale a 3,3 V. Para isso, é necessário ajustar um ganho de forma que a amplitude do sinal seja reduzida, neste sentido, é possível utilizar um amplificador operacional, este dispositivo é um amplificador diferencial de ganho muito alto de elevada impedância de entrada e baixa impedância de saída, é comum ser utilizado para obtenção de variação de tensão, amplitude e polaridade, osciladores e filtros. (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013), neste caso, será utilizado para reduzir a amplitude de tensão de forma que o ganho seja o calculado na Equação 2.13.

$$K = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{3,3V}{4,5V} = 0,734 \quad (2.13)$$

Figura 30: Topologia amplificador inversor.



Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013).

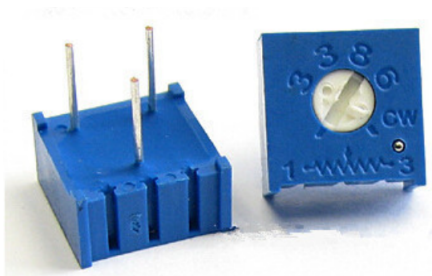
Para isso, será utilizado a topologia amplificador inversor cujo o circuito é mostrado na Figura 30, onde os resistores  $R_1$  e  $R_f$  permitem ajustar o ganho da saída em relação a entrada, conforme a relação em 2.14. A princípio, é selecionado uma dos valores de resistores para que a partir dele e do valor de ganho desejado seja possível calcular o valor do segundo resistor, utilizando esse método ficou definido que o valor para  $R_f$  comercial seria de  $200 \Omega$ , resultando assim em um resistor  $R_1$  de aproximadamente  $300 \Omega$ , conforme mostra a Equação 2.15.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (2.14)$$

$$R_1 = \frac{R_f}{0,734} = \frac{220}{0,734} = 300 \Omega \quad (2.15)$$

Como o valor de resistência calculado para  $R_1$  não é comercial, e o sistema necessitará de ajuste devido as incertezas acumulada da aplicação prática, um resistor variável (Trimpot) será implementado em  $R_1$ , com valor de ajuste máximo de  $500 \Omega$ , a Figura 31 representa o modelo de resistor variável utilizado no projeto, este permite o ajuste da resistência por meio de uma chave mecânica rotativa.

Figura 31: Resistor variável comercial.

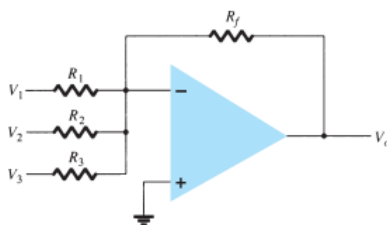


Fonte: Vishal Electronic (2025).

Como resultado deste estágio, tem-se um sinal na saída com amplitude de 3,3 V, no entanto, é necessário o uso de um segundo estágio visto que o ajuste do ganho além de inverter o sinal de saída com o de entrada, não ajusta o sinal para operar entre 0 v a 3,3 v que é o intervalo permitido pelo pino do microcontrolador. Sabendo que o sinal em sua amplitude máxima varia de 1,65 v até -1,65 V é necessário implementar um estágio que descoque essa variação para os limites pertinentes ao microcontrolador.

Um circuito candidato para solucionar esta etapa é também utilizando um amplificador operacional, contudo, na topologia amplificador inversor somador conforme mostra a Figura 32, nesta topologia é possível somar o sinal de saída do estágio anterior a um nível de tensão CC, neste caso 1,65 V, para que a onda seja deslocada para cima, além disso, como o resultado deste estágio é inversor do sinal de entrada, isso resultaria na correção de inversão ocasionada pelo primeiro estágio.

Figura 32: Topologia amplificador somador inversor.



Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013).

Diferente do mostrado na Figura 32, faz-se necessário para o projeto apenas as entradas  $V_1$  e  $V_2$ , já que a soma ocorrerá entre o sinal do primeiro estágio e um nível CC, a

Equação 2.16 representa a relação das entradas com a saída dado os valores de resistores.

$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} * V_1 + \frac{R_f}{R_2} * V_2\right) \quad (2.16)$$

Como a amplitude do sinal de entrada de  $V_1$  já foi ajustada no estágio anterior, o ganho proporcionado pela relação de  $R_f$  com  $R_1$  deverá ser unitário, logo  $R_f=R_1$ . Por outro lado, como o valor somado deve ser de 1,65 V para que deslocamento do sinal em amplitude máxima ocorra de -1,65 v para 0 V, adequando-se aos limites operacionais do microcontrolador, a relação de  $R_f$  com  $R_2$  deve permitir esta amplitude dado o valor de  $V_2$  fixo. O circuito de alimentação dispõe do nível de tensão CC igual a -15 V, este sinal será implementado na entrada secundária deste estágio, representando portanto o valor de  $V_2$ .

Como  $R_f$  é comum para as duas entradas, optou por mantê-lo com valor fixo igual do estágio anterior de  $220 \Omega$ , como o ganho para  $V_1$  é unitário então  $R_1$  também será de  $220 \Omega$ , isso implica que apenas o valor de  $R_2$  tenha de ser calculado. A Equação 2.17 apresenta o calculo para  $R_2$  dado  $V_2 = -15$  V.

$$R_2 = \frac{R_f \cdot V_2}{V_{desejado}} = \frac{220 \cdot -15}{-1,65V} = 2000 \Omega \quad (2.17)$$

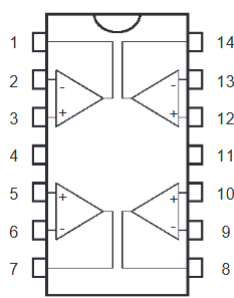
Como novamente não há um resistor comercial para esse valor, será implementado um resistor variável do tipo *trimpot* como o da Figura 31, no entanto, com valor máximo de ajuste de  $5 \text{ k}\Omega$ . Com isso, para os dois extremos máximo de mínimo do sinal do sensor de corrente há como resultado os valores representados respectivamente pelas equações 2.19 e 2.18.

$$V_{oMin} = -\left(\frac{220}{220} * 1,65 + \frac{220}{2000} * (-15)\right) = -(1,65 - 1,65) = 0V \quad (2.18)$$

$$V_{oMax} = -\left(\frac{220}{220} * (-1,65) + \frac{220}{2000} * (-15)\right) = -(-1,65 - 1,65) = +3,33V \quad (2.19)$$

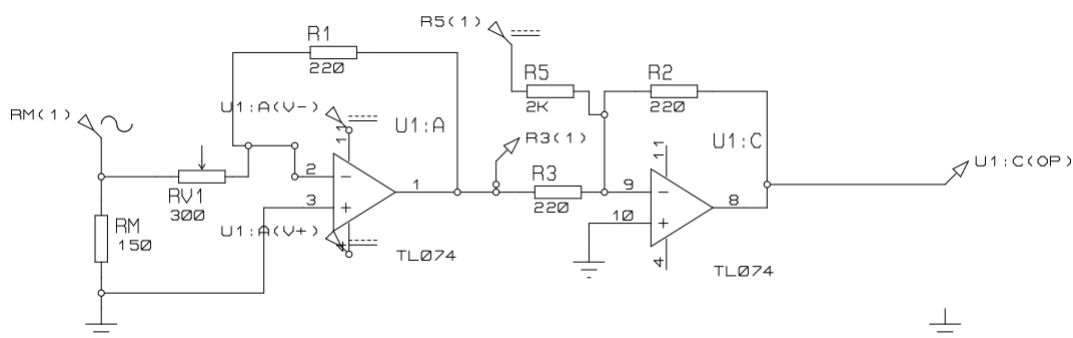
Ao final do segundo estágio o sinal possui a amplitude suportada pelo porta analógica do microcontrolador, como também dentro dos níveis de tensão aceitáveis (3,3 V e 0 V). Para implementar este circuito foi necessário utilizar o circuito integrado TL074, este componente possui em seu encapsulamento quatro amplificadores operacionais distribuídos pelos 14 terminais conforme mostra a Figura 33. Como trata-se de um sistema de acionamento de máquina trifásica, foi implementado a circuito de condicionamento de sinal para duas fases, a terceira corrente pode ser estimada via software com base na relação dessas duas mensuradas, com isso, todos os quatro amplificadores operacionais do encapsulamento foram utilizados. A Figura 34 representa o esquema elétrico dos dois estágios propostos para cada fase.

Figura 33: Esquemático TL074.



Fonte: STMicroelectronics (2025b).

Figura 34: Circuito condicionamento sinal sensor de corrente.



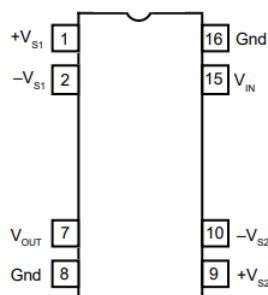
Fonte: Autoria Própria.

Este circuito de condicionamento de sinal do sensor de corrente está localizado na parte secundária do sistema, ou seja, a referência é a mesma que está conectada a parte

do retificador inversor, justamente porque o sinal proveniente do sensor hall está alocado neste dispositivo, a conexão desses dois dispositivos é feita através de um conector de 10 vias com espaçamento de 2,54 mm.

Como o intuito do projeto é isolar o microcontrolador do restante do sistema, para evitar possíveis interferências em seu funcionamento um dispositivo de isolamento também é necessário nesta etapa do projeto. Para isso, utilizou-se o CI ISO122P, este componente é um amplificador de isolamento de alta precisão que utiliza uma técnica inovadora de modulação e demodulação por ciclo de trabalho, o sinal é transmitido de forma digital através de uma barreira capacitiva diferencial de 2 pF, como a transmissão ocorre digitalmente, as características da barreira não interferem na integridade do sinal (Texas Instruments, 2025).

Figura 35: Esquemático ISO122P.



Fonte: Texas Instruments (2025).

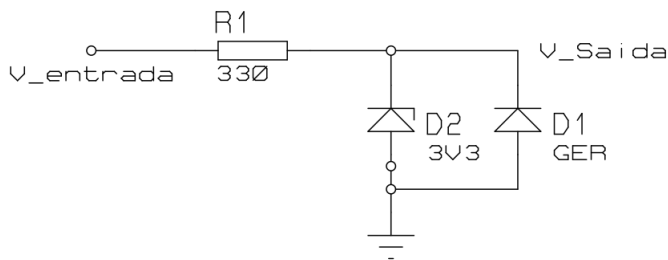
Analisando Figura 35 do esquemático do ISO122P é possível observar que ele é alimentado por duas fontes distintas, com potencial positivo e negativo, esse fato permite que a transmissão do sinal de sensoriamento de corrente seja realizada entre o circuito secundário para o primário. Como o encapsulamento abrange apenas uma entrada de sinal, dois CI foram necessários sendo um para cada leitura de corrente.

O último estágio do condicionamento de sinal do sensor de corrente consiste em um circuito de proteção contra possíveis sub e sobre tensões no pino do microcontrolador, de acordo com o datasheet (STMicroelectronics, 2025a), a máxima tensão suportada pelos pinos de entrada é de 3,6 V e mínima de -0,3 V sem que possa comprometer o microcontrolador. Logo, um sistema foi projetado de forma que esse níveis não sejam ultrapassa-

dos, levando a queima daquele pino de leitura.

O circuito proposto consiste em três componentes, sendo eles: resistor, diodo zener e diodo fabricado em germânio, o circuito foi montado conforme o diagrama da Figura 36, basicamente o resistor com o diodo zener funciona no mesmo princípio apresentado na seção do encoder, o diodo implementado possui tensão zener de 3,3 V, ou seja, para níveis de tensão superior a esse valor, ele irá saturar a tensão do pino do microcontrolador em aproximadamente 3,3 V, o resistor limitará a corrente que percorrerá os diodos, funcionando assim como um circuito de proteção contra sobretensões.

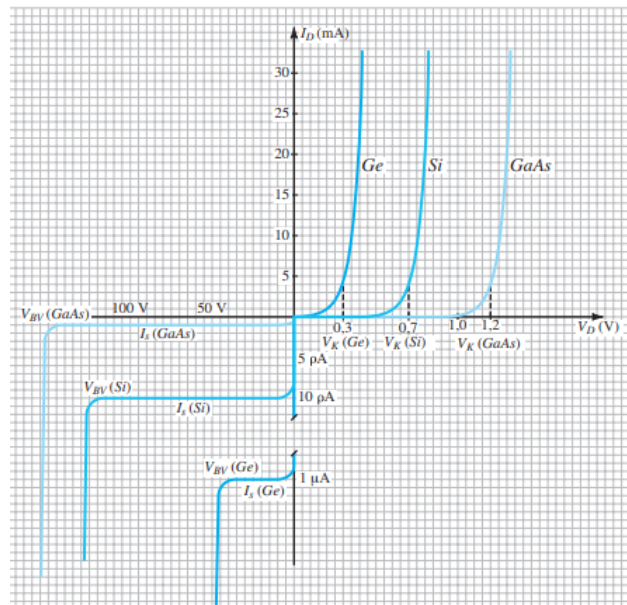
Figura 36: Circuito de proteção de sobretensão leitura de corrente.



Fonte: Autoria Própria.

Pelo outro lado, para proteger contra tensões de potencial negativo superiores a -0,3 V foi implementado um diodo fabricado em germânio, este componente possui menor tensão de condução conforme mostra o gráfico da Figura 37, em relação aos diodos produzidos em materiais como o Silício e o Arseniato de Gálio, isso permite que quando implementado em paralelo com o diodo zener, ele limite a tensão mínima no pino do microcontrolador em -0,3 V, já que está conectado de forma reversa. A implementação desse diodo se tornou necessário pois, a tensão de condução do diodo zener é de aproximadamente 0,7 V, ou seja, o menor nível de tensão permitido no pino analógico seria de -0,7 V, podendo causar a queima do mesmo.

Figura 37: Curva de comparação diodo comerciais.



Fonte: Boylestad e Nashelsky (2013).

Com o circuito de condicionamento, isolamento e proteção do sinal do sensor de corrente completo é discutido na próxima seção as informações relevantes a fonte de alimentação dos circuitos projetados para condicionamento de sinal.

#### 2.2.4 Fonte de alimentação

Para suprir as necessidades energéticas da placa, um circuito de alimentação e proteção foi aplicado, para isso, é necessário identificar os níveis de tensões exigidos em todo o sistema da placa de condicionamento de sinal. Boa parte dos circuitos integrados utilizados neste projeto são alimentados com tensão CC de 5 V, Ci's específicos como o do amplificador operacional, *level shirter* e amplificador de isolamento exigem tensões de maiores amplitudes como +15 VCC e -15VCC.

Figura 38: Fonte de alimentação do laboratório.



Fonte: Autoria Própria.

Para simplificar o projeto, considera-se como fonte de alimentação do projeto duas fontes simétrica regulável disponíveis no laboratório da Universidade Federal de São Carlos, conforme o modelo mostrado na Figura 38. Esta fonte permite o ajuste de tensão gradativo, como também o ajuste de limite de corrente, ao pressionar o botão "Série" a fonte sai do modo de operação independente e passar a operar como simétrica, possibilitando o ajuste de +15VCC e -15VCC

Como a placa possui dois circuitos separados sendo um o primário e o outro o secundário, duas fontes dessas são necessária para que haja o isolamento entre os circuito, ambas podem ser configuradas no mesmo modo de operação e mesma tensão.

Para o funcionamento dos circuitos integrados que operam em 5 VCC, um regulador de tensão foi utilizado em cada malha de circuito, o componente em si trata-se de um LM7805, este dispositivo regula a tensão de saída em 5 VCC para uma variação na entrada de 7 V a 20 V (Fairchild Semiconductor, 2025). A Figura 39 representa o *pinout* deste dispositivo, a entrada é conectada ao terminal +15VCC de alimentação da placa, esse regulador é capaz de dissipar uma potência próxima de 1 A se um dissipador de calor adequado for anexado a sua estrutura.

Figura 39: Esquemático regulador de tensão Lm7805.



Fonte: Fairchild Semiconductor (2025).

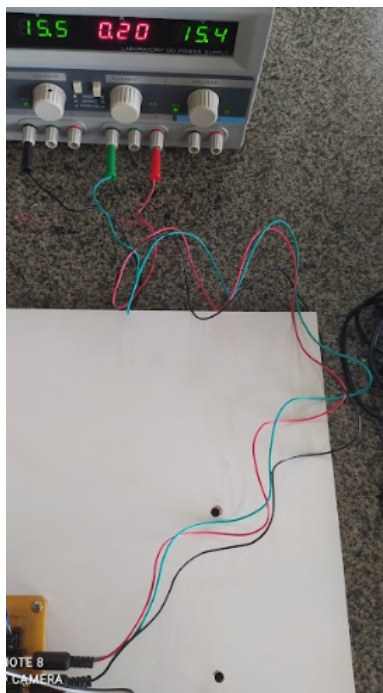
A fim de evitar uma possível inversão de polaridade na alimentação, um diodo foi implementado em série com o conector da alimentação, de forma que esteja inversamente polarizado se a conexão for realizada inversa, ou seja, o maior potencial ser aplicado na parte de menor potencia e vice-versa. Quando alimentado de forma direta, a queda de tensão no diodo de silício é de aproximadamente 0,7 V devido a curva de condução conforme o gráfico da Figura 37, isso implica que a tensão de alimentação após esse componente será de 14,3 VCC. Uma forma de compensar essa queda é ajustando a fonte simétrica para operar com tensão de aproximadamente 15,7 VCC, isso garante que os componentes que necessitam deste nível de tensão não operem em mínima tensão.

Os bornes utilizados é do tipo conexão Jack, esse conector permiti que o potencial positivo seja aplicado através do pino central e o potencial negativo no envoltório. O sistema de alimentação utiliza três pontos de tensão: +15 V, 0 V e -15 V, para implementar essa configuração, são utilizados dois conectores Jack. O primeiro conector, denominado VDD, disponibiliza os potenciais de +15 V e 0 V, enquanto o segundo, denominado VEE, fornece 0 V e -15 V. Como o potencial de 0 V é comum a ambos os conectores, isso implica que o terminal positivo de VEE estará interligado ao terminal negativo de VDD, formando uma conexão contínua a referência comum.

Como o sistema possui duas fonte uma do primário e outra do secundário, quatro conectores Jack serão necessários, como também quatro diodos de proteção e por último dois reguladores de tensão. Para permitir a conexão entre a fonte a placa de condicionamento de sinal, quatro cabos foram manufaturados com fios de cores distintas para

facilitar a identificação na hora da conexão, sendo vermelho para o +15 VCC, verde para o 0 VCC e preto para o -15 VCC, uma das extremidades possui o conector para encaixe na fonte de alimentação e na outra o conector P2 complementar ao Jack. A Figura 40 representa os cabos projetados para conexão.

Figura 40: Cabos de conexão fonte.



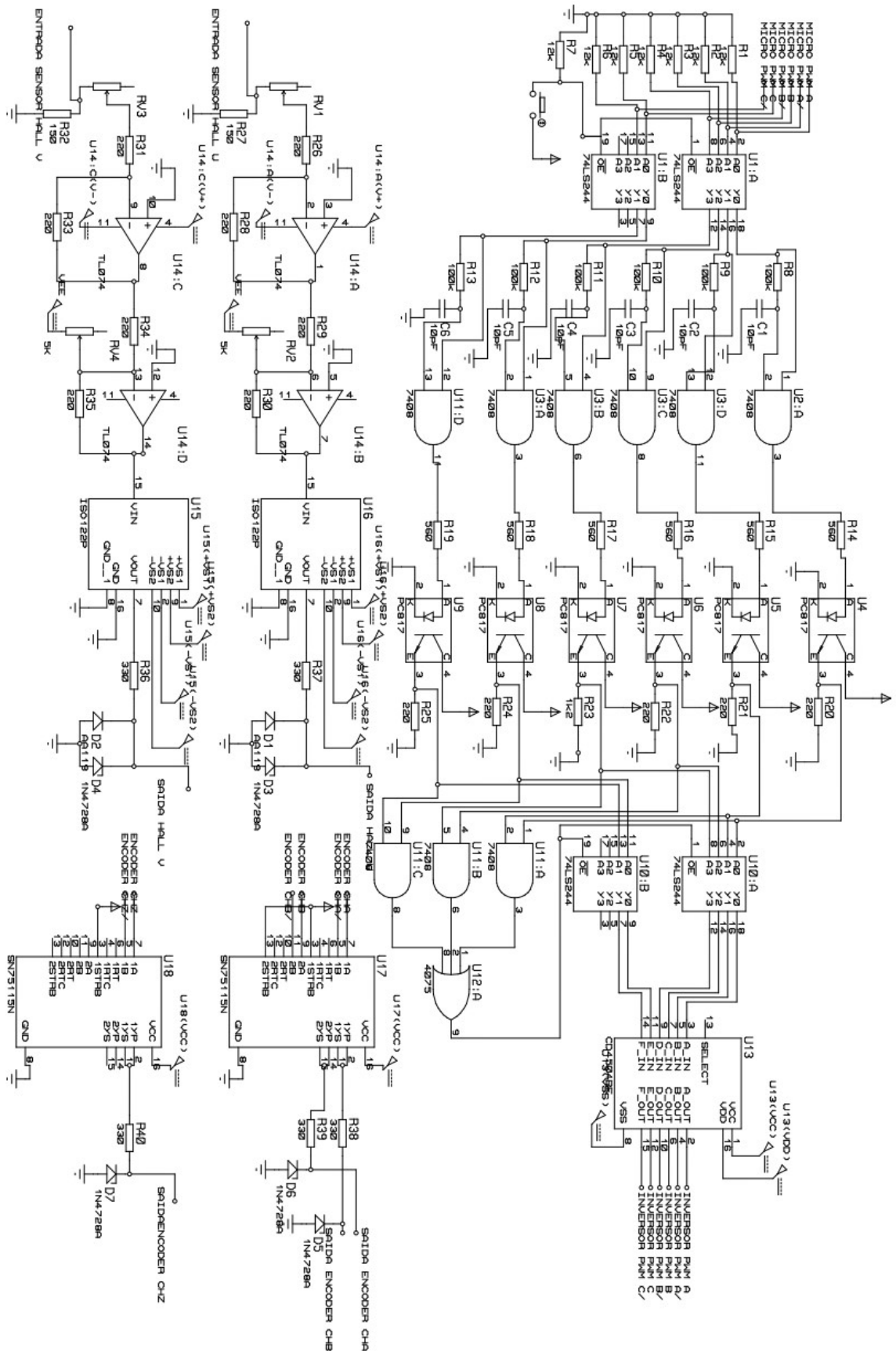
Fonte: Autoria Própria.

Na próxima seção será apresentado o processo de prototipagem da placa de condicionamento de sinal, bem como os materiais de ferramentas utilizados.

### 2.2.5 Confeção da placa de circuito impresso

Para a confecção da placa de circuito impresso (PCI) do projeto, primeiramente, o circuito foi elaborado no software *Eagle*, conforme a Figura 41, em seguida, os componentes foram distribuídos de maneira estratégica para otimizar o roteamento das trilhas através do menu de construção de PCB. Assim, o circuito do primário foi posicionado à esquerda da placa, enquanto o do secundário ficou à direita, isso facilita a interligação entre essas duas seções por meio dos optoacopladores, que assim ficam centralizados na placa.

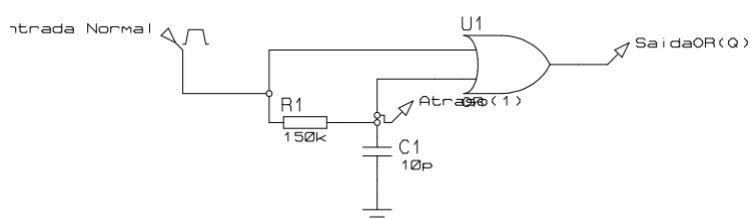
Figura 41: Circuito desenvolvido completo.



Fonte: Autoria Própria.

O projeto de tempo morto e optoacoplador utilizados tiveram que ser alterados devido aos resultados apresentados na seção 3.2, o novo optoacoplador de isolamento que é utilizado em seguinte funciona no modo complementar de acionamento, com isso, para que na saída dele ocorra um atraso entre os PWM é necessário que na entrada haja uma sobreposição de sinais de tempo igual ao desejado de tempo morto, para isso, um atraso na borda de descida de ambos os PWM será causado pela comparação de sinais na porta lógica *OR*, o atraso ocorre justamente devido ao tempo de descarga do circuito RC e o nível lógico considerado como alto da porta *OR*, a Figura 42 representa o circuito projetado para melhor compreensão.

Figura 42: Circuito de sobreposição de sinal.



Fonte: Autoria Própria.

Segundo o *datasheet* (ON Semiconductor, 2006) da porta lógica utilizada no projeto 74HC32 a tensão mínima considerada como nível lógico alto na entrada é de 3,15 V, com isso, o circuito RC deve causar um atraso na descarga de forma que o tempo para atingir o nível 3,15 V seja próximo de 1  $\mu$ s, dado que o nível lógico de entrada do circuito é de 3,4 V, já que o circuito está conectado a saída do primeiro buffer descrito anteriormente. A Equação 2.24 demonstra o cálculo do resistor necessário considerando um capacitor de 82 pF.

A Equação para descarga de um capacitor é:

$$V(t) = V_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.20)$$

Isolando  $R$ :

$$R = -\frac{t}{C \cdot \ln\left(\frac{V(t)}{V_0}\right)} \quad (2.21)$$

Substituindo os valores

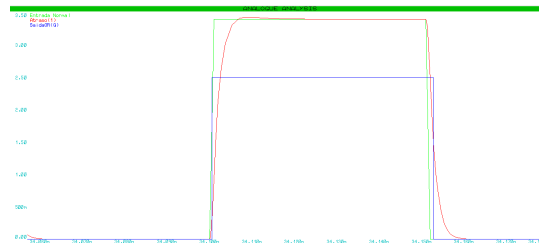
$$R = -\frac{1 \times 10^{-6}}{82 \times 10^{-12} \cdot \ln\left(\frac{3,15}{3,4}\right)} \quad (2.22)$$

$$\frac{3,15}{3,4} \approx 0,9265 \Rightarrow \ln(0,9265) \approx -0,0765 \quad (2.23)$$

$$R = -\frac{1 \times 10^{-6}}{82 \times 10^{-12} \cdot (-0,0765)} = \frac{1 \times 10^{-6}}{-6,273 \times 10^{-12}} \approx 159,4 \text{ k}\Omega \quad (2.24)$$

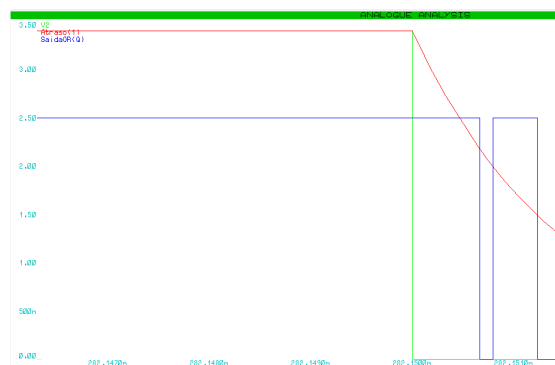
Resultando em um resistor comercial de 150 kΩ . A Figura 43 representa a simulação do circuito proposto para sobreposição de sinal, pode-se observar que na borda de descida do sinal há um atraso na saída da porta lógica em relação ao sinal de entrada, conforme o esperado, já a Figura 44 caracteriza o atraso em escala ampliada, no eixo X é possível observar o atraso próximo de 1 μs conforme o desejado no projeto.

Figura 43: Resposta do circuito de sobreposição de sinal.



Fonte: Autoria Própria.

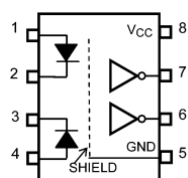
Figura 44: Atraso na descida do sinal.



Fonte: Autoria Própria.

O novo optoacoplador selecionado para uso no projeto tem nomenclatura "TLP2662", trata-se de um dispositivo com oito terminais, sendo dois LED pinos 1,2 e 3,4 e dois fotossensores pinos 6 e 7 . A Figura 45 apresenta o esquema elétrico deste dispositivo, como o led será conectado a saída da porta lógica *OR* que apresenta dois níveis de tensão 0 V e 5 V, é necessário a implementação de um resistor como limitador de corrente em série com o LED. de acordo com o *datasheet* (CORPORATION, 2015) do optoacoplador, a corrente máxima do LED e do fotossensor é de 20mA, com isso, para o projeto foi considerado uma corrente desejada de 10mA sobre o circuito do LED do optoacoplador, de forma que o sistema opere apenas com 50% da corrente máxima, a Equação 2.25 apresenta o cálculo do resistor baseado na corrente desejada.

Figura 45: Pinagem optoacoplador TLP2662.



Fonte: Corporation (2015).

$$R = \frac{U}{I} = \frac{5}{10 \times 10^{-3}} = 500 \Omega \quad (2.25)$$

Respeitando o limite imposto anteriormente, o resistor comercial selecionado foi de 560  $\Omega$ . Por outro lado, na saída do optoacoplador adicionou-se um resistor de pullup para garantir nível lógico alto na saída em instantes que o fototransistor não conduz, para isso, considerou-se a corrente máxima permitida nesse dispositivo de 25mA, com isso, a Equação (2.26) apresenta o cálculo do resistor de pullUp necessário, considerando uma tensão de 5 V, para que o fototransistor opere no limite de corrente máxima. No entanto, para evitar a operação no limite e alto consumo de corrente, considerou-se um valor 5 vezes menor de corrente do valor máximo, 5 mA, para isso, o cálculo do resistor de *pulldown* necessário é definido na Equação (2.27). Logo, o resistor comercial selecionado foi de 1 k $\Omega$ .

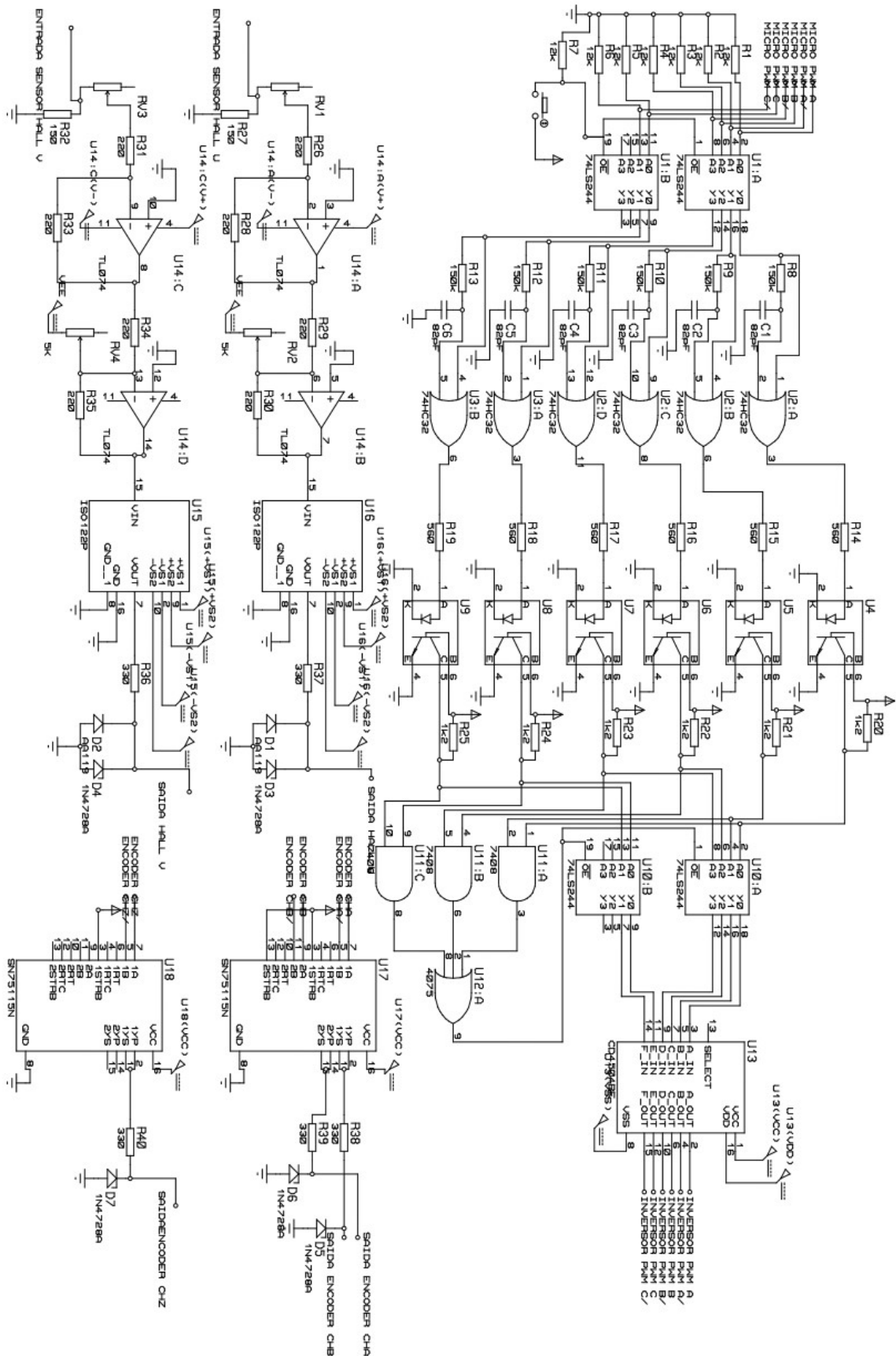
$$R_{\min} = \frac{V}{I_{\max}} = \frac{5}{25 \times 10^{-3}} = 200 \Omega \quad (2.26)$$

$$R_{50\% I_{\max}} = \frac{V}{I_{\text{limit}}} = \frac{5}{5 \times 10^{-3}} = 1k \Omega \quad (2.27)$$

Esse optoacoplador foi selecionado devido à sua alta velocidade de resposta aos sinais de entrada, necessário para não interferência no sinal de PWM projetado para operar em 10 kHz , os terminais 8 e 5 são dedicados para alimentação e os terminais 6 e 7 são saídas independentes de dois optoacopladores no mesmo incapsulamento, com isso, apenas três CIs são necessários para o projeto, visto que há seis sinais de PWM a serem isolados. Como esse optoacoplador opera de forma complementar, visto que a carga é conectado ao coletor do fototransistor, é esperado que a sobreposição causada no circuito do estágio anterior, se transforme em um tempo morto na saída do optoacoplador, esse principio é confirmado nos resultados deste trabalho.

A Tabela 4 representa a lista completa de componentes utilizados para a construção da placa de condicionamento de sinal já com a modificação no circuito do optoacoplador, com nome, código e quantidade utilizada, além disso, o novo circuito condizente a placa modificada encontra-se no Figura 46.

Figura 46: Circuito completo com as modificações



Fonte: Autoria Própria.

Tabela 4: Lista de componentes prototipagem placa de condicionamento de sinal.

<b>Quantidade</b>	<b>Componente</b>	<b>Código de Fabricação</b>
1	Conector fêmea 2,54 mm de 8 vias	2.54-08P
6	Resistor 12 k $\Omega$	MFR-12K-5%
2	Buffer 74LS244	74LS244N
2	Porta OR HC	74HC32N
1	Botão de pulso para placa	PB-10A
6	Resistor 150 k $\Omega$	MFR-150K-5%
6	Capacitor 82 pF	ECE-V10R5-10 $\mu$ F
3	Optoacoplador TLP 2662	TLP2662
4	Conector Jack P4	PJ-102A
2	Regulador de tensão 7805	LM7805CT
2	LED verde	L-53GD
2	Resistor 330 $\Omega$	MFR-330-5%
2	Dissipador de calor para regulador	HS-7805-5
2	Conector latch macho 10 vias	10P-2.54-10M
1	Conector latch macho 14 vias	14P-2.54-14M
1	Porta AND HC	74HC08N
1	Porta OR 3 entradas	CD4075
1	Level shifter para 15V	TXB0108
6	Resistor 1200 $\Omega$	MFR-1.2K-5%
2	Comparador diferencial SN75115	SN75115
5	Diodo Zener 3.3 V	1N4728A
2	Diodo de Germânio	1N34A
2	Resistor 1 k $\Omega$	MFR-1K-5%
2	Amplificador operacional (ampop) isolamento ISO122P	ISO122P
1	Amplificador operacional (ampop) TL074	TL074CN
2	Trimpot de 5 k $\Omega$	3296W-5K
2	Trimpot de 500 $\Omega$	3296W-500R
4	Resistor 220 $\Omega$	MFR-220-5%
2	Resistor 150 $\Omega$	MFR-150-5%
4	Diodo de proteção 1N4001	1N4001
1	Conector macho 10 vias 2,54 mm	10P-2.54-10M
1	Conector fêmea 2,54 mm 5 vias	5P-2.54-05F
6	Resistor 560 $\Omega$	MFR-560-5%
1	Placa de fenolite dupla 20x20	20x20-FENOLITE
5	Espaçadores de cobre 3 mm	CU-3MM-ESP
6	Parafusos Phillips 3 mm	3MM-PHILLIPS

Fonte: Autoria Própria.

Na próxima seção, será discutida a estrutura de software aplicada ao microcontrolador para que fosse possível o acionamento do motor de indução como também executar as

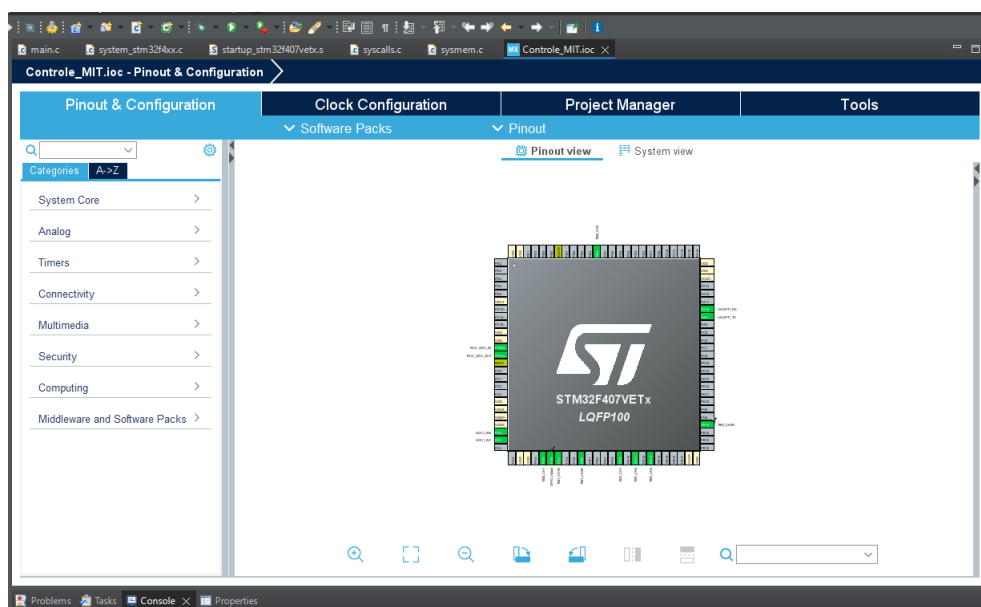
leituras de corrente e velocidade a partir de todo o circuito projetado que possibilita essa intermediação entre os dispositivos de potência e digital.

## 2.3 ESTRUTURA DE SOFTWARE

Para que fosse possível a validação de toda a estrutura projetada da bancada, foi desenvolvido um código de acionamento e leitura do motor de indução em linguagem de programação C para implementação no microcontrolador através do *software* STM32CubeIDE que é uma interface própria da *STMicroelectronics* para o microcontrolador utilizado no projeto.

A vantagem do uso desta interface é o aspecto gráfico disponível do sistema para configurações fundamentais como, pinos a serem utilizados, clock do sistema, configurações de PWM e conversores analógico, a Figura 47 apresenta uma visão do menu principal gráfico de configuração na interface do STM32CubeIDE.

Figura 47: Menu gráfico de configuração do microcontrolador.

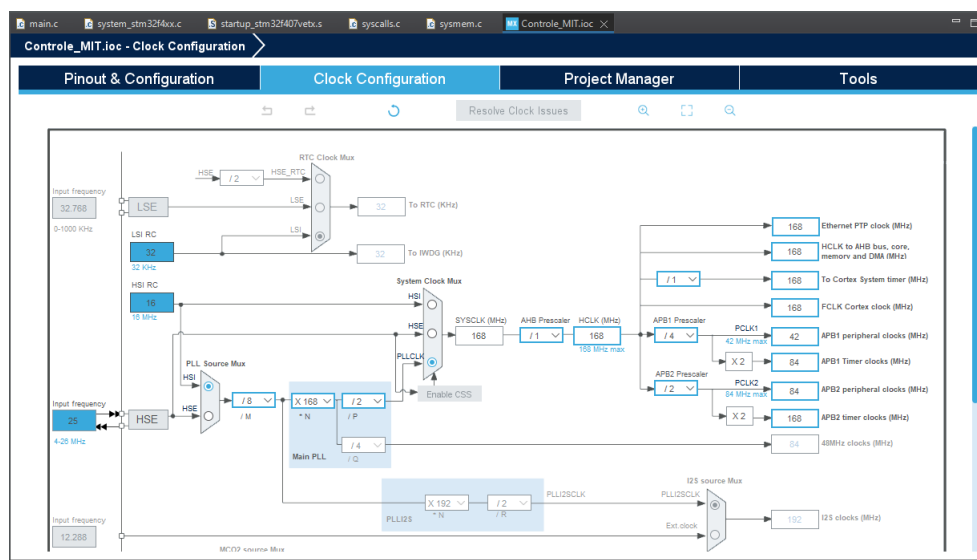


Fonte: Autoria Própria.

A primeira etapa de configuração ocorre na aba *Clock Configuration* no menu superior, nela é denominado o clock de trabalho do microcontrolador, neste trabalho o clock

do sistema foi configurado para a máxima frequência de 168 MHz para esse modelo de microcontrolador utilizado, para isso, basta digitar no campo HCLK o valor desejado e o próprio sistema da IDE recalcula os multiplicadores para que esta frequência seja viável. A Figura 48 representa o quadro de clock do sistema com frequência máxima configurada.

Figura 48: Menu gráfico de configuração do clock de operação.



Fonte: Autoria Própria.

Com o clock configurado, a próxima etapa ocorre no menu da lateral esquerda da Figura 47, na aba *Analog* é possível configurar o modo de operação do conversor analógico digital que será utilizado para leitura das correntes do motor. Nesta etapa, a algumas configurações fundamentais a serem ajustadas como o numero de conversões, neste caso será 2 uma para cada corrente a ser lida da máquina, a interrupção de conversão também deve ser ajustada para executar no disparo do timer 3, que corresponde a frequência de leitura das corrente (10 kHz). Ao final da configuração, duas portar são sinalizadas graficamente na cor verde indicando quais serão os pinos utilizados pelo conversor AD.

Na aba *Timer*, também no canto esquerdo da Figura 47 é configurado os contadores que executam as principais funções desse programa, neste projeto é utilizado três timers. O primeiro Timer, corresponde ao funcionamento do PWM trifásico, elemento principal do sistema, nele é configurados os canais 1,2 e 3 no modo PWM com geração de sinal comum e complementar, cada canal representará uma fase do sistema, sendo o canal

1 para a fase A, canal 2 para fase B e canal 3 para fase C. Além da configuração dos canais, é necessário indicar a fonte de clock como interno para que também seja definida a frequência de PWM do sistema, na aba configurações de contador dentro do timer deve ser definido os valores de "Prescaler" e "Counter Period", ambos possuem valor máxima de 16 bits, além disso, o período de contagem também define a resolução do ciclo de trabalho do PWM, a Equação 2.28 representa o cálculo dos valores de ambos os termos dado o clock interno do sistema em 168 MHz e a maximização da resolução para uma frequência desejada de 10 kHz.

$$f_{\text{PWM}} = \frac{f_{\text{clock}}}{(\text{prescaler} + 1) \times (\text{ARR} + 1)} = 10\text{kHz} \quad (2.28)$$

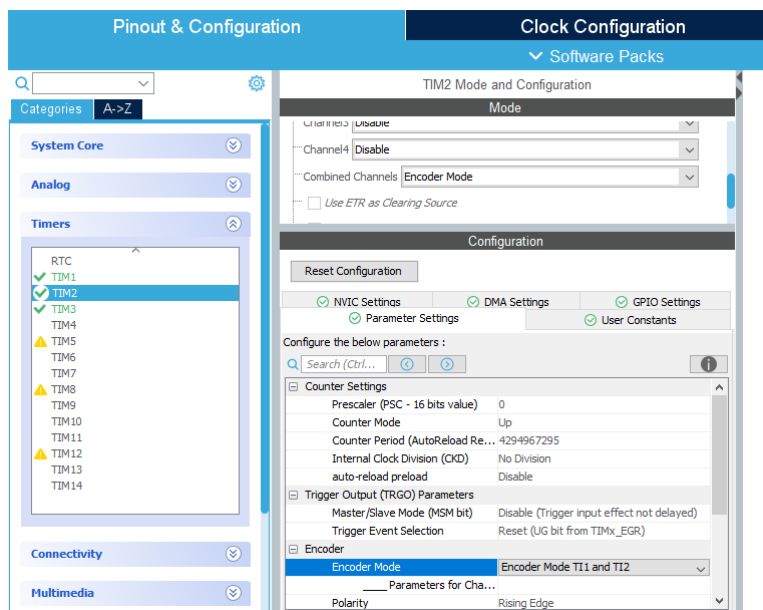
Para que o período de contagem (ARR) seja máximo considera-se então o prescaler mínimo, ou seja, prescaler igual a 0, com isso tem-se a Equação em 2.29.

$$\text{ARR} = \frac{168 \cdot 10^6}{(0 + 1) \times (10 \cdot 10^3)} - 1 = 16799 \quad (2.29)$$

Com isso, para que a frequência de PWM seja de 10 kHz com prescaler igual a 0 e período de contagem igual a 16799, resultando também na maximização da resolução do PWM.

O segundo timer, corresponde ao contador dos pulsos do encoder para cálculo da velocidade da máquina, na aba de modo dentro desse timer é possível selecionar o modo encoder no item de combinação de canais, além disso, em configurações é possível seleciona qual o modo de operação do encoder, para uso no projeto é selecionado o modo TI1 e TI2 para que a contagem ocorra no modo de quadratura, melhorando a resolução da contagem. A Figura 49 representa as configurações do timer 2 em modo encoder.

Figura 49: Menu configuração timer 2 modo encoder.



Fonte: Autoria Própria.

Por último, o timer 3 tem a função de chamar a conversão do AD na leitura das correntes, esse timer também é configurado para uma frequência de interrupção igual a 10 kHz conforme o timer 1, a fonte de clock do sistema também é definida para interno, com isso, todas as vezes em que o contador desse timer estoura, ele alerta ao sistema para iniciar a conversão da tensão analógica em digital para leitura da corrente, esse processo ocorre na mesma frequência do PWM do acionamento da máquina.

Com todas as configurações no menu gráfico executadas, o diagrama de pino do microcontrolador apresenta a estrutura da Figura 50, os itens em verde representam os pinos utilizados por cada sistema configurado.



no cálculo da velocidade e demais grandezas monitoradas.

O laço principal monitora a variável ‘dataready’ e a cada dez vezes em que os dados são atualizados, realiza-se o cálculo da velocidade mecânica do motor com base nos pulsos do encoder, ou seja, a frequência de leitura da velocidade é dez vezes menor do que a do laço principal. Para isso, utiliza-se a contagem de pulsos do TIM2 e o tempo entre atualizações, o cálculo considera um fator de conversão que leva em conta a resolução do encoder e a relação entre pulsos e rotação mecânica. Caso ocorra overflow no contador do encoder, o código ajusta corretamente o valor da contagem para evitar erros na medição da velocidade.

A resolução do encoder utilizado é de 4x 2500 pulsos por revolução devido a quadratura utilizada no código, pelo método de medição de velocidade pela frequência tem-se que o erro de quantização para uma frequência de 1 kHz é dado pela Equação 2.30:

$$\Delta W_m = \frac{2 \cdot \pi * 1000}{10000} = 0,628 \text{ rad/s} \quad (2.30)$$

Como a velocidade nominal da máquina é em torno de 180 rad/s, esse erro representa aproximadamente 0,35%, sendo assim, a frequência de amostragem de 1 kHz para esse encoder é suficiente visto que apresenta um erro baixo.

Como a resposta de corrente é mais rápida que a resposta da velocidade, então o tempo de amostragem de corrente deve ser menor, para esse projeto, por isso o laço principal e a leitura da corrente ocorrem na mesma frequência de 10 kHz .

Além disso, realiza-se a compensação de offset para as correntes medidas nos sensores, garantindo maior precisão, durante os primeiros instantes de operação, o código calcula os valores médios das leituras dos sensores para determinar os offsets. Após esse período, os valores medidos são corrigidos subtraindo os offsets identificados, resultando em leituras mais precisas das correntes do motor.

Ainda no laço principal, a modulação por vetor espacial (SVPWM) é implementada para o controle do motor. A tensão de referência é gerada considerando uma frequência desejada de operação e ajustada para os limites permitidos pelo barramento de alimenta-

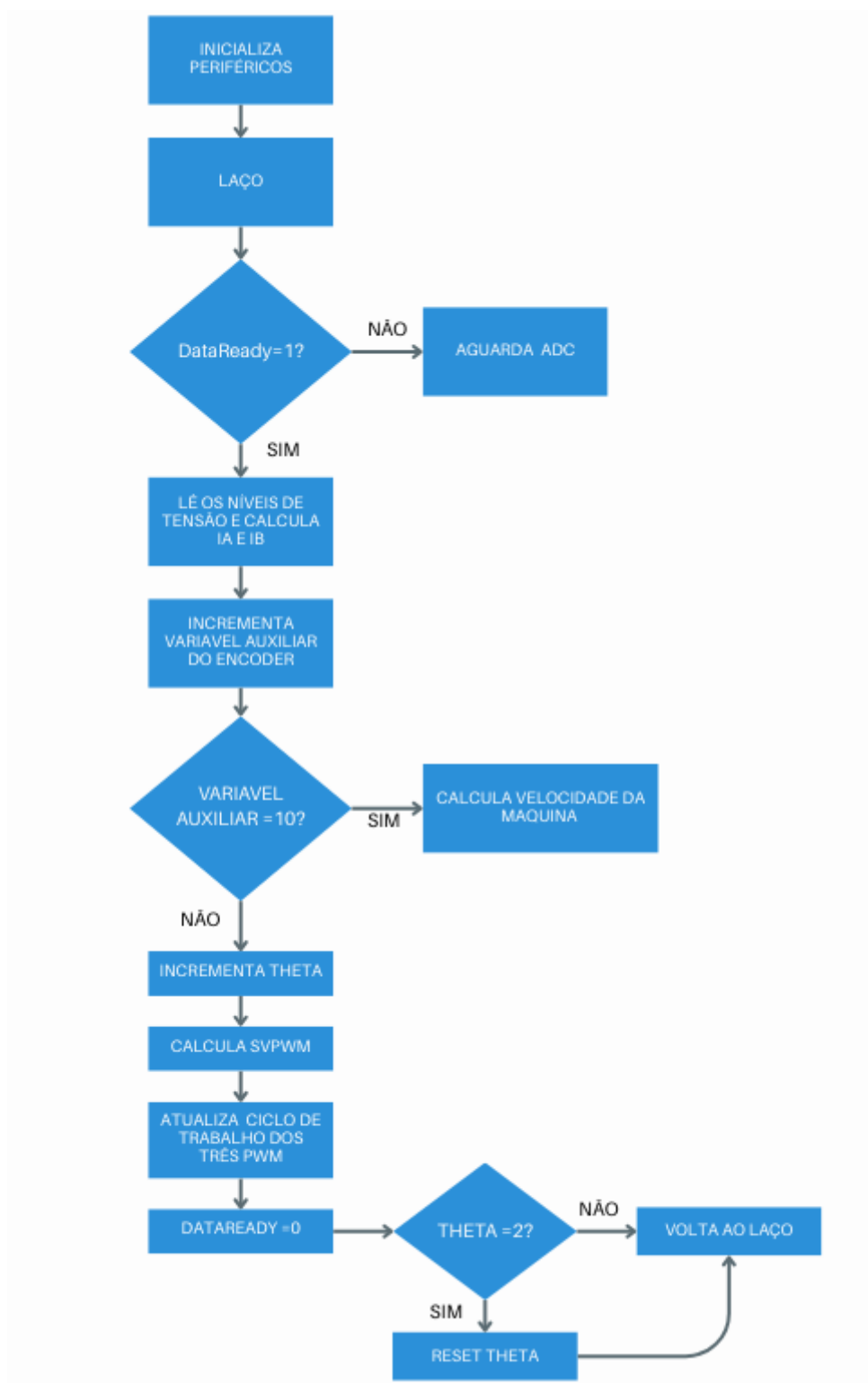
ção. Inicialmente, os valores das tensões de fase são calculados utilizando funções trigonométricas baseadas no ângulo elétrico do motor. Posteriormente, esses valores são normalizados em relação ao limite de tensão disponível e submetidos ao algoritmo SVPWM, que calcula as tensões de saída modificando o tempo de acionamento dos transistores do inversor.

Os ciclos de trabalho dos sinais PWM são ajustados dinamicamente com base nos cálculos da modulação SVPWM. O código calcula os tempos de comutação para cada fase, garantindo que as tensões aplicadas ao motor estejam balanceadas e dentro dos limites de operação do sistema. Os valores calculados são então atribuídos aos registradores do TIM1, alterando o ciclo de trabalho dos sinais PWM e aplicando as tensões corretas ao motor.

Por fim, os valores de tempo, velocidade, corrente e tensão são armazenados para análise, permitindo o monitoramento em tempo real do comportamento do motor e a validação do algoritmo implementado, esses dados são transmitidos via serial para exposição dos resultados de funcionamento do sistema da bancada na próxima seção deste documento.

A Figura 51 representa o fluxograma simplificado do código principal implementado neste projeto.

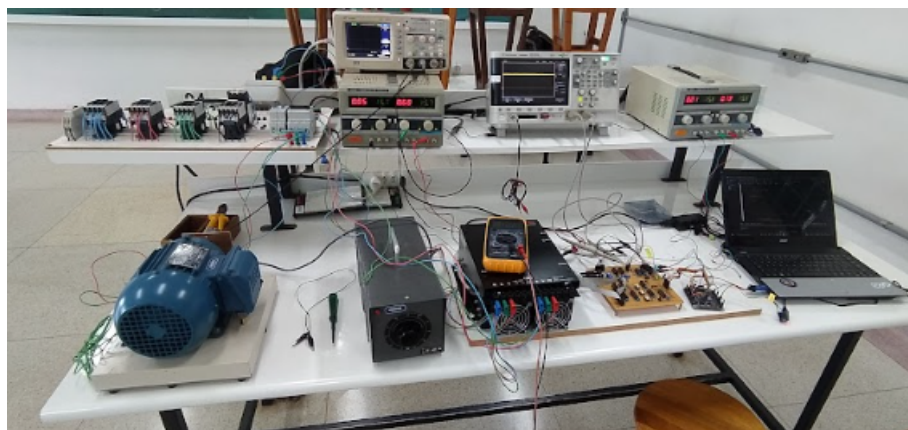
Figura 51: Fluxograma código principal microcontrolador.



Fonte: Autoria Própria.

### 3 RESULTADOS

Figura 52: Bancada completa montada em laboratório.



Fonte: Autoria Própria.

Para apresentação dos resultados, utilizou-se equipamentos de medição no laboratório da engenharia elétrica da UFSCar, sendo eles: Osciloscópio, Multímetro e fonte de alimentação com display de corrente. A bancada foi montada com os elementos de hardware citados anteriormente neste trabalho, conforme mostra a Figura 52, ao lado esquerdo da imagem tem-se o motor de indução trifásico, em seguida o Variac para ajuste gradual de tensão, no centro da imagem está localizado o inversor de frequência junta a placa de condicionamento de sinal que é a parte principal deste trabalho, a Figura 53 apresenta está placa já conectada ao inversor e por último o microcontrolador da STMicroelectronics conectado a um computador. Na parte de trás da bancada, há a fonte de alimentação do sistema e o osciloscópio para leitura.

Figura 53: Placa de condicionamento de sinal finalizada

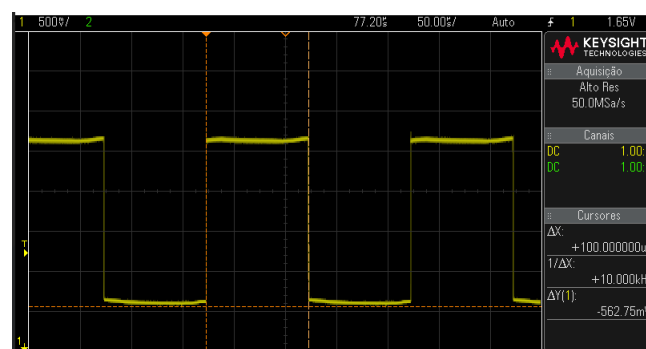


Fonte: Autoria Própria.

### 3.1 VALIDAÇÃO DO SINAL DO MICROCONTROLADOR

O primeiro teste executado foi o de frequência do laço de controle, para isso, foi modificado no código para que o nível lógico de um pino digital do microcontrolador alterasse de estado quando o programa executa-se o controle da máquina, esse pino foi monitorado com auxílio do osciloscópio, a Figura 54 representa os pulsos gerados, pode-se perceber que a frequência em que o sistema altera o estado da porta é dado pela variação de X medida na tela, como mostra a imagem é de 10 kHz conforme projetado no código.

Figura 54: Frequência de execução do laço principal.

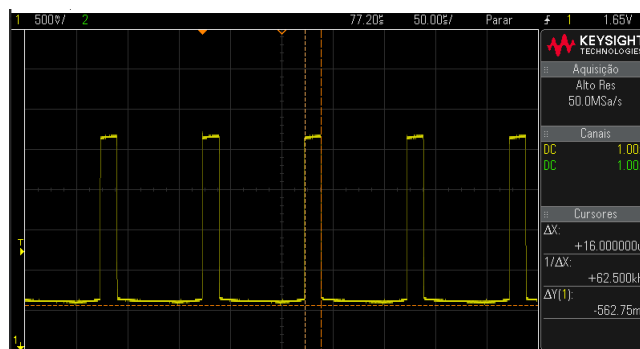


Fonte: Autoria Própria.

Para verificar a frequência de execução da parte de controle da máquina, um processo semelhante foi executado, no entanto, o estado do pino lógico foi alterado no início e no final do laço, representando assim o período em que o microcontrolador leva para executar

aquela etapa do controle, a Figura 55 representa os pulsos gerados neste teste, pode-se observar que a frequência é de aproximadamente 62.5 kHz, sendo uma frequência alta suficiente para a aplicação de controle deste projeto, isto é, o tempo de controle pretendido é suficiente para o projeto.

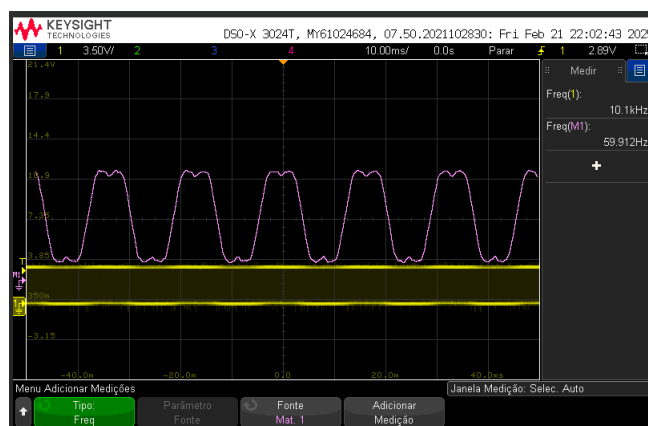
Figura 55: Frequência de execução do controle.



Fonte: Autoria Própria.

A próxima etapa, também relacionada ao microcontrolador foi de verificar com o osciloscópio o sinal PWM gerado, para isso, utilizou-se o terminal comum correspondente a fase A. Para observar a modulação SVPWM fez-se o uso do filtro passa baixa disponível no osciloscópio conforme mostra a Figura 56, em amarelo é possível observar o chaveamento do terminal do microcontrolador na frequência projetada de 10 kHz, já a curva em rosa representa a modulação resultante do PWM após passa pelo filtro do osciloscópio, além da frequência ser , pode-se observar os picos e vales nos pontos de máximo e mínimo da senoide que são característicos da modulação SVPWM utilizada.

Figura 56: Modulação SVPWM na fase A do microcontrolador.



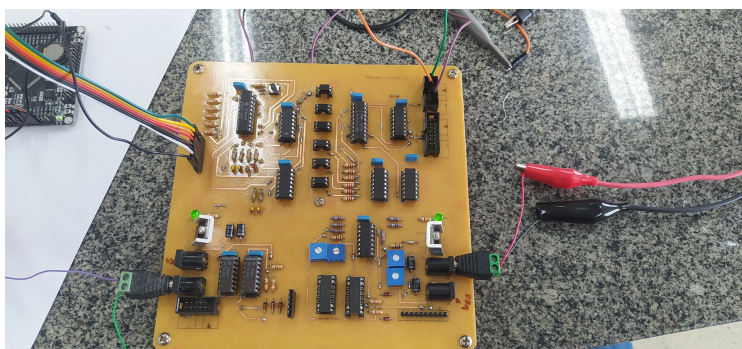
Fonte: Autoria Própria.

Com as operações do microcontrolador verificadas, a etapa seguinte dos resultados consiste na verificação do circuito de condicionamento de sinal dos sinais de PWM até a entrada do inversor de frequência.

### 3.2 TESTE DO PRIMEIRO CIRCUITO COM OPTOACOPLADOR PC-817

Após a montagem e solda de todos os componentes, os testes funcionais por etapas no circuito são realizados para validar o funcionamento de todos os componentes e trilhas, esse processo ocorre utilizando a fonte de alimentação com monitoramento de corrente de consumo e um osciloscópio para verificação de formato de sinais. A Figura 57 representa essa etapa sendo realizada em bancada no laboratório do Nullen.

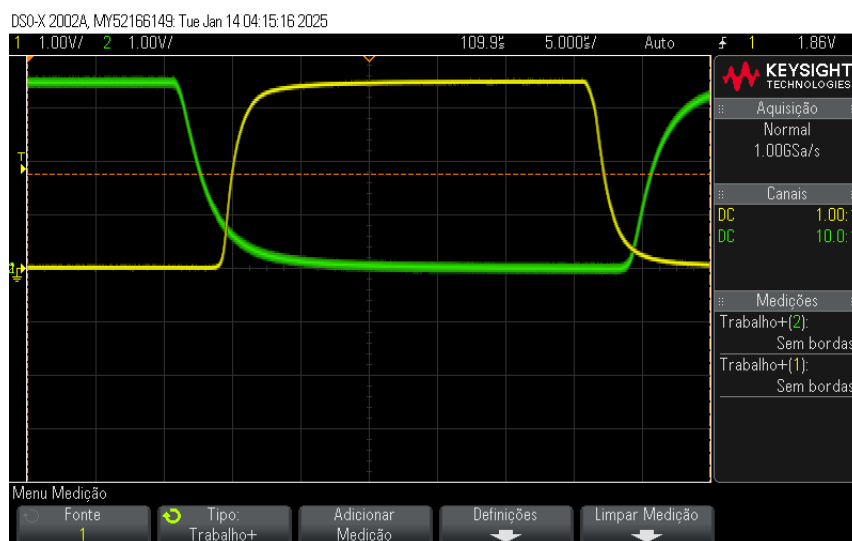
Figura 57: Circuito sendo testado após processo de montagem.



Fonte: Autoria Própria.

Verificou-se que o tempo de subida e descida do optoacoplador Pc-817 não era satisfatória para a frequência do projeto, operando relativamente no limite de velocidade de resposta para esse componente. A Figura 58 representa a resposta da saída desse optoacoplador, pode-se observar que o tempo de subida e descida é relativamente elevado para a frequência de aplicação.

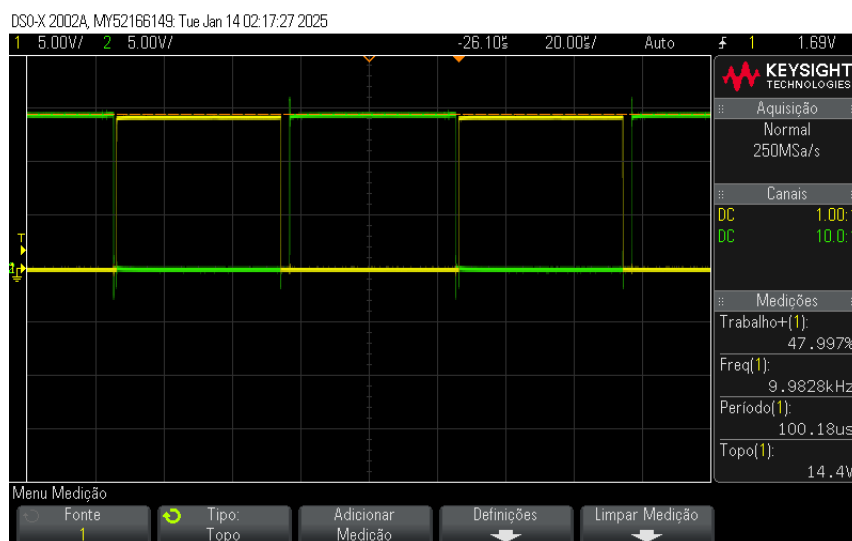
Figura 58: Saída optoacoplador Pc-817 durante os testes.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 59 representa o sinal na saída da placa de condicionamento de sinal durante os testes, nota-se uma diferença entre os dois tempos mortos, causando uma distorção no sinal, principalmente no tempo morto, com isso, optou-se por adaptar um outro optoacoplador de resposta rápida, para melhorar o sistema.

Figura 59: Saída Sinal PWM da placa de condicionamento com o PC-817.



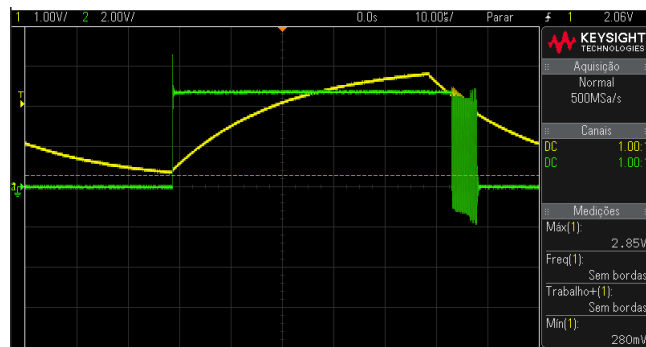
Fonte: Autoria Própria.

Com isso, adaptou-se o segundo circuito projetado na mesma placa para análise dos resultados que são apresentados na seção seguinte.

### 3.3 TESTE DO SEGUNDO CIRCUITO COM OPTOACOPLADOR TLP-2662

O primeiro teste realizado com o circuito modificado do sistema de condicionamento de sinal consiste na validação do atraso do sinal causado pelo circuito RC junto a porta lógica OR para sobreposição dos sinais de PWM na entrada do optoacoplador, a Figura 60 representa a resposta da saída da porta lógica or em verde em função da entrada proveniente do circuito RC em amarelo, pode-se perceber que a saída apresenta nível lógico alto exatamente no instante em que uma das entradas apresenta também nível lógico alto, contudo, a saída só altera o estado após o período de descarga do circuito RC em que a porta lógica já não mais identifica o nível lógico alto em ambas entradas.

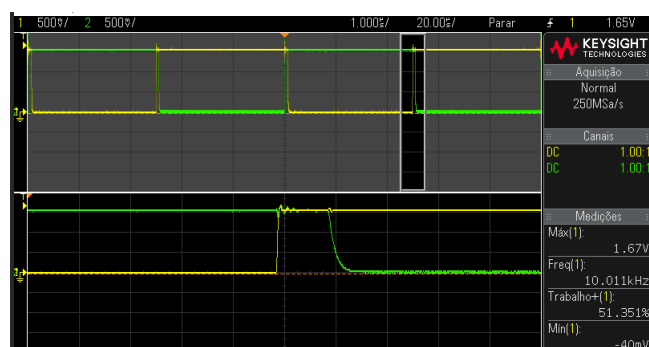
Figura 60: Resposta saída porta lógica OR em relação ao atraso de RC.



Fonte: Autoria Própria.

Com o sinal em atraso é possível analisar o comportamento do mesmo na entrada do optoacoplador de isolamento, para isso houve uma comparação entre as entradas dos optoacopladores pertencentes a fase A, sendo o primeiro do sinal comum de PWM e o segundo do seu complementar, a Figura 61 representa o comportamento do sinal nestes ambos dispositivos, pode-se observar que há uma sobreposição entre os sinais de entrada que equivale a uma divisão do osciloscópio com escala ajustada em  $1\ \mu\text{s}$ , justamente o valor desejado para o atraso entre os sinais.

Figura 61: Comparação sinais entrada optoacopladores fase A.

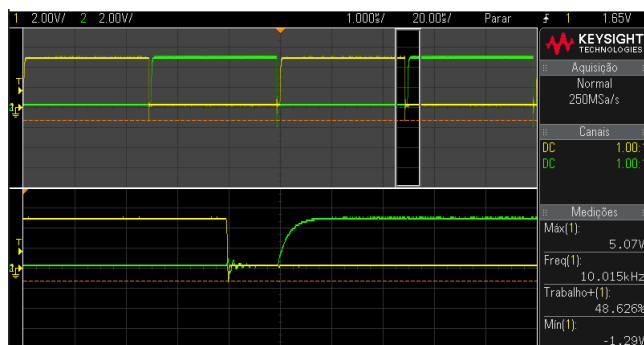


Fonte: Autoria Própria.

Como o optoacoplador utilizado funciona de forma complementar, ou seja, o nível lógico da saída é alto no instante em que a entrada é baixa e vice versa, espera-se que o sinal da saída do mesmo apresente um tempo morto entre os optoacopladores da mesma fase com o mesmo período de sobreposição da entrada, a Figura 62 apresenta as saídas em comparação dos dois optoacopladores da fase A, pode-se perceber que o comportamento

é como o esperado, causando um tempo morto de  $1 \mu\text{s}$  conforme a escala do osciloscópio.

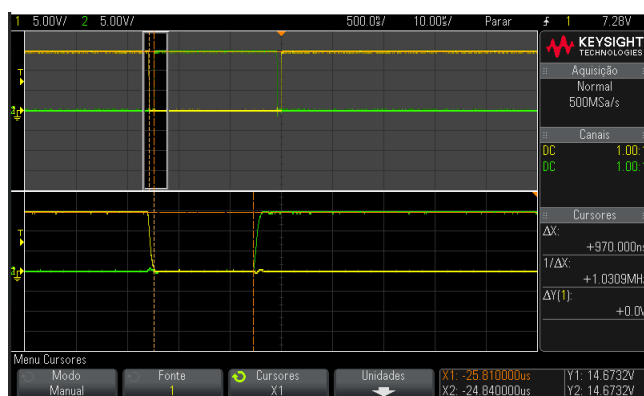
Figura 62: Comparação sinais saída optoacopladores fase A.



Fonte: Autoria Própria.

Com os seis optoacopladores em funcionamento, o circuito de proteção contra intersetamento não atuou atuando, pois em nenhum instante os três pares de PWM sobrepuseram-se, com isso, é possível observar o comportamento do sinal na saída do circuito de elevação de tensão para 15 V, sendo esse a saída da placa de condicionamento de sinal para o inversor de frequência, a Figura 63 representa o sinal em comparação da saída do "Level Shifter" entre o sinal comum da fase A e seu complementar, o sinal apresenta um tempo morto como o esperado de 970 ns, próximo do projetado de  $1 \mu\text{s}$ , no entanto, com níveis variando de 0 V a 15 V, exatamente o desejado para o acionamento do inversor de frequência.

Figura 63: Comparação sinais saída elevador de tensão da fase A.

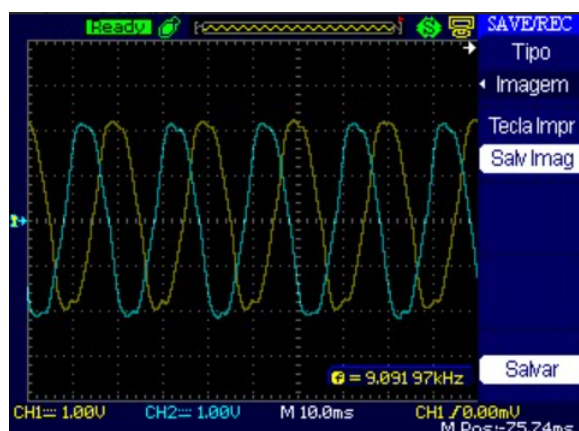


Fonte: Autoria Própria.

### 3.4 TENSÕES NOS TERMINAIS DA MÁQUINA

A Etapa seguinte consiste na visualização das senoides fundamentais geradas pelo inversor de frequência com os sinais de PWM implementados da placa de condicionamento de sinal, para isso, o variac foi ajustado com baixa amplitude para que fosse possível o acoplamento das ponteiros do osciloscópio à duas fases de entrada do motor sem que ocorresse a queima do equipamento. A frequência foi ajustada para 50 Hz via código, a Figura 64 mostra as senoides observadas com defasagem de  $120^\circ$  conforme projetadas no código do microcontrolador, as divisões de tempo do osciloscópio estavam em 10 ms, confirmando a frequência desejada de 50 Hz dado o período de 20 ms das senoides. Essa etapa só foi possível de verificar com a utilização do motor como um filtro RL passa-baixa, para que as altas frequências do chaveamento do microcontrolador fossem atenuadas para a visualização da senoide fundamental.

Figura 64: Fase U e V do motor geradas pelo inversor de frequência em 50 Hz.



Fonte: Autoria Própria.

Com a validação do sinal de acionamento do motor a partir do microcontrolador junto ao circuito de condicionamento de sinal é possível partir para a etapa de registro de velocidades e corrente da máquina em malha aberta para a concretização do funcionamento do sistema da bancada, contudo, o circuito de leitura de corrente e de velocidade também precisaram passar pelo processo de validação. As próximas seções consiste nos resultados obtidos da validação do circuito de leitura de corrente e velocidade.

### 3.5 LEITURA DE CORRENTE

Com o objetivo de obter a função que relaciona a corrente elétrica que atravessa o sensor Hall com a tensão gerada na saída do pino de sinal da placa, foi realizado um ensaio experimental conforme descrito nesta seção.

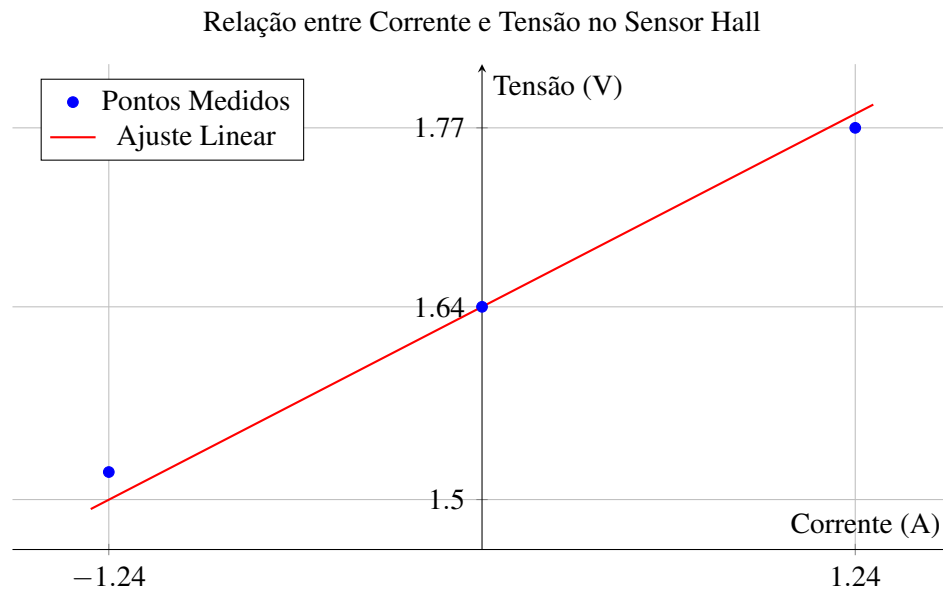
O procedimento consistiu na montagem de um circuito de teste utilizando uma fonte de tensão contínua de 5 V, um resistor de carga de 3,3  $\Omega$  e um multímetro digital configurado para medição de corrente elétrica. O resistor foi conectado em série com o terminal de uma das fases do inversor de frequência, de modo que a corrente passasse pelo sensor Hall. Em série com o resistor, foi também inserido o multímetro, possibilitando a leitura da corrente elétrica real circulante no circuito.

Durante o ensaio, registrou-se o valor da corrente elétrica medida e o correspondente nível de tensão contínua presente no pino de sinal do sensor Hall. Em seguida, a polaridade da fonte foi invertida com o intuito de gerar uma corrente de sentido oposto, permitindo a coleta de um segundo par de valores de corrente e tensão. Além disso, foi realizada uma terceira medição com corrente nula, de forma a registrar o nível de tensão de referência (offset) fornecido pela saída do sensor em condição de ausência de corrente.

Com os três pontos obtidos — corrente positiva, corrente nula e corrente negativa — foi possível construir um gráfico representativo da relação entre a corrente elétrica que atravessa o sensor Hall e a tensão contínua registrada na saída do pino de sinal. A Equação 3.1 foi obtida a partir da relação dos pontos medidos e com isso, obteve-se curva da Figura 65.

$$V(I) = \frac{I}{9,92} + 1,64 \quad (3.1)$$

Figura 65: Gráfico de correlação entre a tensão no pino de sinal e a corrente no sensor Hall.



Fonte: Autoria Própria.

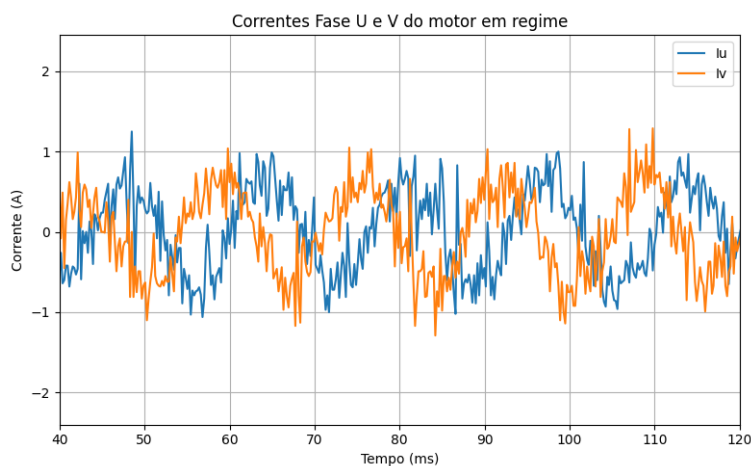
Com o gráfico da Figura 65 e a Equação 3.1 pode-se obter a função transferência da leitura de corrente desse sistema, dada pela Equação 3.2.

$$I(V) = 9,92 \cdot (V - 1,64) \quad (3.2)$$

A Equação foi implementada em código para que o registro da corrente da máquina fosse realizado baseado no ensaio do sensor de corrente, para melhor precisão da leitura, o código foi projetado para calcular uma média entre os valores lidos nos primeiros segundos em que o sistema está ligado para que a tensão de offset seja atualizada na Equação.

O gráfico de corrente das fases U e V foram obtidos com a máquina em movimento a partir da tensão gerada pelo inversor de frequência, a Figura 66 apresenta as curvas obtidas de corrente da máquina em regime.

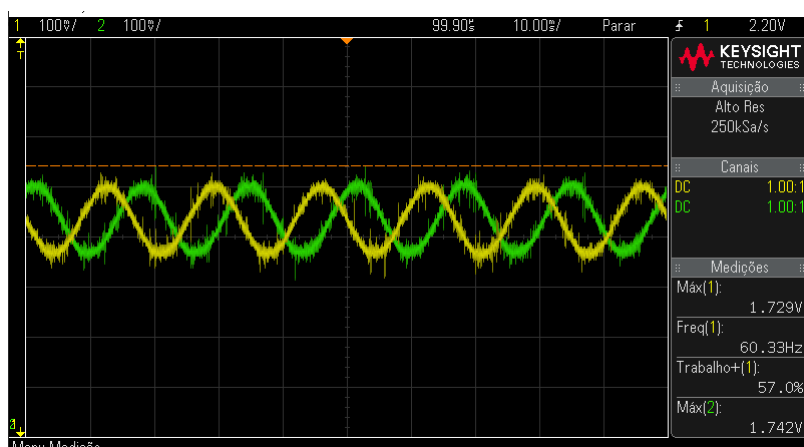
Figura 66: Curva obtida de corrente das fases U e V medidas pelo microcontrolador.



Fonte: Autoria Própria.

As curvas da Figura 66 apresentam aspectos da resposta esperada para a corrente da fase U e V de um motor de indução trifásico, vale salientar que há à presença de alguns pontos medidos fora do padrão, provenientes de ruídos na medida do pino do microcontrolador. As curvas apresentam ponto médio próximo de 0 A, reforçando a técnica de ajuste de offset no início do acionamento da máquina via código, além disso, os gráficos apresentam defasagem de aproximadamente  $120^\circ$ , sendo este um valor esperado de desasagem para essa máquina.

Figura 67: Níveis de tensão no sinal do sensor de correntes das fases U e V medidas pelo osciloscópio.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 67 representa os níveis de tensão do terminal de sinal da corrente da fase U e V no instante em que a máquina operava em regime permanente medidas com auxílio do osciloscópio, pode-se observar que o ponto de equilíbrio está em torno de 1,65V, o esperado como offset para essas medidas.

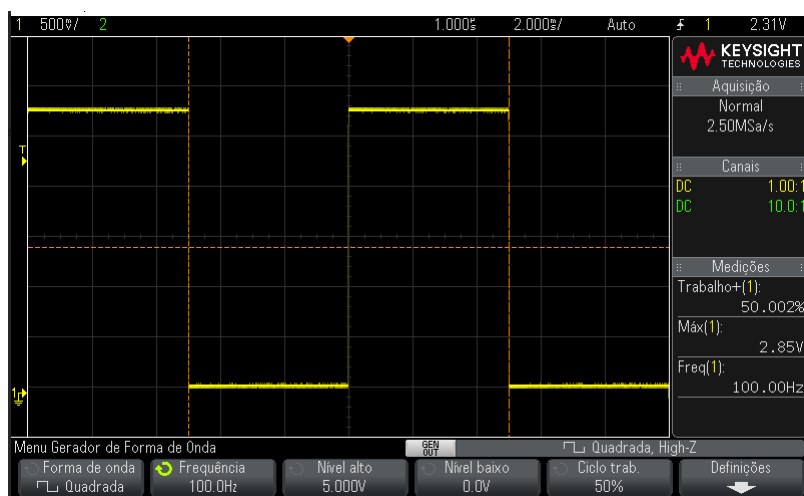
Esses resultados validam o funcionamento do circuito de sensoriamento e condicionamento das correntes que passam pelo inversor de frequência, os ajustes e calibração são possíveis através dos resistores variáveis presentes na placa de condicionamento de sinal, sendo um para nível de offset e outro para ganho da leitura da fase U e também fase V do inversor, além disso, a versatilidade do controle por código permite também que os ajustes necessário sejam feitos através de funções e ganhos escritos em linhas de código do microcontrolador.

### 3.6 LEITURA DE VELOCIDADE

Para validação do circuito de leitura de velocidade, primeiramente, foi conectado o osciloscópio da saída do sinal de pulso que é direcionado para o contador do microcontrolador. Para simular os pulsos gerados pela revolução do encoder, o gerador de sinal do osciloscópio foi ajustado para uma onda quadrada com ciclo de trabalho em 50% e com nível lógico baixo em 0v e alto em 5V, conforme o encoder utilizado neste projeto, a frequência foi variada em três pontos distintos para certificação da resposta do circuito de condicionamento dos pulsos do encoder em diferentes frequência.

A primeira frequência de teste foi de 100 Hz, o que equivale a uma velocidade de giro do encoder de 2,4 RPM, visto que a resolução do encoder é de 2500 ppr, um valor que equivale a aproximadamente 0,13% a velocidade nominal da máquina utilizada, para validação do funcionamento do circuito. A Figura 68 representa os pulsos de sinal medido pelo osciloscópio destinados ao microcontrolador, a frequência é igual a de entrada do circuito, como também não há distorção no formato do sinal.

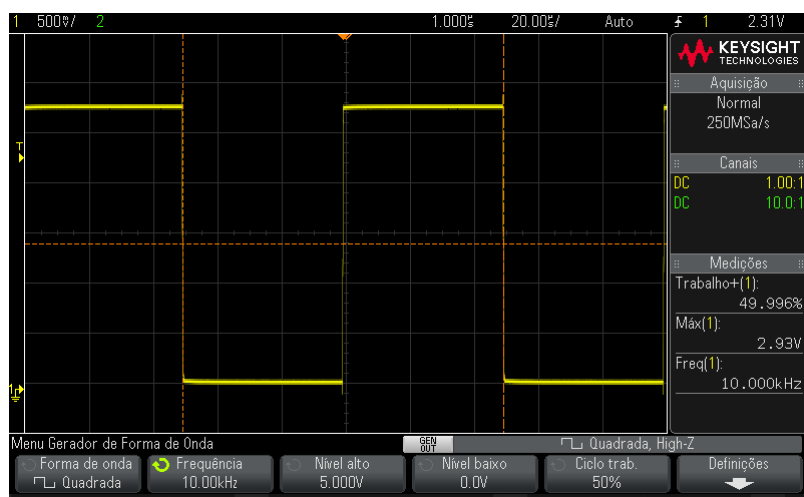
Figura 68: Sinal da saída do circuito de leitura de velocidade a 100 Hz.



Fonte: Autoria Própria.

O mesmo procedimento foi repetido para a frequência de 10 kHz que equivale a uma velocidade de rotação do eixo de encoder de 240 rpm, a Figura 69 representa também o sinal de saída do circuito para essa frequência, o comportamento é como o esperado, não causando distorção de sinal e registrando corretamente a frequência nos níveis desejados.

Figura 69: Sinal da saída do circuito de leitura de velocidade a 10 kHz.

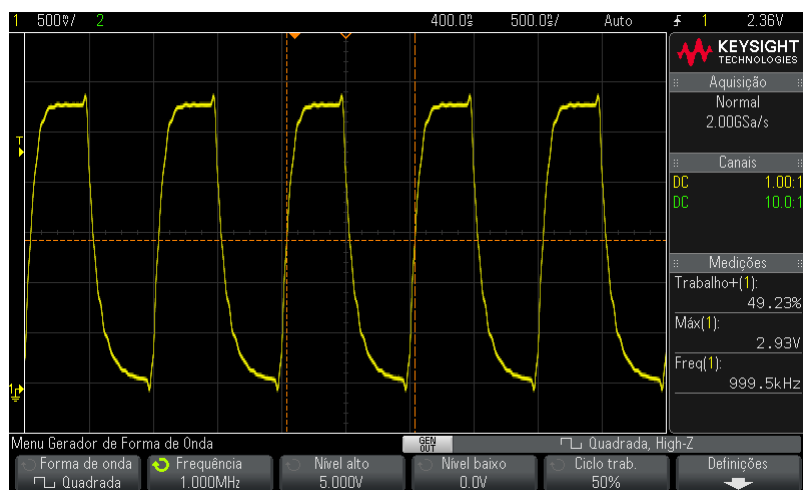


Fonte: Autoria Própria.

Por último, uma frequência elevada foi ajustada no gerador para finalizar o teste do circuito, foi considerado o valor de 1 MHz o que equivale a uma velocidade mecânica de 24000 rpm. A Figura 70 apresenta o sinal registrado na saída do circuito, nela o sinal

apresenta distorção devido a alta frequência, no entanto, os níveis e frequências ainda podem ser registrados conforme ajustado na entrada. Mesmo que a máquina não opere nesta velocidade é importante ressaltar com esse teste a precisão e capacidade do circuito de condicionamento de velocidade projetado.

Figura 70: Sinal da saída do circuito de leitura de velocidade a 1 MHz.

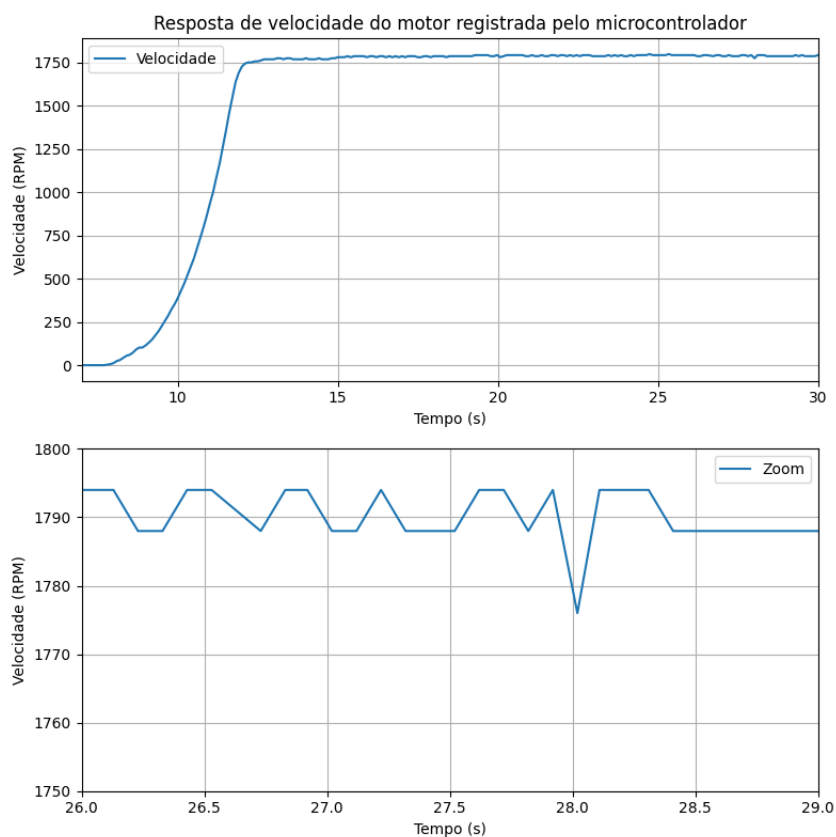


Fonte: Autoria Própria.

### 3.7 RESPOSTA DE PARTIDA DA MÁQUINA COM AJUSTE GRADUAL DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC

Com o circuito validado para diferentes frequências de trabalho, o conector do encoder foi acoplado para que pudesse ser registrado a resposta de velocidade do motor em malha aberta pelo microcontrolador, os dados em função do tempo foram exportados também via serial para que fosse possível o registro da curva conforme a Figura 71. Vale ressaltar também que para o acionamento da máquina a tensão no barramento CC do inversor de frequência foi ajustado de forma gradual através do Variac de forma manual, justamente devido as limitações de corrente suportada pelo mesmo, com isso, a resposta representada no gráfico refere-se a um aumento gradual de tensão até a partida da máquina e não uma partida típica instantânea de um motor de indução em condições de operação nominal.

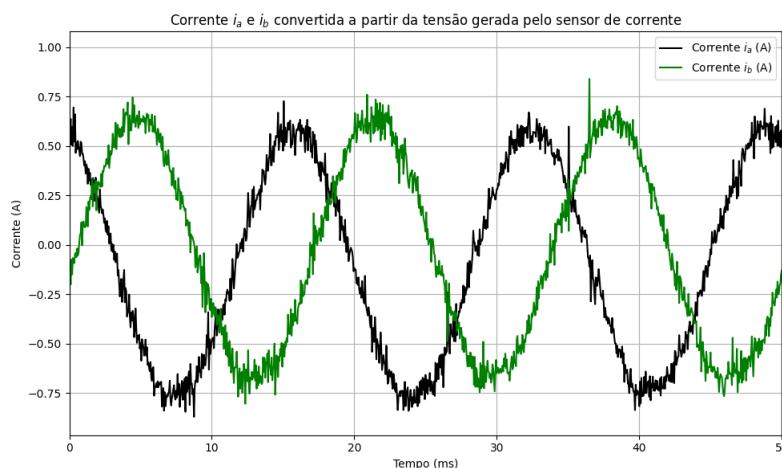
Figura 71: Velocidade do motor registrado pelo microcontrolador.



Fonte: Autoria Própria.

Analisando a resposta da curva de velocidade da Figura 71, é possível observar que condiz com o esperado para o comportamento do modelo do motor utilizado, o sinal gerado pelo microcontrolador neste teste também foi com os valores nominal de operação. O motor sem a carga nominal de trabalho operou de acordo com o gráfico em uma velocidade próxima de 1792 RPM.

Figura 72: Correntes registradas pelo sensoriamento no ensaio.



Fonte: Autoria Própria.

Durante este ensaio, os níveis de corrente da máquina em operação também foram registrados por meio do sensor desenvolvido. Os dados adquiridos foram processados utilizando programação em *Python*, resultando nas curvas ilustradas na Figura 72. Observa-se a presença de formas de onda senoidais defasadas entre si em  $120^\circ$ , conforme esperado para um sistema trifásico balanceado. As correntes atingem picos próximos de 0,75 A, correspondentes à operação do motor em vazio, como comprovado na Figura 52, que apresenta a bancada experimental montada.

Portanto, com a velocidade da máquina registrada e também as correntes da mesma, pode-se verificar que o circuito projetado de condicionamento e acionamento da máquina operou conforme o esperado, possibilitando a visualização e registro dos dados desejados. A próxima seção deste trabalho consiste em uma conclusão geral do projeto e dos resultados obtidos, reforçando o funcionamento do mesmo.

## 4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 4.1 CONCLUSÕES

O projeto e a construção da bancada de acionamento de máquinas de indução trifásica a partir de um microcontrolador apresentaram desafios significativos, principalmente devido às limitações práticas à montagem de sistemas elétricos reais. No entanto, foi possível transpor a teoria para a prática de forma funcional.

O desenvolvimento envolveu diversos conhecimentos adquiridos ao longo da graduação em Engenharia Elétrica, como circuitos integrados e lineares, eletrônica de potência, aplicações com microcontroladores, sistemas digitais, sistemas eletrônicos e sistemas elétricos, entre outros.

Os principais objetivos deste trabalho foram permitir o acionamento de uma máquina de indução trifásica por meio de sinais digitais gerados por um microcontrolador, além de viabilizar a leitura e o registro da velocidade e das correntes da máquina. Com a apresentação dos resultados obtidos, conclui-se que esses objetivos foram alcançados de maneira satisfatória, tornando a bancada adequada para futuras aplicações em ensaios e análises de máquinas de indução trifásica no laboratório de Engenharia Elétrica da UFSCar.

### 4.2 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Apesar da existência de um projeto teórico inicial, a montagem da placa exigiu adaptações que conferem ao modelo atual um caráter de protótipo. Recomenda-se, portanto, a fabricação de uma nova versão da placa incorporando os ajustes realizados durante a montagem. Além disso, é importante considerar possíveis melhorias, como a padronização de conectores e a implementação de sistemas adicionais, tais como circuitos para controle da chave de carregamento do barramento, monitoramento de temperatura, proteção contra falhas e a adição de um filtro anti-aliasing no sensoriamento de correntes, de modo a garantir maior qualidade na aquisição dos sinais e evitar distorções causadas por aliasing.

Outra sugestão viável consiste em relocar o encoder de leitura já existente para a parte traseira do motor utilizado, além de modificar a base de fixação para permitir a integração com o kit didático de acionamento disponível no laboratório. Com essa adaptação, será possível acoplar diferentes cargas ao eixo principal da máquina, tornando o sistema mais completo e adequado para estudos futuros relacionados ao desempenho e ao acionamento de máquinas de indução trifásica.

## Referências

AHMED, A. *Eletrônica de potência*. [S.l.]: Pearson, 2000. E-book. Disponível em: <<https://plataforma.bvirtual.com.br>>. Acesso em: 10 fev. 2025.

BOYLESTAD, R.; NASHELKY, L. *Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos*. 11. ed. São Paulo: Pearson, 2013.

CORPORATION, T. *TLP2662, TLP2662F: Photocouplers GaAAs Infrared LED & Photo IC*. 2015. Accessed: 2025-04-19. Disponível em: <[https://www.mouser.com/datasheet/2/408/TLP2662\\_datasheet\\_en\\_20151130-771275.pdf](https://www.mouser.com/datasheet/2/408/TLP2662_datasheet_en_20151130-771275.pdf)>.

CRESCENTINI. Hall-effect current sensors: Principles of operation and implementation techniques. *IEEE Sensors Journal*, v. 22, n. 11, p. 10137–10151, 2022.

Dinesh Kumar. Performance Analysis of Three-Phase Induction Motor with AC Direct and VFD. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, IOP Publishing, v. 331, n. 1, p. 012025, mar 2018. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1088/1757-899X/331/1/01202>>.

Fairchild Semiconductor. *LM7805 Voltage Regulator Datasheet*. 2025.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, D. *Máquinas elétricas*. 7. ed. McGraw-Hill, 2007. Acesso em: 2 dez. 2024. Disponível em: <[https://www.academia.edu/44098986/M%C3%A1quinas\\_el%C3%A9tricas\\_de\\_Fitzgerald\\_e\\_Kingsley\\_7a\\_Edi%C3%A7%C3%A3o](https://www.academia.edu/44098986/M%C3%A1quinas_el%C3%A9tricas_de_Fitzgerald_e_Kingsley_7a_Edi%C3%A7%C3%A3o)>.

INÁCIO, M. J. Sensores e atuadores. *Faculdade de Ciências do Tocantins*, 2009.

INCORPORATED, D. *74HC08 - Quad 2-Input AND Gate*. 2020. <<https://www.diodes.com/assets/Datasheets/74HC08.pdf>>. Accessed: 2025-05-12.

KASAP, S. *Optoelectronics and Photonics: Principles and Practices*. [S.l.]: Pearson, 2013.

Kexin Electronic. *PC817 Optocoupler - Datasheet*. 2015. Acesso em: 16 jan. 2025. Disponível em: <<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/678998/KEXIN/PC817.html>>.

LEM International SA. *LA 55-P Hall Effect Current Transducer*. LEM International SA, 2023. Acesso em: 27 jan. 2025. Disponível em: <[https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/la\\_55-p\\_v19.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_55-p_v19.pdf)>.

LIKLIKWATIL, Y. et al. Saving of using electrical energy of induction motor through regulations of minimum operating voltage. *Journal of Physics: Conference Series*, v. 1933, p. 012108, 06 2021.

Manoj Kumar. Level Shifter Design for Low Power Applications. *International Journal of Computer Science & Information Technology (IJCSIT)*, v. 2, n. 5, p. 124–131, 2010. Acesso em: 20 jan. 2025. Disponível em: <<https://www.ijcsit.com>>.

OKILLY, A. H.; KIM, N.; BAEK, J. Inrush current control of high power density dc–dc converter. *Energies*, v. 13, n. 17, 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/13/17/4301>>.

ON Semiconductor. *SN74LS244 Octal Buffers and Line Drivers With 3-State Outputs*. 2002. <<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/96069/ONSEMI/SN74LS244.html>>. Acesso em: 23 abr. 2025.

ON Semiconductor. *74HC32 - Quad 2-Input OR Gate*. 2006. <<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/351457/ONSEMI/74HC32.html>>. Accessed: 2025-04-13.

RASHID, M. H. *Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações*. 4. ed. São Paulo: Pearson, 2014. E-book. Disponível em: <<https://plataforma.bvirtual.com.br>>. Acesso em: 11 fev. 2025.

RENGIFO, J.; ROMERO, J.; ALLER, J. M. Efficiency evaluation of induction motors supplied by vfds. In: *2018 IEEE Third Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.

SAIDUR, R. et al. Applications of variable speed drive (vsd) in electrical motors energy savings. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 16, n. 1, p. 543–550, 2012. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032111004308>>.

Semikron Elektronik. *SKS 26F B6U/B6CI E1CIF - Datasheet*. 2023. Acesso em: 20 jan. 2025. Disponível em: <[https://eltron.pl/uploads/manufacture\\_catalogs/36/10610/10612/SKS\\_26F\\_B6U\\_B6CI\\_E1CIF\\_2\\_10\\_V6.pdf](https://eltron.pl/uploads/manufacture_catalogs/36/10610/10612/SKS_26F_B6U_B6CI_E1CIF_2_10_V6.pdf)>.

Semikron International. *Datasheet SK40GB067*. [S.l.], 2025. Acesso em: 10 jan. 2025. Disponível em: <<https://datasheet4u.com/datasheet-pdf/SemikronInternational/SK40GB067/pdf.php?id=608428>>.

STMicroelectronics. *STM32F407VE Datasheet*. STMicroelectronics, 2025. Acesso em: 27 jan. 2025. Disponível em: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/dm00037051.pdf>>.

STMicroelectronics. *TL074 Low-Noise JFET-Input Operational Amplifier Datasheet*. AllDatasheet, 2025. Acesso em: 27 jan. 2025. Disponível em: <<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/25382/STMICROELECTRONICS/TL074.html>>.

Texas Instruments. *SN75115 Dual Differential Line Receivers*. 2024. Acesso em: 20 jan. 2025. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn75115.pdf>>.

Texas Instruments. *ISO122P Precision Isolation Amplifier Datasheet*. AllDatasheet, 2025. Acesso em: 27 jan. 2025. Disponível em: <<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/download/546068/TI/ISO122P.html>>.

TRANSMAQ. *Transmissão mecânica: conheça os principais elementos e entenda a importância de cada um deles*. 2025. Acesso em: 12 jan. 2025. Disponível em: <<https://transmaq.com.br/transmissao-mecanica--os-principais--e--a-importancia--cada-um-deles/>>.

Valdemir Martins. *Tecnologias para automação: circuitos pneumáticos - óleo-hidráulicos - controladores lógicos programáveis (CLP) e microcontrolador*. São Paulo: Blucher, 2024. E-book. Disponível em: <<https://plataforma.bvirtual.com.br>>. Acesso em: 03 fev. 2025.

Vishal Electronic. *Trimpot 3386 Datasheet and Product Details*. Pykv Electronics, 2025. Acesso em: 27 jan. 2025. Disponível em: <<https://www.pykv.in/product/trimpot-3386/>>.

VM Redutores. *Motor redutor hidráulico*. 2025. Acesso em: 12 jan. 2025. Disponível em: <<http://www.vmredutores.com.br/motor-redutor-hidraulico.html>>.

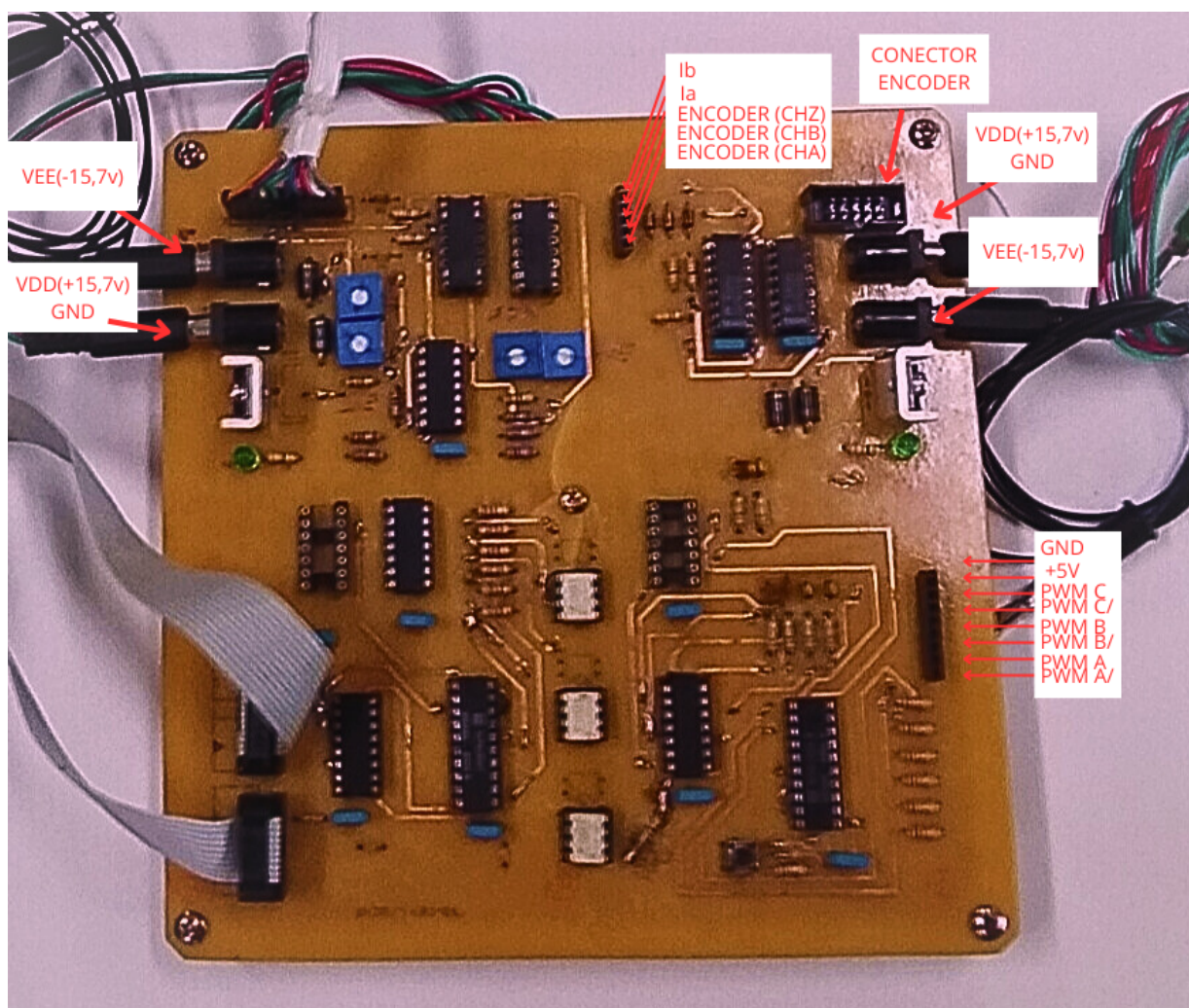
WEG. *WEG fornece motores elétricos para sistema de abastecimento de água potável na Espanha*. 2025. Acesso em: 12 jan. 2025. Disponível em: <<https://www.weg.net/institutional/BR/pt/news/produtos-e-solucoes/weg-fornece-motores-eletricos-para-sistema-de-abastecimento-de-agua-potavel-na-espanha>>.

WEG.NET. *Motor Trifásico W22 – Uso Geral – Baixa Tensão*. 2025. Disponível em: Catálogo oficial da WEG. Acesso em: 27 abr. 2025. Disponível em: <[https://www.weg.net/catalog/weg/BR/pt/Motores-EI%C3%A9tricos/Trif%C3%A1sico---Baixa-Tens%C3%A3o/Uso-Geral/W22/W22-/W22/p/MKT\\_WMO\\_TEXT\\_IMAGE\\_BR\\_MT\\_3PHASE\\_LV\\_TEFC\\_W22](https://www.weg.net/catalog/weg/BR/pt/Motores-EI%C3%A9tricos/Trif%C3%A1sico---Baixa-Tens%C3%A3o/Uso-Geral/W22/W22-/W22/p/MKT_WMO_TEXT_IMAGE_BR_MT_3PHASE_LV_TEFC_W22)>.

ZHANG, X. et al. Optimized model predictive control with dead-time voltage vector for pmsm drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 3, p. 3149–3158, 2021.

# **Apêndice**

## Apêndice A: Pinagem da placa de condicionamento de sinal



## Apêndice B:

# Código principal Microcontrolador

```
1  /* USER CODE BEGIN Header */
2  /**
3
4  *
5  * @file : main.c
6  * @brief : Main program body
7
8  *
9  * @attention
10 *
11 * Copyright (c) 2024 STMicroelectronics.
12 * All rights reserved.
13 *
14 * This software is licensed under terms that can be found in
15 *   the LICENSE file
16 *   in the root directory of this software component.
17 *   If no LICENSE file comes with this software, it is provided
18 *   AS-IS.
19 *
20 */
21 /* USER CODE END Header */
```

```
22  /* Includes
    -----
    */
23  #include "main.h"
24  /* Private includes
    -----
    */
25  /* USER CODE BEGIN Includes */
26  #include "math.h"
27  #include "serial_uart.h"
28  #include "stdlib.h"
29  #include <stdio.h>#include "string.h"
30  // #include "cmsis_armcc.h"
31  /* USER CODE END Includes */
32  /* Private typedef
    -----
    */
33  /* USER CODE BEGIN PTD */
34  /* USER CODE END PTD */
35  /* Private define
    -----
    */
36  /* USER CODE BEGIN PD */
37  #define ADC_BUF_SIZE 2
38  uint16_t adc_buffer[ADC_BUF_SIZE]; // Buffer para armazenar
    leituras
39  /* USER CODE END PD */
40  /* Private macro
    -----
    */
41  /* USER CODE BEGIN PM */
42  /* USER CODE END PM */
```

```

43  /* Private variables
      -----*/
44  ADC_HandleTypeDef  hadc1;
45  DMA_HandleTypeDef  hdma_adc1;
46  TIM_HandleTypeDef  htim1;
47  TIM_HandleTypeDef  htim2;
48  TIM_HandleTypeDef  htim3;
49  UART_HandleTypeDef huart1;DMA_HandleTypeDef  hdma_usart1_tx;
50  /* USER CODE BEGIN PV */
51  /* USER CODE END PV */
52  /* Private function prototypes
      -----*/
53  void SystemClock_Config(void);
54  static void MX_GPIO_Init(void);
55  static void MX_DMA_Init(void);
56  static void MX_TIM1_Init(void);
57  static void MX_ADC1_Init(void);
58  static void MX_TIM2_Init(void);
59  static void MX_USART1_UART_Init(void);
60  static void MX_TIM3_Init(void);
61  /* USER CODE BEGIN PFP */
62  /* USER CODE END PFP */
63  /* Private user code
      -----*/
64  /* USER CODE BEGIN 0 */
65  float tensao_1=0;
66  float tensao_2=0;
67  uint16_t dataready=0;
68  void HAL_ADC_ConvCpltCallback(ADC_HandleTypeDef* hadc) {
69  if (hadc->Instance == ADC1) {
70  tensao_1 = (3.3 * adc_buffer[0]) / 4095; // Converter para
      volts

```

```
71 tensao_2 = (3.3 * adc_buffer[1]) / 4095; // Converter para
    volts (Canal IN1)
72 dataready=1;}
73 }
74 // Buffer para armazenar a mensagem a ser enviada
75 char buffer[100];
76 char message[50];
77 int auxserial=1;
78
79 void send_message_via_usart(const char* message)
80 {
81 if (HAL_UART_GetState(&huart1) == HAL_UART_STATE_READY)
82 {
83 snprintf(buffer, sizeof(buffer), "%s", message);
84 HAL_UART_Transmit_DMA(&huart1, (uint8_t*)buffer, strlen(buffer
    ));
85 }
86 }
87 void HAL_UART_TxCpltCallback(UART_HandleTypeDef *huart)
88 {
89 if (huart->Instance == USART1)
90 {auxserial=1;
91 }
92 }
93 /* USER CODE END 0 */
94 /**
95 * @brief The application entry point.
96 * @retval int
97 */
98 int main(void)
99 {
100 /* USER CODE BEGIN 1 */
101 #define K 2.116
```

```
102 #define PI 3.1415#define sqrt2 sqrt(2)
103 #define sqrt3 sqrt(3)
104 #define two_pi_over_3 (2 * PI / 3)
105 #define dois_inv_sqrt3 (2/ sqrt3)
106 /* USER CODE END 1 */
107 /* MCU Configuration
   -----*/
108 /* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface
   and the SysTick. */
109 HAL_Init();
110 /* USER CODE BEGIN Init */
111 /* USER CODE END Init */
112 /* Configure the system clock */
113 SystemClock_Config();
114 /* USER CODE BEGIN SysInit */
115 /* USER CODE END SysInit */
116 /* Initialize all configured peripherals */
117 MX_GPIO_Init();
118 MX_DMA_Init();
119 MX_TIM1_Init();
120 MX_ADC1_Init();
121 MX_TIM2_Init();
122 MX_USART1_UART_Init();
123 MX_TIM3_Init();
124 /*USER CODE BEGIN 2*/
125 HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
126 HAL_TIMEx_PWMN_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
127 HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_2);
128 HAL_TIMEx_PWMN_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_2);
129 HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_3);
130 HAL_TIMEx_PWMN_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_3);
131 HAL_TIM_Base_Start(&htim3); // Inicia o Timer 8
132 HAL_TIM_Encoder_Start(&htim2, TIM_CHANNEL_ALL);
```

```
133 HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t*)adc_buffer, ADC_BUF_SIZE)
    ;
134 ///////////////////////////////////////////////////////////////////
135 float setfreq=60;
136 ///////////////////////////////////////////////////////////////////
137 float theta=0;
138 float dutyCycle1;
139 float dutyCycle2;
140 float dutyCycle3;
141 float V1 = K*setfreq;
142 float Vcc= V1*sqrt(2)*sqrt(3);
143 float Vlim = Vcc/sqrt(3);
144 float freqInterrupcao = (float)HAL_RCC_GetHCLKFreq() / ((htim1
    .Init.Prescaler + 1) *
145 (htim1.Init.Period + 1));
146 float t=1/freqInterrupcao;
147 float temp = 10*t;int auxencoder=0;
148 int auxSerial=0;
149 float cant=0;
150 float W_mec=0;
151 float Tempo=0;
152 float Ia=0;
153 float Ib=0;
154 float offsetIa=0;
155 float offsetIb=0;
156 int auxoffset=0;
157 float tensao_11=0;
158 float tensao_22=0;
159 sprintf(message, "Tempo_□W_mec_□Ia_□Ib_□r\n");
160 send_message_via_usart(message);
161 auxserial=0;
162 /* USER CODE END 2 */
163 /* Infinite loop */
```

```
164 /* USER CODE BEGIN WHILE */
165 while (1)
166 {
167   if (dataready)
168   {
169     HAL_GPIO_TogglePin(GPIOA, GPIO_PIN_6);
170     Tempo=Tempo+t;
171     if(Tempo>=2)
172     {
173       Ia = 9.54*tensao_1-offsetIa;
174       Ib = 9.54*tensao_2-offsetIb;auxoffset=0;
175     }
176   else
177   {
178     auxoffset++;
179     tensao_11 = tensao_11 + tensao_1;
180     offsetIa = (tensao_11/auxoffset) *9.54;
181     tensao_22 = tensao_22 + tensao_2;
182     offsetIb = (tensao_22/auxoffset) *9.54;
183   }
184   auxencoder++;
185   if(auxencoder==10) // loop de leitura de velocidade
186   {
187     auxencoder=0;
188     uint32_t encoder_ticks= TIM2->CNT;
189     uint32_t delta = encoder_ticks - cant;
190     if (encoder_ticks < cant) // Se o contador estourou, ajuste o
        delta
191   {
192     delta = encoder_ticks + (0xFFFFFFFF - cant);
193   }
194   //delta = abs(delta);
195   W_mec= 60*(delta)/(4*2500*temp);
```

```
196 cant = encoder_ticks;
197 }
198 auxSerial++;
199 if(auxSerial==1000 && auxserial==1){
200 sprintf(message, "%.2f□%.2f□%.2f□%.2f□%.2f□%.2f□\r\n",Tempo,
201 W_mec, Ia, Ib, tensao_1, tensao_2);
202 send_message_via_usart(message);
203 auxSerial=0;
204 auxserial=0;
205 }
206 theta = theta + 2*PI* setfreq * t;
207
208 float Va = V1*sqrt2 *(sinf(theta) ) ;
209 float Vb = V1*sqrt2*(sinf(theta+two_pi_over_3));
210 float Vc = V1*sqrt2 *(sinf(theta-two_pi_over_3));
211 Va = Va/Vlim;
212 Vb = Vb/Vlim;
213 Vc = Vc/Vlim;
214
215 float Vmax = fmax(Va,fmax(Vb,Vc));
216 float Vmin = fmin(Va,fmin(Vb,Vc));
217 float Vz = -(Vmax+Vmin)/2;
218 float m_a = (dois_inv_sqrt3)*(Va+Vz);
219 float m_b = (dois_inv_sqrt3)*(Vb+Vz);
220 float m_c = (dois_inv_sqrt3)*(Vc+Vz);dutyCycle1 = (m_a+1) /2;
221 dutyCycle2 = (m_b+1) /2;
222 dutyCycle3 = (m_c+1) /2;
223 // ALTERANDO O CICLO DE TRABALHO DO PWM CONFORME O SINAL
224 DE CONTROLE
225 TIM1->CCR1 = dutyCycle1*htim1.Init.Period;
226 TIM1->CCR2 = dutyCycle2*htim1.Init.Period;
227 TIM1->CCR3 = dutyCycle3*htim1.Init.Period;
228 if (theta >= 2 * PI)
```

```
229 {
230 //theta = theta-2*PI;
231 theta=0;
232 }
233 dataready=0;
234 } // fim dataready
235 /* USER CODE END WHILE */
236 /* USER CODE BEGIN 3 */
237 }
238 /* USER CODE END 3 */
239 }
240 /**
241  * @brief System Clock Configuration @retval None
242  */
243 void SystemClock_Config(void)
244 {
245 RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
246 RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};
247 /** Configure the main internal regulator output voltage
248  */
249 __HAL_RCC_PWR_CLK_ENABLE();
250 __HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE1);
251 /** Initializes the RCC Oscillators according to the specified
252     parameters
253     * in the RCC_OscInitTypeDef structure.
254     */
255 RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSI;
256 RCC_OscInitStruct.HSISState = RCC_HSI_ON;
257 RCC_OscInitStruct.HSICalibrationValue =
258     RCC_HSICALIBRATION_DEFAULT;
259 RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
260 RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSI;
261 RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 8;
```

```
260 RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 168;
261 RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = RCC_PLLP_DIV2;
262 RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = 4;
263 if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
264 {
265     Error_Handler();
266 }
267 /** Initializes the CPU, AHB and APB buses clocks
268 */RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK |
        RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
269 |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
270 RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
271 RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
272 RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV4;
273 RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;
274 if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_5)
        != HAL_OK)
275 {
276     Error_Handler();
277 }
278 }
279 /**
280 * @brief ADC1 Initialization Function
281 * @param None
282 * @retval None
283 */
284 static void MX_ADC1_Init(void)
285 {
286 /* USER CODE BEGIN ADC1_Init 0 */
287 /* USER CODE END ADC1_Init 0 */
288 ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};
289 /* USER CODE BEGIN ADC1_Init 1 */
```

```
290  /* USER CODE END ADC1_Init 1 *//** Configure the global  
    features of the ADC (Clock, Resolution, Data Alignment and  
    number  
291 of conversion)  
292 */  
293 hadc1.Instance = ADC1;  
294 hadc1.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_SYNC_PCLK_DIV4;  
295 hadc1.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_12B;  
296 hadc1.Init.ScanConvMode = ENABLE;  
297 hadc1.Init.ContinuousConvMode = DISABLE;  
298 hadc1.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;  
299 hadc1.Init.ExternalTrigConvEdge =  
    ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_RISING;  
300 hadc1.Init.ExternalTrigConv = ADC_EXTERNALTRIGCONV_T3_TRGO;  
301 hadc1.Init.DataAlign = ADC_DATAALIGN_RIGHT;  
302 hadc1.Init.NbrOfConversion = 2;  
303 hadc1.Init.DMAContinuousRequests = ENABLE;  
304 hadc1.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SINGLE_CONV;  
305 if (HAL_ADC_Init(&hadc1) != HAL_OK)  
306 {  
307     Error_Handler();  
308 }  
309 /** Configure for the selected ADC regular channel its  
    corresponding rank in the sequencer  
310 and its sample time.  
311 */  
312 sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_0;  
313 sConfig.Rank = 1;  
314 sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_3CYCLES;  
315 if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)  
316 {  
317     Error_Handler();
```

```
318 }/** Configure for the selected ADC regular channel its
      corresponding rank in the sequencer
319 and its sample time.
320 */
321 sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_1;
322 sConfig.Rank = 2;
323 if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
324 {
325   Error_Handler();
326 }
327 /* USER CODE BEGIN ADC1_Init 2 */
328 /* USER CODE END ADC1_Init 2 */
329 }
330 /**
331  * @brief TIM1 Initialization Function
332  * @param None
333  * @retval None
334  */
335 static void MX_TIM1_Init(void)
336 {
337   /* USER CODE BEGIN TIM1_Init 0 */
338   /* USER CODE END TIM1_Init 0 */
339   TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = {0};
340   TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
341   TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = {0};
342   TIM_BreakDeadTimeConfigTypeDef sBreakDeadTimeConfig = {0};/*
      USER CODE BEGIN TIM1_Init 1 */
343   /* USER CODE END TIM1_Init 1 */
344   htim1.Instance = TIM1;
345   htim1.Init.Prescaler = 0;
346   htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
347   htim1.Init.Period = 16799;
348   htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
```

```
349 htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
350 htim1.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
351 if (HAL_TIM_Base_Init(&htim1) != HAL_OK)
352 {
353     Error_Handler();
354 }
355 sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
356 if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim1, &sClockSourceConfig) !=
    HAL_OK)
357 {
358     Error_Handler();
359 }
360 if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim1) != HAL_OK)
361 {
362     Error_Handler();
363 }
364 sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
365 sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
366 if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1, &
    sMasterConfig) != HAL_OK)
367 {
368     Error_Handler();
369 }
370 sConfigOC.OCMode = TIM_OC_MODE_PWM1; sConfigOC.Pulse = 0;
371 sConfigOC.OCpolarity = TIM_OC_POLARITY_HIGH;
372 sConfigOC.OCNPolarity = TIM_OCNPOLARITY_HIGH;
373 sConfigOC.OCFastMode = TIM_OC_FAST_DISABLE;
374 sConfigOC.OCIdleState = TIM_OC_IDLE_STATE_RESET;
375 sConfigOC.OCNIdleState = TIM_OCN_IDLE_STATE_RESET;
376 if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC,
    TIM_CHANNEL_1) != HAL_OK)
377 {
378     Error_Handler();
```

```
379 }
380 if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC,
    TIM_CHANNEL_2) != HAL_OK)
381 {
382 Error_Handler();
383 }
384 if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC,
    TIM_CHANNEL_3) != HAL_OK)
385 {
386 Error_Handler();
387 }
388 sBreakDeadTimeConfig.OffStateRunMode = TIM_OSSR_DISABLE;
389 sBreakDeadTimeConfig.OffStateIDLEMode = TIM_OSSI_DISABLE;
390 sBreakDeadTimeConfig.LockLevel = TIM_LOCKLEVEL_OFF;
391 sBreakDeadTimeConfig.DeadTime = 0;
392 sBreakDeadTimeConfig.BreakState = TIM_BREAK_DISABLE;
393 sBreakDeadTimeConfig.BreakPolarity = TIM_BREAKPOLARITY_HIGH;
394 sBreakDeadTimeConfig.AutomaticOutput =
    TIM_AUTOMATICOUTPUT_DISABLE;
395 if (HAL_TIMEx_ConfigBreakDeadTime(&htim1, &
    sBreakDeadTimeConfig) != HAL_OK)
396 {
397 Error_Handler();
398 }
399 /* USER CODE BEGIN TIM1_Init 2 *//* USER CODE END TIM1_Init 2
    */
400 HAL_TIM_MspPostInit(&htim1);
401 }
402 /**
403 * @brief TIM2 Initialization Function
404 * @param None
405 * @retval None
406 */
```

```
407 static void MX_TIM2_Init(void)
408 {
409  /* USER CODE BEGIN TIM2_Init 0 */
410  /* USER CODE END TIM2_Init 0 */
411  TIM_Encoder_InitTypeDef sConfig = {0};
412  TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
413  /* USER CODE BEGIN TIM2_Init 1 */
414  /* USER CODE END TIM2_Init 1 */
415  htim2.Instance = TIM2;
416  htim2.Init.Prescaler = 0;
417  htim2.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
418  htim2.Init.Period = 4294967295;
419  htim2.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
420  htim2.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
421  sConfig.EncoderMode = TIM_ENCODERMODE_TI12;
422  sConfig.IC1Polarity = TIM_ICPOLARITY_RISING; sConfig.
    IC1Selection = TIM_ICSELECTION_DIRECTTI;
423  sConfig.IC1Prescaler = TIM_ICPSC_DIV1;
424  sConfig.IC1Filter = 0;
425  sConfig.IC2Polarity = TIM_ICPOLARITY_RISING;
426  sConfig.IC2Selection = TIM_ICSELECTION_DIRECTTI;
427  sConfig.IC2Prescaler = TIM_ICPSC_DIV1;
428  sConfig.IC2Filter = 0;
429  if (HAL_TIM_Encoder_Init(&htim2, &sConfig) != HAL_OK)
430  {
431  Error_Handler();
432  }
433  sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
434  sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
435  if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim2, &
    sMasterConfig) != HAL_OK)
436  {
437  Error_Handler();
```

```
438 }
439 /* USER CODE BEGIN TIM2_Init 2 */
440 /* USER CODE END TIM2_Init 2 */
441 }
442 /**
443  * @brief TIM3 Initialization Function
444  * @param None
445  * @retval None
446  */
447 static void MX_TIM3_Init(void)
448 {/* USER CODE BEGIN TIM3_Init 0 */
449 /* USER CODE END TIM3_Init 0 */
450 TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = {0};
451 TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
452 /* USER CODE BEGIN TIM3_Init 1 */
453 /* USER CODE END TIM3_Init 1 */
454 htim3.Instance = TIM3;
455 htim3.Init.Prescaler = 99;
456 htim3.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
457 htim3.Init.Period = 83;
458 htim3.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
459 htim3.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
460 if (HAL_TIM_Base_Init(&htim3) != HAL_OK)
461 {
462 Error_Handler();
463 }
464 sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
465 if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim3, &sClockSourceConfig) !=
    HAL_OK)
466 {
467 Error_Handler();
468 }
469 sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_UPDATE;
```

```
470 sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
471 if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim3, &
      sMasterConfig) != HAL_OK)
472 {
473   Error_Handler();
474 }/* USER CODE BEGIN TIM3_Init 2 */
475 /* USER CODE END TIM3_Init 2 */
476 }
477 /**
478  * @brief USART1 Initialization Function
479  * @param None
480  * @retval None
481  */
482 static void MX_USART1_UART_Init(void)
483 {
484   /* USER CODE BEGIN USART1_Init 0 */
485   /* USER CODE END USART1_Init 0 */
486   /* USER CODE BEGIN USART1_Init 1 */
487   /* USER CODE END USART1_Init 1 */
488   huart1.Instance = USART1;
489   huart1.Init.BaudRate = 57600;
490   huart1.Init.WordLength = UART_WORDLENGTH_8B;
491   huart1.Init.StopBits = UART_STOPBITS_1;
492   huart1.Init.Parity = UART_PARITY_NONE;
493   huart1.Init.Mode = UART_MODE_TX_RX;
494   huart1.Init.HwFlowCtl = UART_HWCONTROL_NONE;
495   huart1.Init.OverSampling = UART_OVERSAMPLING_16;
496   if (HAL_UART_Init(&huart1) != HAL_OK)
497   {Error_Handler();
498   }
499   /* USER CODE BEGIN USART1_Init 2 */
500   /* USER CODE END USART1_Init 2 */
501 }
```

```
502 /**
503  * Enable DMA controller clock
504  */
505 static void MX_DMA_Init(void)
506 {
507  /* DMA controller clock enable */
508  __HAL_RCC_DMA2_CLK_ENABLE();
509  /* DMA interrupt init */
510  /* DMA2_Stream0_IRQn interrupt configuration */
511  HAL_NVIC_SetPriority(DMA2_Stream0_IRQn, 0, 0);
512  HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA2_Stream0_IRQn);
513  /* DMA2_Stream7_IRQn interrupt configuration */
514  HAL_NVIC_SetPriority(DMA2_Stream7_IRQn, 0, 0);
515  HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA2_Stream7_IRQn);
516 }
517 /**
518  * @brief GPIO Initialization Function
519  * @param None
520  * @retval None*/
521 static void MX_GPIO_Init(void)
522 {
523  GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};
524  /* USER CODE BEGIN MX_GPIO_Init_1 */
525  /* USER CODE END MX_GPIO_Init_1 */
526  /* GPIO Ports Clock Enable */
527  __HAL_RCC_GPIOH_CLK_ENABLE();
528  __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
529  __HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();
530  __HAL_RCC_GPIOE_CLK_ENABLE();
531  /*Configure GPIO pin Output Level */
532  HAL_GPIO_WritePin(GPIOA, GPIO_PIN_6, GPIO_PIN_RESET);
533  /*Configure GPIO pin : PA6 */
534  GPIO_InitStruct.Pin = GPIO_PIN_6;
```

```
535 GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
536 GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
537 GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
538 HAL_GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStruct);
539 /* USER CODE BEGIN MX_GPIO_Init_2 */
540 /* USER CODE END MX_GPIO_Init_2 */
541 }
542 /* USER CODE BEGIN 4 */
543 /* USER CODE END 4 *//**
544 * @brief This function is executed in case of error occurrence
545 .
546 * @retval None
547 */
548 void Error_Handler(void)
549 {
550 /* USER CODE BEGIN Error_Handler_Debug */
551 /* User can add his own implementation to report the HAL error
552 return state */
553 __disable_irq();
554 while (1)
555 { }
556 /* USER CODE END Error_Handler_Debug */
557 }
558 #ifdef USE_FULL_ASSERT
559 /**
560 * @brief Reports the name of the source file and the source
561 line number
562 * where the assert_param error has occurred.
563 * @param file: pointer to the source file name
564 * @param line: assert_param error line source number
565 * @retval None
566 */
567 void assert_failed(uint8_t *file, uint32_t line)
```

```
565 {
566  /* USER CODE BEGIN 6 */
567  /* User can add his own implementation to report the file name
      and line number,
568  ex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n",
      file, line) */
569  /* USER CODE END 6 */
570 }
571 #endif /* USE_FULL_ASSERT */
```

**ANEXOS**

## **Anexo A:**

# **Datasheet Retificador Inversor**



**SEMITOP Stack<sup>1)</sup>**

## Three-phase inverter

**SKS 26F B6U+B6CI +E1CIF\*2 10 V6**

**SK 40 GB 063 / SK 80 GB 063 /**

**SK 70 D 08**

**P35/260F**

**SKHI 20opA**

Preliminary Data

### Features

- Compact design
- $V_{ce}$  monitoring
- Hall-effect current sensor
- Capacitor soft charge circuit

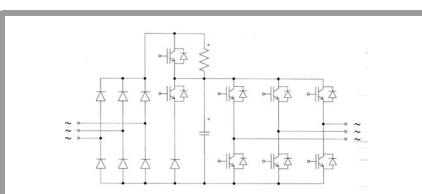
### Typical Applications

- AC motor control
- Elevator
- Industrial

<sup>1)</sup> Photo non-contractual

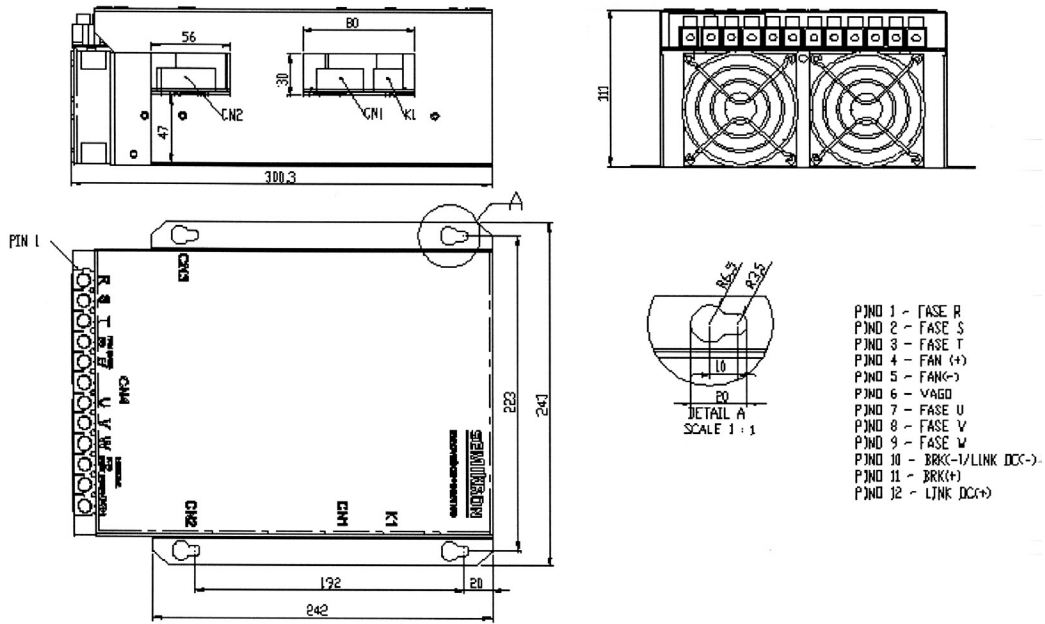
Circuit	$I_{out}$	$V_{out} (V_{dc})$	Types
B6CI	26	250 (350)	SKS 26F B6U+B6CI+E1CIF*2 10 V6

Symbol	Conditions	Values	Units
<b>Stack</b>			
$I_{out}$	no overload	26	A
$V_{in}$	AC input to rectifier circuit	250	V
$f_{swmax}$	Absolute max. switching frequency	20	kHz
$f_{swmaxCsl}$	Advised max. switching frequency	10	kHz
<b>Capacitor bank</b>			
$C_{eqvl}$	total equivalent capacitance	3000	$\mu F$
$R_{softcharge}$		250 / 30	$\Omega/W$
$V_{dcmax}$	max. DC voltage applied to the capacitor bank	350	V
<b>SEMITOP</b>			
$V_{ces}$		600	V
$I_C$	$T_h = 25^\circ C$ ( $T_h = 80^\circ C$ )	45 / 30	A
$I_{FM}$	$T_h = 25^\circ C$ ( $T_h = 80^\circ C$ )	114 / 76	A
$T_j$		-40...+150	$^\circ C$
$T_{stg}$		-40...+125	$^\circ C$
<b>Diode</b>			
$I_d$	B6U; $T_h = 80^\circ C$	35	A
$i^2t$	$T_{vj} = 25^\circ C$ ; 8,3...10ms	2,45	$kA^2s$
	$T_{vj} = 150^\circ C$ ; 8,3...10ms	1,37	$kA^2s$
$V_{rrm}$		800	V
Cooling	Fan; power supply	24	V
	current consumption	0,11	A
	maximum air flow	42,5	$m^3/h$
Driver	SKHI 20opA		
Current sensor	Hall-type LEM LA 55-P		
Thermal trip	normally closed	71	$^\circ C$
w	approx.	-	kg

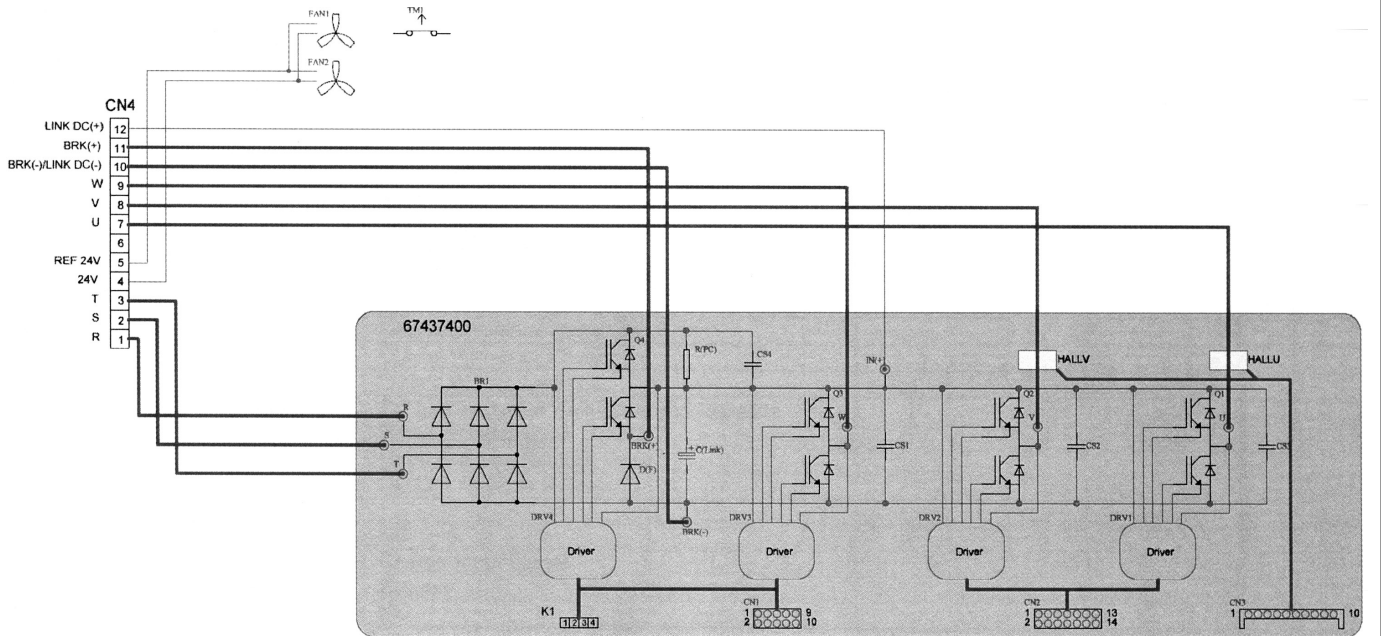


**B6U + E1CIF\*2 + B6CI**

# SEMISTACK - IGBT



General mechanical dimensions



Electrical data

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

# SEMISTACK - IGBT

Connector pin	Symbol	Description	Value min.	Value typ.	Value max.	Units
CN1:1	TOP W	Top phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:2	ER W	V <sub>ce</sub> phase W error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:3	BOT W	Bot phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:4	GND	Ground		0		V
CN1:5	GND	Ground		0		V
CN1:6	V <sub>in</sub> (BOT)	Break input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:7	+V <sub>s</sub>	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:8	+V <sub>s</sub>	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:9	GND	Ground		0		V
CN1:10	GND	Ground		0		V
CN2:1	TOP U	Top phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:2	ER U	V <sub>ce</sub> phase U error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:3	BOT U	Bot phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:4	GND	Ground		0		V
CN2:5	TOP V	Top phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:6	ER V	V <sub>ce</sub> phase V error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:7	BOT V	Bot phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:8	GND	Ground		0		V
CN2:9	+V <sub>s</sub>	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN2:10	+V <sub>s</sub>	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN2:11	GND	Ground		0		V
CN2:12	GND	Ground		0		V
CN2:13		NC				
CN2:14		NC				
CN3:1	+15V	Supply voltage	14,5	15	15,5	V
CN3:2	-15V	Supply voltage	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:3	GND	Ground		0		V
CN3:4	HALL U	Output Hall phase U				
CN3:5	HALL V	Output Hall phase V				
CN3:6		NC				
CN3:7	GND	Ground		0		V
CN3:8	+15V	Supply voltage	14,5	15	15,5	V
CN3:9	-15V	Supply voltage	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:10		NC				
CN4:1	R	Input phase R	176	220	253	V
CN4:2	S	Input phase S	176	220	253	V
CN4:3	T	Input phase T	176	220	253	V
CN4:4	(+)	FAN power supply		24		V
CN4:5	(-)	FAN power supply				
CN4:6		NC				
CN4:7	U	Output inverter phase U		220	253	V
CN4:8	V	Output inverter phase V		220	253	V
CN4:9	W	Output inverter phase W		220	253	V
CN4:10	DC(-) / BRK(-)	DC Link Negative Reference and Negative Break Resistor Input				
CN4:11	BRK(+)	Positive Break Resistor Input				
CN4:12	DC(+)	DC Link Positive Reference				
K1:1						
K1:2	CIS		0	0/15	24	V
K1:3	GND	Ground		0		V
K1:4						


## **Anexo B:**

# **Datasheet Encoder**

**General-purpose Encoder with  
External Diameter of 40 mm**

- Incremental model
- External diameter of 40 mm.
- Resolution of up to 2,000 ppr.



 Be sure to read *Safety Precautions* on page 4.

For the most recent information on models that have been certified for safety standards, refer to your OMRON website.

**Ordering Information****Encoders** [Refer to *Dimensions* on page 5.]

Power supply voltage	Output configuration	Resolution (pulses/rotation)	Model
5 to 24 VDC	NPN open-collector output	10, 20, 30, 40, 50, 60, 100, 200, 300, 360, 400, 500, 600	<b>E6B2-CWZ6C (resolution) 0.5M</b> Example: E6B2-CWZ6C 10P/R 0.5M
		720, 800, 1,000, 1,024	
		1,200, 1,500, 1,800, 2,000	
12 to 24 VDC	PNP open-collector output	100, 200, 360, 500, 600	<b>E6B2-CWZ5B (resolution) 0.5M</b> Example: E6B2-CWZ5B 100P/R 0.5M
		1,000	
		2,000	
5 to 12 VDC	Voltage output	10, 20, 30, 40, 50, 60, 100, 200, 300, 360, 400, 500, 600	<b>E6B2-CWZ3E (resolution) 0.5M</b> Example: E6B2-CWZ3E 10P/R 0.5M
		1,000	
		1,200, 1,500, 1,800, 2,000	
5 VDC	Line-driver output	10, 20, 30, 40, 50, 60, 100, 200, 300, 360, 400, 500, 600	<b>E6B2-CWZ1X (resolution) 0.5M</b> Example: E6B2-CWZ1X 10P/R 0.5M
		1,000, 1,024	
		1,200, 1,500, 1,800, 2,000	

**Accessories (Order Separately)** [Refer to *Dimensions* on *Rotary Encoder Accessories*.]

Name	Model	Remarks
Couplings	<b>E69-C06B</b>	Provided with the product.
	<b>E69-C68B</b>	Different end diameter
	<b>E69-C610B</b>	Different end diameter
	<b>E69-C06M</b>	Metal construction
Flanges	<b>E69-FBA</b>	---
	<b>E69-FBA02</b>	E69-2 Servo Mounting Bracket provided.
Servo Mounting Bracket	<b>E69-2</b>	---

Note: 1. Refer to *Rotary Encoders Accessories* on your OMRON website for details.

2. Refer to *Precautions For Correct Use of Rotary Encoders* on your OMRON website when using the Rotary Encoders together with a Coupling.

## Ratings and Specifications

Item	Model	E6B2-CWZ6C	E6B2-CWZ5B	E6B2-CWZ3E	E6B2-CWZ1X
Power supply voltage		5 VDC -5% to 24 VDC +15%, ripple (p-p): 5% max.	12 VDC -10% to 24 VDC +15%, ripple (p-p): 5% max.	5 VDC -5% to 12 VDC +10%, ripple (p-p): 5% max.	5 VDC ±5%, ripple (p-p): 5% max.
Current consumption *1		0.6 W max. (80 mA max.)	0.8 W max. (100 mA max.)	0.6 W max. (100 mA max.)	160 mA max.
Resolution (pulses/rotation)		10, 20, 30, 40, 50, 60, 100, 200, 300, 360, 400, 500, 600, 720, 800, 1,000, 1,024, 1,200, 1,500, 1,800, 2,000	100, 200, 360, 500, 600, 1,000, 2,000	10, 20, 30, 40, 50, 60, 100, 200, 300, 360, 400, 500, 600, 1,000, 1,200, 1,500, 1,800, 2,000	10, 20, 30, 40, 50, 60, 100, 200, 300, 360, 400, 500, 600, 1,000, 1,024, 1,200, 1,500, 1,800, 2,000
Output phases		Phases A, B, and Z			Phases A, $\bar{A}$ , B, $\bar{B}$ , Z, and $\bar{Z}$
Phase difference between outputs		90°±45° between A and B (1/4 T ± 1/8 T)			
Output configuration		NPN open-collector output	PNP open-collector output	Voltage output (NPN output)	Line driver output *2
Output capacity		Applied voltage: 30 VDC max. Sink current: 35 mA max. Residual voltage: 0.4 V max. (at sink current of 35 mA)	Applied voltage: 30 VDC max. Source current: 35 mA max. Residual voltage: 0.4 V max. (at source current of 35 mA)	Output resistance: 2 kΩ Sink current: 20 mA max. Residual voltage: 0.4 V max. (at sink current of 20 mA)	AM26LS31 equivalent Output current High level: $I_o = -20$ mA Low level: $I_s = 20$ mA Output voltage: $V_o = 2.5$ V min. $V_s = 0.5$ V max.
Maximum response frequency *3		100 kHz	50 kHz	100 kHz	
Rise and fall times of output		1 μs max. (Control output voltage: 5 V, Load resistance: 1 kΩ, Cable length: 2 m max.)	1 μs max. (Cable length: 2 m max., Sink current: 10 mA)		0.1 μs max. (Cable length: 2 m max., $I_o = -20$ mA, $I_s = 20$ mA)
Starting torque		0.98 mN·m max.			
Moment of inertia		1×10 <sup>-6</sup> kg·m <sup>2</sup> max.; 3 × 10 <sup>-7</sup> kg·m <sup>2</sup> max. at 600 P/R max.			
Shaft loading	Radial	30 N			
	Thrust	20 N			
Maximum permissible speed		6,000 r/min			
Protection circuits		Power supply reverse polarity protection, Load short-circuit protection			---
Ambient temperature range		Operating: -10 to 70°C (with no icing), Storage: -25 to 85°C (with no icing)			
Ambient humidity range		Operating/Storage: 35% to 85% (with no condensation)			
Insulation resistance		20 MΩ min. (at 500 VDC) between current-carrying parts and case			
Dielectric strength		500 VAC, 50/60 Hz for 1 min between current-carrying parts and case			
Vibration resistance		Destruction: 10 to 500 Hz, 150 m/s <sup>2</sup> or 2-mm double amplitude for 11 min 3 times each in X, Y, and Z directions			
Shock resistance		Destruction: 1,000m/s <sup>2</sup> 3 times each in X, Y, and Z directions			
Degree of protection		IEC 60529 IP50			
Connection method		Pre-wired Models (Standard cable length: 500 mm)			
Materials		Case: ABS, Main unit: Aluminum, Shaft: SUS420J2			
Weight (packed state)		Approx. 100 g			
Accessories		Coupling, Hexagonal wrench, Instruction manual			

\*1. An inrush current of approximately 9 A will flow for approximately 0.3 ms when the power is turned ON.

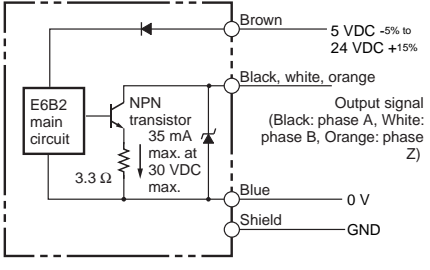
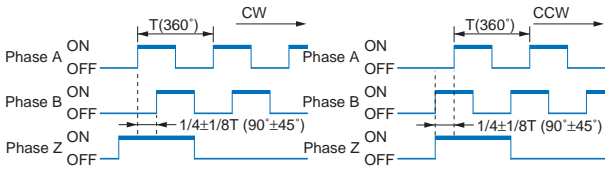
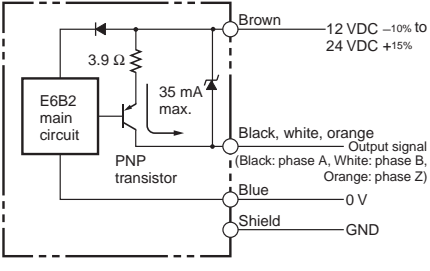
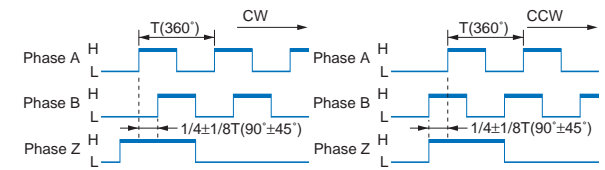
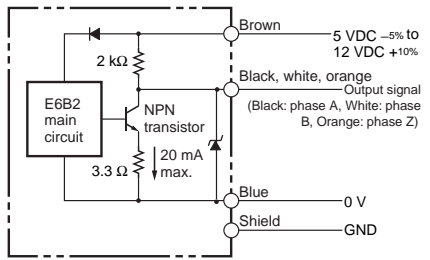
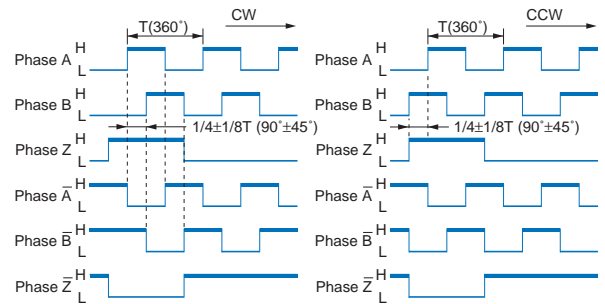
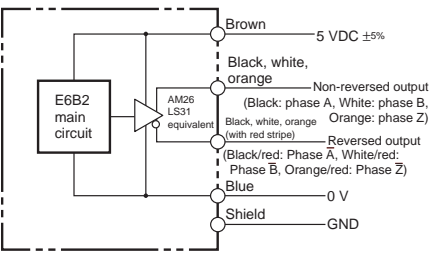
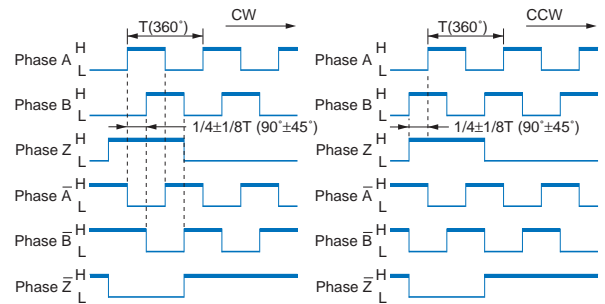
\*2. The line driver output is a data transmission circuit compatible with RS-422A and long-distance transmission is possible with a twisted-pair cable. The quality is equivalent to AM26LS31.

\*3. The maximum electrical response speed is determined by the resolution and maximum response frequency as follows:

$$\text{Maximum electrical response speed (rpm)} = \frac{\text{Maximum response frequency}}{\text{Resolution}} \times 60$$

This means that the E6B2-C Rotary Encoder will not operate electrically if its speed exceeds the maximum electrical response speed.

## I/O Circuit Diagrams

Model/Output Circuits	Output mode	Connection																		
<p><b>E6B2-CWZ6C</b></p> 	<p><b>E6B2-CWZ6C NPN Open-collector Output Model</b>  <b>E6B2-CWZ5B PNP Open-collector Output Model</b></p> <p>Direction of rotation: CW (as viewed from end of shaft)      Direction of rotation: CCW (as viewed from end of shaft)</p>  <p>Note: Phase A is <math>1/4 T \pm 1/8 T</math> faster than phase B.      Note: Phase A is <math>1/4 T \pm 1/8 T</math> slower than phase B.</p> <p>(The ONs in the above timing chart mean that the output transistor is ON and the OFFs mean that the output transistor is OFF.)</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Color</th> <th>Terminal</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Brown</td> <td>Power supply (+Vcc)</td> </tr> <tr> <td>Black</td> <td>Output phase A</td> </tr> <tr> <td>White</td> <td>Output phase B</td> </tr> <tr> <td>Orange</td> <td>Output phase Z</td> </tr> <tr> <td>Blue</td> <td>0 V (common)</td> </tr> </tbody> </table>	Color	Terminal	Brown	Power supply (+Vcc)	Black	Output phase A	White	Output phase B	Orange	Output phase Z	Blue	0 V (common)						
Color	Terminal																			
Brown	Power supply (+Vcc)																			
Black	Output phase A																			
White	Output phase B																			
Orange	Output phase Z																			
Blue	0 V (common)																			
<p><b>E6B2-CWZ5B</b></p> 	<p><b>E6B2-CWZ3E Voltage Output Model</b></p> <p>Direction of rotation: CW (as viewed from end of shaft)      Direction of rotation: CCW (as viewed from end of shaft)</p>  <p>Note: Phase A is <math>1/4 T \pm 1/8 T</math> faster than phase B.      Note: Phase A is <math>1/4 T \pm 1/8 T</math> slower than phase B.</p> <p>(“H” and “L” in the diagrams are the output voltage levels of phases A, B, and Z.)</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Color</th> <th>Terminal</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Brown</td> <td>Power supply (+Vcc)</td> </tr> <tr> <td>Black</td> <td>Output phase A</td> </tr> <tr> <td>White</td> <td>Output phase B</td> </tr> <tr> <td>Orange</td> <td>Output phase Z</td> </tr> <tr> <td>Blue</td> <td>0 V (common)</td> </tr> </tbody> </table>	Color	Terminal	Brown	Power supply (+Vcc)	Black	Output phase A	White	Output phase B	Orange	Output phase Z	Blue	0 V (common)						
Color	Terminal																			
Brown	Power supply (+Vcc)																			
Black	Output phase A																			
White	Output phase B																			
Orange	Output phase Z																			
Blue	0 V (common)																			
<p><b>E6B2-CWZ3E</b></p> 	<p><b>E6B2-CWZ1X Line Driver Output Model</b></p> <p>Direction of rotation: CW (as viewed from end of shaft)      Direction of rotation: CCW (as viewed from end of shaft)</p>  <p>Note: Phase A is <math>1/4 T \pm 1/8 T</math> faster than phase B.      Note: Phase A is <math>1/4 T \pm 1/8 T</math> slower than phase B.</p> <p>(“H” and “L” in the diagrams are the output voltage levels of phases A, B, and Z.)</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Color</th> <th>Terminal</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Brown</td> <td>Power supply (+Vcc)</td> </tr> <tr> <td>Black</td> <td>Output phase A</td> </tr> <tr> <td>Black/red stripes</td> <td>Output phase A</td> </tr> <tr> <td>White</td> <td>Output phase B</td> </tr> <tr> <td>White/red stripes</td> <td>Output phase B</td> </tr> <tr> <td>Orange</td> <td>Output phase Z</td> </tr> <tr> <td>Orange/red stripes</td> <td>Output phase Z</td> </tr> <tr> <td>Blue</td> <td>0 V (common)</td> </tr> </tbody> </table> <p>Note: Receiver: AM26LS32 equivalent</p>	Color	Terminal	Brown	Power supply (+Vcc)	Black	Output phase A	Black/red stripes	Output phase A	White	Output phase B	White/red stripes	Output phase B	Orange	Output phase Z	Orange/red stripes	Output phase Z	Blue	0 V (common)
Color	Terminal																			
Brown	Power supply (+Vcc)																			
Black	Output phase A																			
Black/red stripes	Output phase A																			
White	Output phase B																			
White/red stripes	Output phase B																			
Orange	Output phase Z																			
Orange/red stripes	Output phase Z																			
Blue	0 V (common)																			
<p><b>E6B2-CWZ1X</b></p> 	<p><b>E6B2-CWZ1X Line Driver Output Model</b></p> <p>Direction of rotation: CW (as viewed from end of shaft)      Direction of rotation: CCW (as viewed from end of shaft)</p>  <p>Note: Phase A is <math>1/4 T \pm 1/8 T</math> faster than phase B.      Note: Phase A is <math>1/4 T \pm 1/8 T</math> slower than phase B.</p> <p>(“H” and “L” in the diagrams are the output voltage levels of phases A, B, and Z.)</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Color</th> <th>Terminal</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Brown</td> <td>Power supply (+Vcc)</td> </tr> <tr> <td>Black</td> <td>Output phase A</td> </tr> <tr> <td>Black/red stripes</td> <td>Output phase A</td> </tr> <tr> <td>White</td> <td>Output phase B</td> </tr> <tr> <td>White/red stripes</td> <td>Output phase B</td> </tr> <tr> <td>Orange</td> <td>Output phase Z</td> </tr> <tr> <td>Orange/red stripes</td> <td>Output phase Z</td> </tr> <tr> <td>Blue</td> <td>0 V (common)</td> </tr> </tbody> </table> <p>Note: Receiver: AM26LS32 equivalent</p>	Color	Terminal	Brown	Power supply (+Vcc)	Black	Output phase A	Black/red stripes	Output phase A	White	Output phase B	White/red stripes	Output phase B	Orange	Output phase Z	Orange/red stripes	Output phase Z	Blue	0 V (common)
Color	Terminal																			
Brown	Power supply (+Vcc)																			
Black	Output phase A																			
Black/red stripes	Output phase A																			
White	Output phase B																			
White/red stripes	Output phase B																			
Orange	Output phase Z																			
Orange/red stripes	Output phase Z																			
Blue	0 V (common)																			

- Note: 1. The shielded cable outer core (shield) is not connected to the inner area or to the case.  
 2. The phase A, phase B, and phase Z circuits are all identical.  
 3. Normally, connect GND to 0 V or to an external ground.

## Safety Precautions

Be sure to read the precautions for all models in the website at: <http://www.ia.omron.com/>.

### WARNING

This product is not designed or rated for ensuring safety of persons either directly or indirectly. Do not use it for such purposes.



### Precautions for Safe Use

1. Do not use the product in excess of the rated voltage. Applying voltages beyond the rated voltage range may cause the product to break or burn.
2. Avoid wiring the product's cables parallel to power lines or high voltage lines. Doing so may cause the product to malfunction due to induction or may cause the damage the product.
3. If surge occurs in the power supply, connect a surge absorber between the power supply terminals to absorb the surge. Minimize the wiring length to prevent the product from being affected by noise, etc.
4. Since improper pulses may occur when the power is turned on or off, use the devices connected to this product at least 0.1 seconds before or after the power is turned on or off.
5. Be careful when wiring, such as being careful with the polarities of the power supply. Incorrect wiring may break or burn the product.
6. Do not short-circuit the load. Doing so may break or burn the product. In case of load short-circuit (except E6B2-CWZ1X), the product will shut down the output. At that time, please solve the short-circuit and restart the power.
7. Do not use the encoder under the environment with explosive or ignition gas.
8. Never disassemble, repair nor tamper with the product.

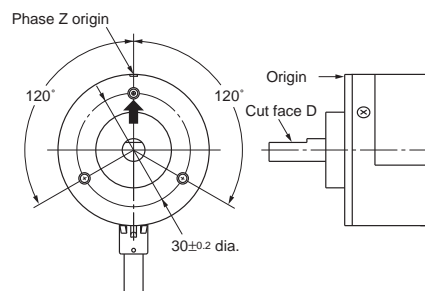
### Precautions for Correct Use

1. Since the product consists of high-precision components, handle it with utmost care.
2. Be careful not to expose the product to water or oil.
3. Be sure to turn off the power supply before wiring. If the output line contacts the power supply line while the power is being supplied, the output circuit may be damaged.
4. If the product is mounted and wired with a cord, do not pull the cord with force greater than 29.4 N.
5. Be careful not to apply excessive load to the shaft. Excessive load may cause the product break. Especially when linking with a chain, timing belt, or gears, connect a separate bearing before the coupling to the product.
6. If an installation error such as misalignment is too large, (in case using the coupling or without coupling) the shaft will be subjected to an excessive load which will damage it or shorten its service life. Be careful when installing.
7. When inserting the shaft in the coupling, do not use excessive force (by striking it with hammer, for example).
8. When installing or removing the coupling, do not apply an excessive being, compressing, or tensile force.

### ● Mounting

#### ● Origin Indication

It is easy to adjust the position of phase Z with the origin indication function. The following illustration shows the relationship between phase Z and the origin. Set cut face D to the phase Z origin as shown in the illustration.



- Do not extend the length of the cable to more than 2 m. If the cable must be more than 2 m, use a Model with a Line-driver Output (max. length: 100 m).

### ● Wiring

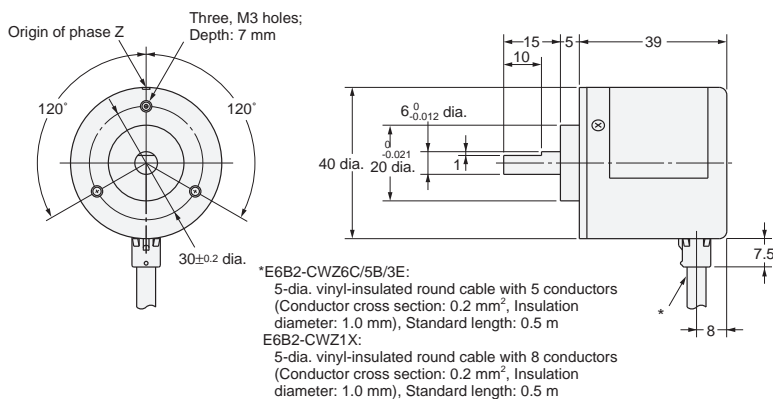
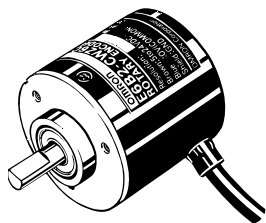
Spurious pulses may be generated when power is turned ON and OFF. Wait at least 0.1 s after turning ON the power to the Encoder before using the connected device, and stop using the connected device at least 0.1 s before turning OFF the power to the Encoder. Also, turn ON the power to the load only after turning ON the power to the Encoder.

## Dimensions

Tolerance class IT16 applies to dimensions in this datasheet unless otherwise specified.

### Encoder

#### E6B2-C



### Accessories (Order Separately)

#### Couplings

- E69-C06B
- E69-C68B
- E69-C610B
- E69-C06M

#### Flanges

- E69-FBA
- E69-FBA02

#### Servo Mounting Bracket

- E69-2

Refer to *Rotary Encoders Accessories* on your OMRON website for details.

## Terms and Conditions Agreement

### Read and understand this catalog.

Please read and understand this catalog before purchasing the products. Please consult your OMRON representative if you have any questions or comments.

### Warranties.

(a) Exclusive Warranty. Omron's exclusive warranty is that the Products will be free from defects in materials and workmanship for a period of twelve months from the date of sale by Omron (or such other period expressed in writing by Omron). Omron disclaims all other warranties, express or implied.

(b) Limitations. OMRON MAKES NO WARRANTY OR REPRESENTATION, EXPRESS OR IMPLIED, ABOUT NON-INFRINGEMENT, MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OF THE PRODUCTS. BUYER ACKNOWLEDGES THAT IT ALONE HAS DETERMINED THAT THE PRODUCTS WILL SUITABLY MEET THE REQUIREMENTS OF THEIR INTENDED USE.

Omron further disclaims all warranties and responsibility of any type for claims or expenses based on infringement by the Products or otherwise of any intellectual property right. (c) Buyer Remedy. Omron's sole obligation hereunder shall be, at Omron's election, to (i) replace (in the form originally shipped with Buyer responsible for labor charges for removal or replacement thereof) the non-complying Product, (ii) repair the non-complying Product, or (iii) repay or credit Buyer an amount equal to the purchase price of the non-complying Product; provided that in no event shall Omron be responsible for warranty, repair, indemnity or any other claims or expenses regarding the Products unless Omron's analysis confirms that the Products were properly handled, stored, installed and maintained and not subject to contamination, abuse, misuse or inappropriate modification. Return of any Products by Buyer must be approved in writing by Omron before shipment. Omron Companies shall not be liable for the suitability or unsuitability or the results from the use of Products in combination with any electrical or electronic components, circuits, system assemblies or any other materials or substances or environments. Any advice, recommendations or information given orally or in writing, are not to be construed as an amendment or addition to the above warranty.

See <http://www.omron.com/global/> or contact your Omron representative for published information.

### Limitation on Liability: Etc.

OMRON COMPANIES SHALL NOT BE LIABLE FOR SPECIAL, INDIRECT, INCIDENTAL, OR CONSEQUENTIAL DAMAGES, LOSS OF PROFITS OR PRODUCTION OR COMMERCIAL LOSS IN ANY WAY CONNECTED WITH THE PRODUCTS, WHETHER SUCH CLAIM IS BASED IN CONTRACT, WARRANTY, NEGLIGENCE OR STRICT LIABILITY.

Further, in no event shall liability of Omron Companies exceed the individual price of the Product on which liability is asserted.

### Suitability of Use.

Omron Companies shall not be responsible for conformity with any standards, codes or regulations which apply to the combination of the Product in the Buyer's application or use of the Product. At Buyer's request, Omron will provide applicable third party certification documents identifying ratings and limitations of use which apply to the Product. This information by itself is not sufficient for a complete determination of the suitability of the Product in combination with the end product, machine, system, or other application or use. Buyer shall be solely responsible for determining appropriateness of the particular Product with respect to Buyer's application, product or system. Buyer shall take application responsibility in all cases.

NEVER USE THE PRODUCT FOR AN APPLICATION INVOLVING SERIOUS RISK TO LIFE OR PROPERTY OR IN LARGE QUANTITIES WITHOUT ENSURING THAT THE SYSTEM AS A WHOLE HAS BEEN DESIGNED TO ADDRESS THE RISKS, AND THAT THE OMRON PRODUCT(S) IS PROPERLY RATED AND INSTALLED FOR THE INTENDED USE WITHIN THE OVERALL EQUIPMENT OR SYSTEM.

### Programmable Products.

Omron Companies shall not be responsible for the user's programming of a programmable Product, or any consequence thereof.

### Performance Data.

Data presented in Omron Company websites, catalogs and other materials is provided as a guide for the user in determining suitability and does not constitute a warranty. It may represent the result of Omron's test conditions, and the user must correlate it to actual application requirements. Actual performance is subject to the Omron's Warranty and Limitations of Liability.

### Change in Specifications.

Product specifications and accessories may be changed at any time based on improvements and other reasons. It is our practice to change part numbers when published ratings or features are changed, or when significant construction changes are made. However, some specifications of the Product may be changed without any notice. When in doubt, special part numbers may be assigned to fix or establish key specifications for your application. Please consult with your Omron's representative at any time to confirm actual specifications of purchased Product.

### Errors and Omissions.

Information presented by Omron Companies has been checked and is believed to be accurate; however, no responsibility is assumed for clerical, typographical or proofreading errors or omissions.