



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



Trabalho de Conclusão de Curso

Desenvolvimento de um kit didático para o estudo de inversores de frequência

Elissane Clementina Pinto

João Monlevade, MG
2025

Elissane Clementina Pinto

Desenvolvimento de um kit didático para o estudo de inversores de frequência

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.
Orientador: Prof. Dr. Thainan Santos Theodoro

Universidade Federal de Ouro Preto
João Monlevade
2025

SISBIN - SISTEMA DE BIBLIOTECAS E INFORMAÇÃO

P659d Pinto, Elissane Clementina.
Desenvolvimento de um kit didático para o estudo de inversores de frequência. [manuscrito] / Elissane Clementina Pinto. - 2025.
72 f.

Orientador: Prof. Dr. Thainan Santos Theodoro.
Monografia (Bacharelado). Universidade Federal de Ouro Preto.
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Graduação em Engenharia Elétrica .

1. Conversores de frequência. 2. Correntes contínuas. 3. Eletrônica de potência. 4. Engenharia elétrica. 5. Material didático - Desenvolvimento. 6. Motores elétricos - Controle eletrônico. I. Theodoro, Thainan Santos. II. Universidade Federal de Ouro Preto. III. Título.

CDU 621.3

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



FOLHA DE APROVAÇÃO

Elissane Clementina Pinto

Desenvolvimento de um kit didático para estudo de inversores de frequência

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

Aprovada em 11 de abril de 2025

Membros da banca

Dr. - Thainan Santos Theodoro - Orientador(a) (Universidade Federal de Ouro Preto)
Dr. - Igor Dias Neto de Souza - Convidado(a) (Universidade Federal de Ouro Preto)
Dr. - Welbert Alves Rodrigues - Convidado(a) (Universidade Federal de Ouro Preto)

Thainan Santos Theodoro, orientador do trabalho, aprovou a versão final e autorizou seu depósito na Biblioteca Digital de Trabalhos de Conclusão de Curso da UFOP em 26/04/2025.



Documento assinado eletronicamente por **Thainan Santos Theodoro, PROFESSOR DE MAGISTERIO SUPERIOR**, em 26/04/2025, às 10:25, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0894976** e o código CRC **BC518F63**.

"Be the change you want to see in the world"
– Mahatma Gandhi

Resumo

Os inversores de frequência são amplamente utilizados em processos industriais e na mobilidade elétrica, principalmente para o controle de motores elétricos. No contexto do ensino de eletrônica de potência há a necessidade dos estudantes aplicarem os conceitos teóricos em situações práticas. Neste contexto, o objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um *kit* didático para o estudo de inversores. Para isso é projetado um inversor monofásico de ponte completa utilizando modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) senoidal, com chaveamento bipolar e unipolar. O sistema de acionamento é projetado assim como o dimensionamento dos componentes. O circuito é simulado no *software PSIM* e comparado com os cálculos para a carga RL. Em seguida é realizado os testes em *protoboard*, implementação do *firmware* Arduino e criação do esquemático e *layout* da placa no *EasyEDA*. Com a placa pronta foram realizados testes com carga e verificou-se a presença de resistência interna na fonte Corrente Contínua (CC) responsável pela queda de tensão na carga, apesar disso as tensões, corrente e distorção harmônica total (DHT) tiveram ligeira alterações em seus valores mas dentro do esperado. No PWM unipolar foi verificado um erro na implementação do *firmware* e sugerida uma correção. Espera-se que esse trabalho possa ajudar estudantes a entender de forma prática e visualizar o funcionamento de todas as etapas um inversor.

Palavras-chave: Inversor, kit didático, PWM, chaveamento, fator de modulação.

Abstract

Frequency inverters are widely used in industrial processes and electric mobility, primarily for controlling electric motors. In the context of teaching power electronics, it is essential for students to apply theoretical concepts to practical situations. In this context, the objective of this work is to develop an educational kit for the study of inverters. To achieve this, a single-phase full-bridge inverter is designed using sinusoidal Pulse Width Modulation (PWM) with both bipolar and unipolar switching. The drive system is designed, as well as the sizing of the components. The circuit is simulated in PSIM software and compared to calculations for an RL load. Subsequently, tests are performed on a protoboard, the Arduino firmware is implemented, and the schematic and PCB layout are created in EASYEDA. After assembling the board, load tests were conducted, and the internal resistance of the DC power supply was identified as being responsible for voltage drops across the load. Despite this, the voltage, current, and total harmonic distortion (THD) showed slight variations but remained within expected values. In the unipolar PWM, an error in the firmware implementation was identified, and a correction was suggested. It is hoped that this work will help students to practically understand and view the operation of all stages of an inverter.

Keywords: Inverter, didactic kit, PWM, switching, modulation factor.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Exemplo de um inversor frequência comercial da fabricante WEG. . . .	12
Figura 2 – Topologia do inversor monofásico ponte completa.	16
Figura 3 – Sinal de referência, portadora triangular e sinais de disparo dos interruptores.	17
Figura 4 – Formas de onda da modulação bipolar em inversor ponte completa. . .	18
Figura 5 – Circuito de geração de pulsos para PWM bipolar.	19
Figura 6 – Espectro da tensão terminal PWM bipolar considerando $m_a = 0,8$. Estes dados estão no Apêndice A na Tabela 14.	19
Figura 7 – Formas de onda da modulação unipolar em inversor ponte completa. .	20
Figura 8 – Circuito de geração de pulsos para PWM unipolar.	21
Figura 9 – Espectro da tensão terminal PWM unipolar considerando $m_a = 0,8$. Estes dados estão no Apêndice A na Tabela 15.	21
Figura 10 – Símbolo de circuito para transistor de efeito de campo metal - óxido - semicondutor (do inglês, <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>) (MOSFET) canal N.	22
Figura 11 – Exemplo de Circuito Integrado (CI) IR2101 de <i>gate driver</i> para um braço de inversor.	23
Figura 12 – Formas de onda do tempo morto.	24
Figura 13 – Diagrama de pinagem do Aduino Uno	24
Figura 14 – Bancada didática da De Lorenzo.	26
Figura 15 – Kit didático da Exxer.	26
Figura 16 – Plataforma para avaliação e prototipagem LAUNCHXL-F28379D. . . .	27
Figura 17 – Módulo BOOSTXL-3PHGANINV (inversor trifásico de 48V).	27
Figura 18 – Esquema completo do circuito projetado para o inversor didático. . . .	29
Figura 19 – Tensão e corrente para carga RL conectada à um inversor ponte completa com PWM bipolar usando o <i>PSIM</i> - Variando m_a	36
Figura 20 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar usando o <i>PSIM</i> - Quando $m_a = 0,8$ e variando f_0 e f_s	37
Figura 21 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar usando o <i>PSIM</i> - Quando $f_0 = 60$ e variação de m_a	38
Figura 22 – Tensão e corrente para carga RL conectada à um inversor ponte completa com PWM unipolar usando o <i>PSIM</i> - Quando $m_a = 0,8$ e variando f_0 e f_s	39
Figura 23 – Circuito completo do projeto feito no <i>EasyEDA</i>	41

Figura 24 – Montagem do inversor de frequência monofásico em <i>protoboard</i>	42
Figura 25 – <i>Layout</i> da PCB do inversor.	43
Figura 26 – Pulsos de disparo do arduino para gerar PWM unipolar e bipolar	46
Figura 27 – placa de circuito impresso(do inglês) <i>printed circuit board</i>) (PCB) na configuração do inversor monofásico de ponte completa.	48
Figura 28 – Forma de onda de acionamento de porta	49
Figura 29 – Tempo morto entre acionamentos	50
Figura 30 – Montagem do inversor com carga.	51
Figura 31 – Tensões de saída do inversor de ponte completa sem carga.	51
Figura 32 – Circuito de potência simulado no <i>PSIM</i> com resistência interna da fonte	52
Figura 33 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte com- pleta com PWM bipolar simulado (azul) e experimental (vermelho) - Variando m_a e $f_s=6660$	53
Figura 34 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte com- pleta com PWM bipolar simulado (azul) e experimental (vermelho) - Quando $m_a=0,8$ e variação de f_0 e (f_s).	54
Figura 35 – Espectro da corrente terminal PWM bipolar simulado (azul) e experi- mental (vermelho) considerando $m_a = 0,8$ e $f_s=6660\text{Hz}$	55
Figura 36 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte com- pleta com PWM unipolar simulado (azul) e experimental (vermelho) - Variando m_a e $f_s=2520$	56
Figura 37 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte com- pleta com PWM unipolar simulado (azul) e experimental (vermelho)- Quando $m_a = 0,8$ e variação de f_0 e (f_s).	57
Figura 38 – Espectro da corrente terminal PWM unipolar simulado (azul) e expe- rimental (vermelho) considerando $m_a=0,8$ e $f_s=2520\text{Hz}$	58
Figura 39 – Tensão e corrente para PWM bipolar - $m_a = 0,99$ e $m_f = 42$	69
Figura 40 – <i>Fast PWM Mode</i>	70
Figura 41 – Modo <i>Phase Correct PWM Mode</i>	70
Figura 42 – Gerador de pulso do PWM unipolar com portadora dente de serra	71
Figura 43 – Espectro para o PWM unipolar com $f_s=2520$ com portadora dente de serra	71

Lista de Siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
IGBT	transistor bipolar de porta isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
MOSFET	transistor de efeito de campo metal - óxido - semicondutor (do inglês, <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
UFOP	Universidade Federal de Ouro Preto
PWM	modulação por largura de pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)
BJT	transistor bipolar de junção (do inglês, <i>Bipolar Junction Transistor</i>)
VSI	inversor fonte de tensão (do inglês, <i>Voltage-Source Inverter</i>)
DHT	distorção harmônica total
PCB	placa de circuito impresso (do inglês) <i>printed circuit board</i>)
USB	Universal Serial Bus (do inglês, <i>Porta Serial Universal</i>)
SPI	Interface Periférica Serial (do inglês, <i>Serial Peripheral Interface</i>)
LED	diodo emissor de luz (do inglês, <i>lightemitting diode</i>)

Lista de tabelas

Tabela 1 – Caption	28
Tabela 2 – Especificações de projeto.	30
Tabela 3 – Especificações de projeto do conversor com acionamento bipolar.	32
Tabela 4 – Especificações de projeto do conversor com acionamento unipolar.	33
Tabela 5 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar usando o <i>PSIM</i> - Variando m_a e $m_f = 111$	35
Tabela 6 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar usando o <i>PSIM</i> - Quando $m_a = 0,8$ e variação de f_0 e (f_s).	36
Tabela 7 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar usando o <i>PSIM</i> - Variando m_a	38
Tabela 8 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar usando o <i>PSIM</i> - Quando $m_a = 0,8$ e variação de f_0 e f_s	40
Tabela 9 – Tabela de preços do projeto.	44
Tabela 10 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar experimental - Variando m_a e $f_s = 6660$	53
Tabela 11 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar experimental- Quando $m_a = 0,8$ e variação de f_0 e f_s	54
Tabela 12 – Comparativo Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar usando - Variando m_a e $m_f = 42$	56
Tabela 13 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar experimental- Quando $m_a = 0,8$ e variação de $f_0(f_{ref})$	57
Tabela 14 – Valor de pico das tensões harmônicas, normalizadas em relação a V_{cc} , de um VSI monofásico em ponte completa com tensão de saída bipolar.	64
Tabela 15 – Valor de pico das tensões harmônicas, normalizadas em relação a V_{cc} , de um VSI monofásico em ponte completa com tensão de saída unipolar.	64

Sumário

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	Considerações iniciais	12
1.2	Estado da Arte	13
1.3	Problema de Pesquisa	14
1.4	Objetivos	14
1.5	Justificativa	15
1.6	Metodologia	15
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	16
2.1	Inversores de frequência	16
2.2	Modulação por largura de pulso	17
2.2.1	Chaveamento bipolar	18
2.2.2	Chaveamento unipolar	19
2.3	Transistores de potência	21
2.3.1	MOSFETs de potência	22
2.4	<i>Drivers</i> de acionamento	22
2.5	Microcontrolador Arduino	24
2.6	Soluções comerciais	25
2.7	Conclusões parciais	28
3	DESENVOLVIMENTO	29
3.1	Considerações iniciais	29
3.2	Projeto do inversor de tensão	30
3.2.1	Chaveamento bipolar	30
3.2.2	Chaveamento unipolar	32
3.2.3	Barramento CC	33
3.2.4	Dimensionamento dos semicondutores de potência	33
3.2.5	Dimensionamento do <i>driver</i> de gate	34
3.2.6	Circuito de <i>bootstrap</i>	34
3.3	Simulação do circuito	35
3.3.1	Chaveamento bipolar	35
3.3.2	Chaveamento Unipolar	37
3.4	Diagrama Esquemático e Montagem em <i>protoboard</i>	40
3.5	Confecção da placa de circuito impresso	42
3.6	<i>Firmware</i> do Arduino	44
3.7	Comparação de custos de <i>kits</i> didáticos	46

3.8	Conclusões parciais	46
4	RESULTADOS	48
4.1	Placa desenvolvida	48
4.2	Validação do <i>gate driver</i>	49
4.3	Validação do inversor monofásico de ponte completa	50
4.3.1	Tensões de saída do inversor	51
4.3.2	Considerações sobre o teste com carga	52
4.3.3	Chaveamento bipolar	52
4.3.4	Chaveamento Unipolar	55
4.4	Conclusões parciais	59
5	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	60
5.0.1	Trabalhos futuros	61
	REFERÊNCIAS	62
	ANEXO A – TABELA DE COEFICIENTES DE FOURIER	64
	ANEXO B – CÓDIGO PARA GERAÇÃO DO PWM	65
	ANEXO C – CÁLCULO DA RESISTÊNCIA INTERNA DA FONTE	69
	ANEXO D – MODOS DE PWM DO ARDUINO	70

1 Introdução

1.1 Considerações iniciais

A eletrônica de potência desempenha um papel importante em diversos setores, desde aplicações industriais até sistemas de geração de energia e mobilidade elétrica. Segundo Kizilyalli (2017) estimativas sugerem que cerca de 80% da energia elétrica consumida nos Estados Unidos será processada por conversores eletrônicos até 2030, evidenciando a crescente importância dessa tecnologia. Essa predominância se justifica pela versatilidade desses dispositivos, que são essenciais não apenas para o acionamento e controle de cargas industriais, mas também para a integração eficiente de fontes renováveis à rede elétrica.

Dentre os diversos conversores eletrônicos disponíveis, os inversores de frequência merecem destaque especial. Como ilustrado na Figura 1, que mostra um modelo comercial da WEG, esses equipamentos realizam a conversão de CC para Corrente Alternada (CA) com alta eficiência. Essa capacidade de conversão é particularmente valiosa em aplicações industriais, onde o controle preciso de velocidade e torque em motores elétricos pode resultar em ganhos significativos de eficiência energética. A relevância desses dispositivos se estende além do ambiente industrial: no setor de mobilidade elétrica, por exemplo, Taha et al. (2022) destacam o papel crucial dos inversores de tração na conversão da energia CC das baterias para acionar motores CA com frequência variável.

A importância crescente da eletrônica de potência na indústria e em outras apli-

Figura 1 – Exemplo de um inversor frequência comercial da fabricante WEG.



Fonte: Retirado de WEG (2024).

cações críticas demanda profissionais qualificados, o que coloca em evidência os desafios no ensino dessa disciplina. Embora a formação eficaz em eletrônica de potência requiera tanto bases teóricas sólidas quanto experiência prática, a realidade das instituições de ensino muitas vezes esbarra em limitações orçamentárias. O alto custo dos equipamentos laboratoriais convencionais não apenas restringe o acesso dos alunos a experimentos práticos no ambiente acadêmico, mas também inviabiliza completamente a realização de atividades experimentais fora da instituição.

Diante desse cenário desafiador, os *kits* didáticos de baixo custo emergem como uma solução promissora. Essas ferramentas educacionais permitem superar as barreiras econômicas sem comprometer o caráter prático do aprendizado. É nesse contexto que este trabalho se insere, propondo o desenvolvimento de um *kit* específico para o estudo de inversores de frequência, tecnologia cuja relevância, como demonstrado anteriormente, só tende a crescer nos diversos setores da economia.

1.2 Estado da Arte

O trabalho de conclusão de curso de Junior (2015) apresenta o projeto de um inversor para acionamento de um motor de indução de 2 cv. Foi utilizado um conversor eletrônico de 2 estágios: um retificador e inversor de frequência. O autor utilizou o simulador digital PSIM para testar o controle vetorial e escalar usando a técnica de PWM. Os resultados de simulação mostraram boa precisão e rapidez dos controles. Apesar de não implementar o protótipo real, o autor definiu os recursos de *hardware* necessários para uma possível implementação física do conversor de dois estágios. Além disso, propôs a utilização de transistor bipolar de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT), com corrente nominal de 50 A, como interruptores do inversor de frequência, especificando circuitos opto-acopladores, circuitos de *driver*, circuito de proteção e diodos.

O trabalho de conclusão de curso de Bergold (2021) aborda o desenvolvimento de três conversores estáticos: um retificador controlado em ponte, um *softstarter* e um inversor monofásico. O autor dividiu o processo de desenvolvimento do inversor em duas etapas: estágio de comando e estágio de potência, ambas simuladas por meio do *software* PSIM. Na etapa de controle, adotou-se a técnica de PWM, enquanto o circuito de potência foi composto por quatro MOSFET acionando uma carga RL. Posteriormente, o autor empregou o *software* Proteus para analisar o esquemático do circuito, e em seguida utilizou o Arduino Nano para gerar o PWM. Logo após, realizou a montagem dos circuitos simulados em *proto-board* e conduziu testes com uma lâmpada, além de resistor e indutor. Por fim, desenvolveu a placa de circuito impresso por meio do *software* Eagle, a qual foi montada em bancada. Os resultados obtidos, tanto das simulações quanto dos testes, demonstraram desempenho satisfatório, com os valores de acionamento do motor dentro do esperado.

O projeto de conclusão de curso de Sausen (2023) se concentra no desenvolvimento de um inversor de tensão meia-ponte como um *kit* didático. O autor projetou dois circuitos principais: um inversor em malha aberta, com potência de saída de 18 W, e uma fonte de alimentação auxiliar para fornecer tensão contínua a outros componentes do conjunto. Inicialmente, o autor desenvolveu a etapa de potência do inversor utilizando IGBTs como chaves, juntamente com um filtro LC para suprimir componentes de alta frequência do PWM senoidal. Os resultados das simulações corroboraram com os cálculos realizados. A etapa subsequente envolveu o dimensionamento da fonte de alimentação para fornecer energia ao *gate driver* (15 V) e ao Arduino Nano (5V) a partir da rede elétrica. O Arduino desempenha o papel de controlador, gerando o sinal PWM senoidal. O código desenvolvido pelo autor possibilita o ajuste dos parâmetros de frequência e amplitude da onda por meio de potenciômetros. Em seguida, as placas de circuito impresso foram desenvolvidas e integradas para compor o *kit* didático. Os resultados dos testes foram satisfatórios, embora algumas disparidades entre os valores teóricos e práticos tenham sido observadas, atribuídas a imperfeições nos componentes utilizados.

Estes trabalhos fornecem contribuições específicas para o desenvolvimento do *kit* didático: de Junior (2015) foi adotado o conceito de projeto; de Bergold (2021) a estrutura do inversor e os critérios de seleção de componentes de potência; enquanto Sausen (2023) ofereceu o modelo direto de *kit* educacional, com sua abordagem de projeto integrado e interface ajustável via potenciômetros.

1.3 Problema de Pesquisa

Os laboratórios de ensino necessitam de equipamentos que, de modo geral, possuem um alto investimento. Além disso, os alunos de engenharia elétrica que apresentem desejo de implementar e estudar estes conversores, tem dificuldade, tanto no projeto, quanto na aquisição de componentes. Neste contexto, o desenvolvimento um *kit* didático, faz-se necessário.

1.4 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um *kit* didático de um inversor de frequência de ponte completa operando com tensão de 15 V, utilizando técnicas de modulação PWM bipolar e unipolar. Para isso, os componentes do inversor são dimensionados e analisados através de simulação no *software PSIM*, considerando parâmetros de operação fixados. Um protótipo físico é então construído, envolvendo o desenvolvimento do *firmware* no Arduino para geração dos sinais PWM nas duas modalidades, a seleção e implementação dos interruptores de potência (MOSFET) e seus respectivos *drivers* de acionamento. Por fim, o inversor é submetido a testes experimentais, com diferentes mo-

dulações de amplitude e frequência, para validar seu funcionamento e adequação como ferramenta didática para o ensino de eletrônica de potência.

1.5 Justificativa

O desenvolvimento de *kits* didáticos representa outra possibilidade de aprendizado dos alunos e mais um recurso para o laboratório da universidade. Isso ocorre devido ao alto custo dos *kits* no mercado, bem como pela complexidade de aquisição através de processo licitatório.

1.6 Metodologia

A fim de atingir os objetivos propostos, serão adotados os seguintes procedimentos metodológicos:

1. Estudar e compreender as principais características dos inversores de frequência monofásico de ponte completa;
2. Simular o funcionamento através de *software* PSIM;
3. Dimensionar os componentes do inversor a partir da simulação;
4. Projeto do circuito de acionamento dos semicondutores (*gate-driver*);
5. Levantamento dos custos;
6. Confeção, teste e validação do protótipo;
7. Montagem final do circuito;

Este trabalho de conclusão de curso é constituído de 4 capítulos, além deste conteúdo introdutório. O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica, explicando os conceitos que abrangem o tema. O Capítulo 3 apresenta o projeto e a simulação do inversor, incluindo o controlador. No Capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação, construção do protótipo e validação dos resultados. Finalmente, no Capítulo 5, são avaliadas as conclusões e propostas futuras.

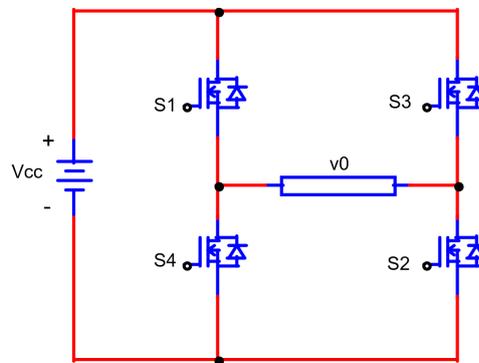
2 Fundamentos Teóricos

Neste capítulo serão abordados os conceitos e técnicas relacionados ao inversor monofásico, PWM senoidal, semicondutores e *drivers*.

2.1 Inversores de frequência

Os inversores são dispositivos que transformam uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CA simétrica, com amplitude e frequência ajustáveis (RASHID, 2014). De forma geral, existem dois tipos de acionamento: onda quadrada e PWM, sendo este último mais utilizado por ser mais flexível. Isso ocorre pois, pode-se controlar a amplitude, frequência e fase facilmente. Os inversores podem ser trifásicos ou monofásicos, sendo este último objeto deste trabalho. Os inversores monofásicos podem ser divididos em duas topologias: meia ponte e ponte completa. A topologia de meia ponte consiste em apenas um braço, composto por duas chaves. Por outro lado, a topologia de ponte completa, mostrada na Figura 2, é formada por dois braços, sendo quatro chaves.

Figura 2 – Topologia do inversor monofásico ponte completa.



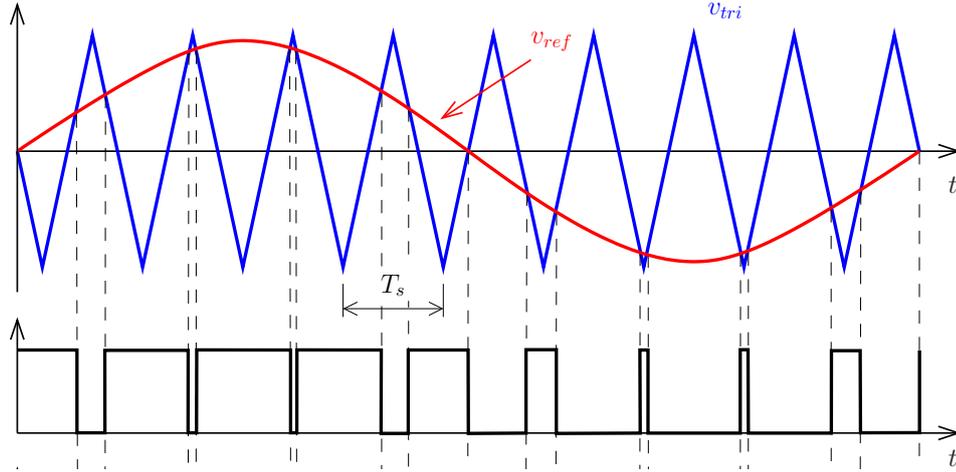
Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Nos terminais de saída do inversor é sintetizada uma tensão CA através da abertura e do fechamento de chaves em uma sequência específica. A tensão na saída V_o pode ser $+V_{cc}$, $-V_{cc}$ ou zero, dependendo das chaves que estão fechadas. É válido ressaltar que S1 e S4 não podem ser fechadas ao mesmo tempo, nem S2 e S3. Caso contrário, ocorreria um curto-circuito no barramento CC. Como as chaves reais não ligam ou desligam instantaneamente, os tempos de transição durante o chaveamento devem ser considerados no controle das chaves. O intervalo permitido para o chaveamento é conhecido como tempo morto (HART, 2012).

2.2 Modulação por largura de pulso

A maioria das aplicações de inversores requer algum modo de controle da tensão de saída CA. O PWM senoidal o método mais comum para controlar a tensão, pois pode-se controlar a amplitude, frequência e fase facilmente, (HART, 2012). A Figura 3 mostra o sinal de referência senoidal $v_{ref}(t)$, a portadora triangular $v_{tri}(t)$.

Figura 3 – Sinal de referência, portadora triangular e sinais de disparo dos interruptores.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

O sinal de referência é dado por,

$$v_{ref} = \hat{V}_{ref} \sin(\omega t + \theta). \quad (2.1)$$

A onda senoidal $v_{ref}(t)$ possui amplitude \hat{V}_{ref} e frequência f , igual a frequência fundamental desejada na saída do inversor. Uma portadora de alta frequência com onda triangular $v_{tri}(t)$, com amplitude \hat{V}_{tri} e frequência f_s é comparada à onda senoidal de referência. Os pontos de chaveamento são determinados pela comparação das ondas de $v_{ref}(t)$ e de $v_{tri}(t)$. O sinal de disparo será 1 quando $v_{ref}(t) > v_{tri}(t)$ e 0 caso contrário.

A taxa de modulação de amplitude é definida como,

$$m_a = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{tri}}, \quad (2.2)$$

em que o valor de m_a varia idealmente de 0 a 1 e controla a amplitude da tensão terminal de saída fundamental, $V_{t,1,rms}$.

A taxa de modulação da frequência é definida como,

$$m_f = \frac{f_s}{f}, \quad (2.3)$$

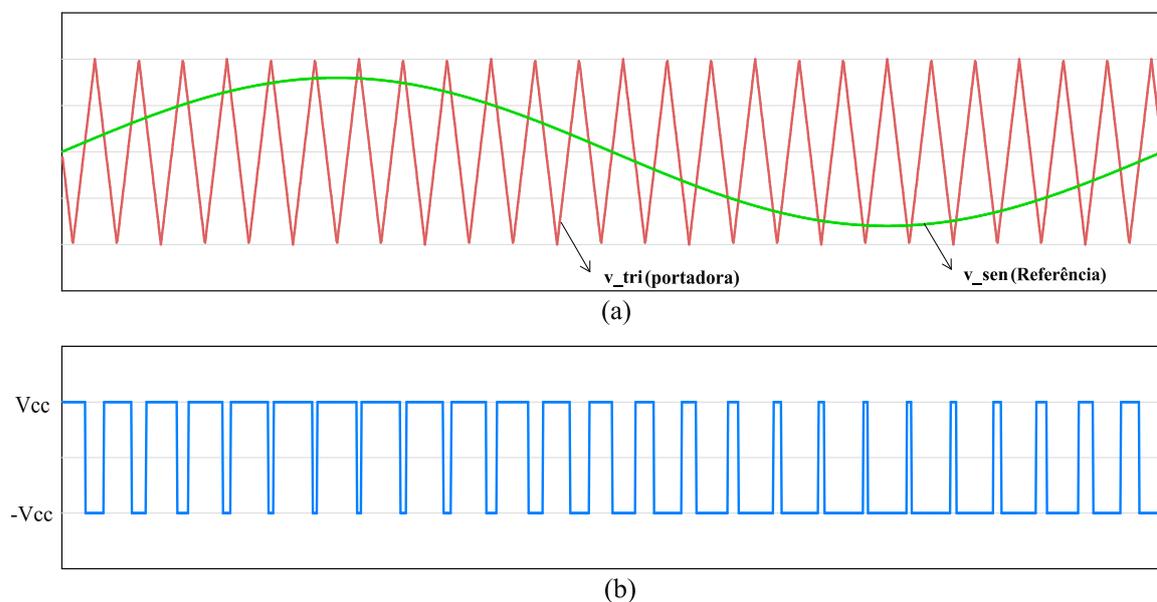
em que o valor de m_f é geralmente ímpar para evitar a geração de harmônicos pares na tensão terminal. Considerando uma carga indutiva, quanto maior o valor de m_f , menor o conteúdo harmônico da corrente.

Nos inversores de ponte completa, existem duas principais técnicas de acionamento PWM que influenciam a forma de onda da tensão de saída: o acionamento bipolar e o unipolar. Neste trabalho, as duas estratégias serão analisadas.

2.2.1 Chaveamento bipolar

No acionamento bipolar, os dois braços do inversor são controlados de modo que a tensão de saída alterna diretamente entre os valores máximos positivos e negativos do barramento CC, como ilustrado na Figura 4. Quando as chaves (S1, S2) estão fechadas, a saída é $+V_{cc}$, enquanto, ao fechar as chaves (S3, S4), a saída passa a ser $-V_{cc}$.

Figura 4 – Formas de onda da modulação bipolar em inversor ponte completa.



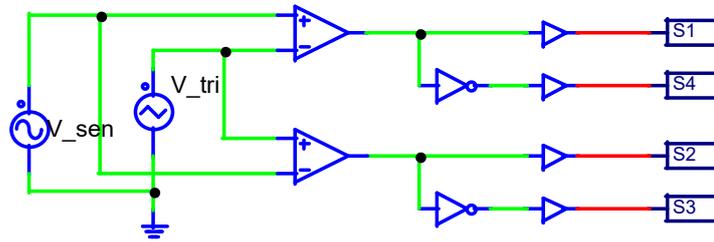
Legenda: (a) Referência senoidal e portadora triangular; (b) tensão de saída.

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

O circuito de geração do PWM bipolar, mostrado na Figura 5, opera através da comparação entre o sinal de referência senoidal $v_{ref}(t)$ e a portadora triangular $v_{tri}(t)$.

O circuito de acionamento é composto de dois comparadores independentes para cada braço do conversor. No primeiro comparador, responsável pelo acionamento do braço (a), o sinal de referência é conectado à entrada não-inversora (v_+) enquanto a portadora é aplicada à entrada inversora (v_-), gerando os sinais complementares S_1 e S_4 de modo que quando $v_{ref}(t) > v_{tri}(t)$, obtém-se $S_1 = 1$ e conseqüentemente $S_4 = 0$, garantindo a comutação complementar das chaves do mesmo braço. Para o braço (b), a configuração é inversa, com $v_{ref}(t)$ conectado à entrada inversora e $v_{tri}(t)$ à não-inversora, produzindo os sinais S_2 e S_3 com lógica oposta: quando $v_{ref}(t) > v_{tri}(t)$ resulta em $S_2 = 0$ e $S_3 = 1$,

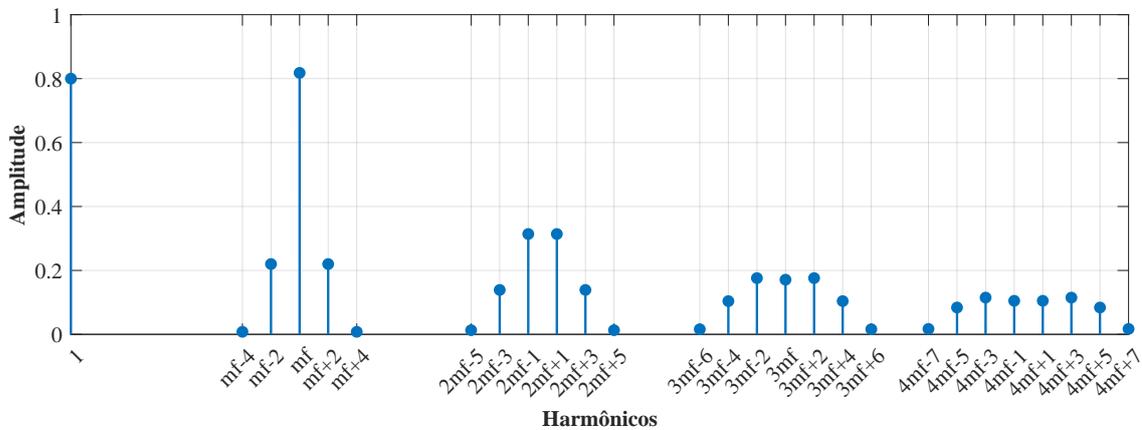
Figura 5 – Circuito de geração de pulsos para PWM bipolar.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

mantendo assim a complementaridade também neste par de interruptores. Esta topologia assegura que a tensão de saída alterne adequadamente entre $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$. Embora essa técnica seja mais simples de implementar, ela gera uma forma de onda de tensão com harmônicos na ordem da frequência de chaveamento (f_s), conforme mostra a Figura 6.

Figura 6 – Espectro da tensão terminal PWM bipolar considerando $m_a = 0,8$. Estes dados estão no Apêndice A na Tabela 14.

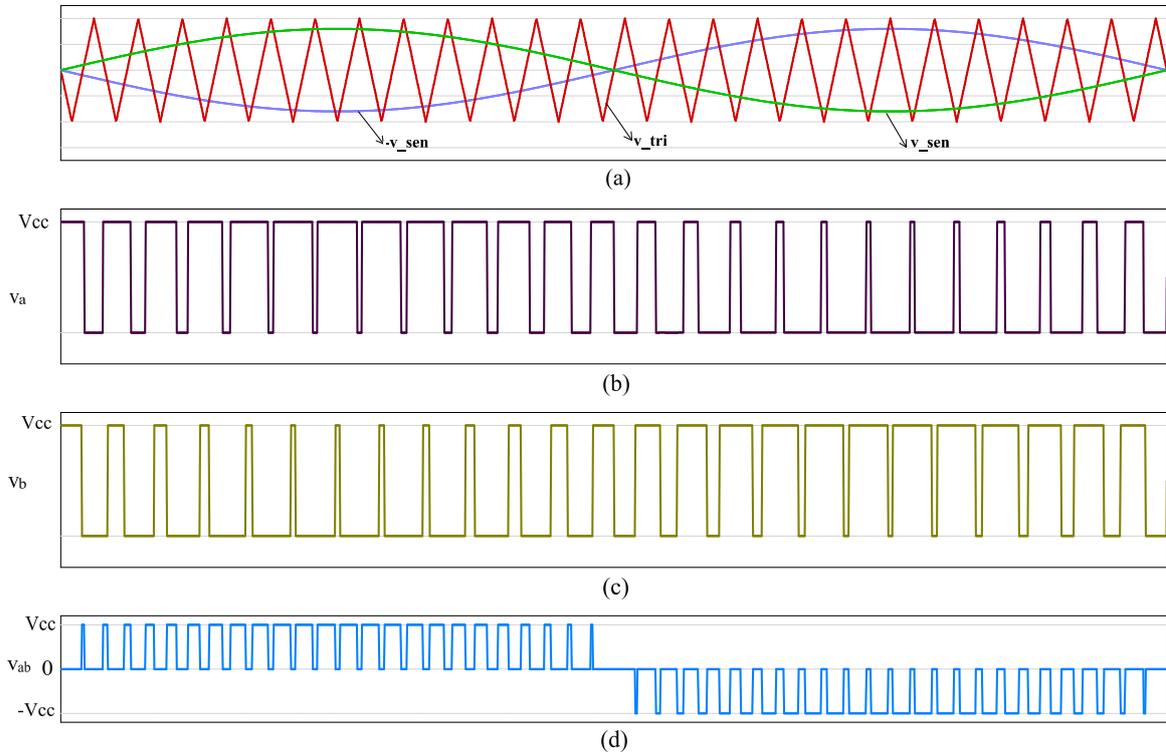


Fonte: Elaborado pela autora (2025).

2.2.2 Chaveamento unipolar

No acionamento unipolar, os braços do inversor são controlados de forma independente, permitindo que a tensão de saída varie entre 0 e $+V_{cc}$ ou entre 0 e $-V_{cc}$, dependendo do ciclo de operação, conforme ilustrado na Figura 7. Nesse caso, além das configurações em que as chaves (S1, S2) ou (S3, S4) estão fechadas, também há momentos em que as combinações (S1, S3) ou (S2, S4) se fecham, resultando em uma tensão de saída igual a zero.

Figura 7 – Formas de onda da modulação unipolar em inversor ponte completa.



Legenda: (a) sinais de referência e portadora; (b) tensão no braço A, v_a , e (c) tensão no braço B, v_b e (d) tensão na saída.

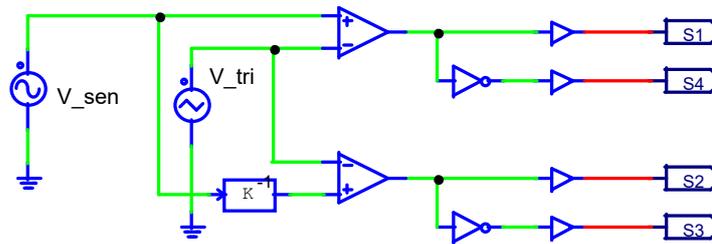
Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Esse tipo de acionamento é ligeiramente mais complexo e permite transições de tensão mais suaves, gerando uma forma de onda de tensão com harmônicos na ordem do dobro da frequência de chaveamento ($2f_s$). Embora o acionamento unipolar seja ligeiramente mais complexo de implementar, ele é geralmente mais eficiente e proporciona uma DHT menor para a corrente, se comparado ao bipolar, considerando cargas indutivas.

O circuito utilizado para gerar o PWM unipolar é mostrado na Figura 8. Nesta topologia, o sinal de referência senoidal $v_{ref}(t)$ é comparado com a portadora triangular $v_{tri}(t)$ utilizando dois comparadores independentes, sendo que ambos recebem $v_{tri}(t)$ na entrada inversora (v_-), enquanto o primeiro comparador recebe $+v_{ref}(t)$ e o segundo $-v_{ref}(t)$ nas entradas não-inversoras (v_+). Para o braço (a), quando $+v_{ref}(t) > v_{tri}(t)$, obtém-se $S_1 = 1$ e $S_4 = 0$, enquanto no braço inferior (b) a condição $-v_{ref}(t) > v_{tri}(t)$ gera $S_2 = 1$ e $S_3 = 0$, criando um padrão de chaveamento assimétrico que produz três níveis de tensão ($+V_{DC}$, 0 , $-V_{DC}$).

Esta estratégia faz com que o primeiro harmônico significativo apareça em $2f_s$,

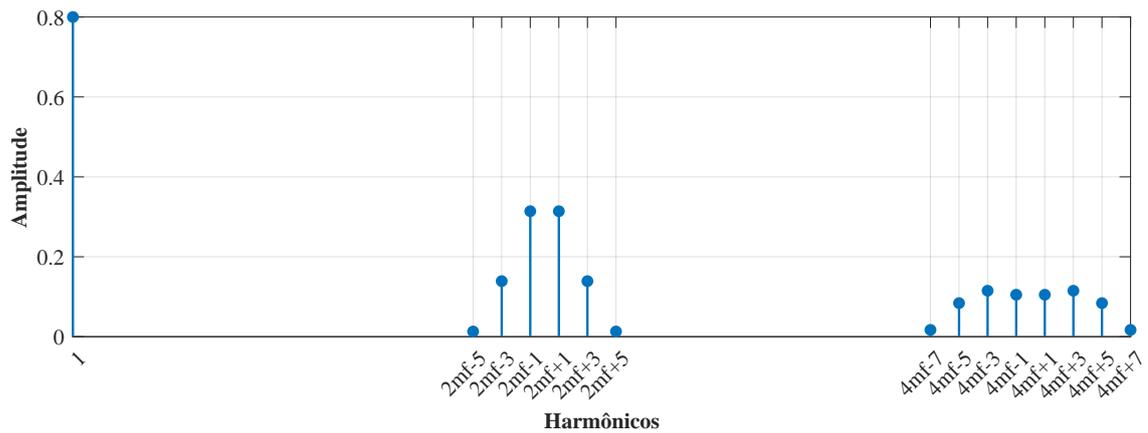
Figura 8 – Circuito de geração de pulsos para PWM unipolar.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

conforme mostra a Figura 9, fazendo com que a carga perceba efetivamente o dobro da frequência de chaveamento. Como resultado, para uma mesma DHT de corrente, a modulação unipolar apresenta perdas por chaveamento menores que a bipolar.

Figura 9 – Espectro da tensão terminal PWM unipolar considerando $m_a = 0,8$. Estes dados estão no Apêndice A na Tabela 15.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

2.3 Transistores de potência

Transistores são dispositivos semicondutores que atuam como interruptores nos circuitos eletrônicos de potência. Para esse fim, os circuitos de acionamento são projetados de modo que operem os transistores em regime de chaveamento, alternando entre os estados de condução total (ligado) e corte (desligado) (RASHID, 2014). Embora esses dispositivos também possam ser utilizados para amplificação, na eletrônica de potência seu uso é restrito à função de chaveamento, visando o controle eficiente da energia transferida às cargas.

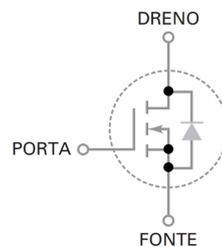
Os tipos de transistores utilizados em circuitos eletrônicos de potência incluem os MOSFETs, o transistor bipolar de junção (do inglês, *Bipolar Junction Transistor*) (BJT)

e os dispositivos híbridos como os transistores de junção bipolar com porta isolada IGBTs. Neste trabalho optou-se pelos MOSFETs devido a grande aceitação e o baixo custo.

2.3.1 MOSFETs de potência

Um MOSFET de potência é um dispositivo controlado por tensão, que exige apenas uma pequena corrente de entrada. Sua velocidade de chaveamento é elevada, com tempos de chaveamento na ordem de nanossegundos. O dispositivo possui três terminais: porta (G), dreno (D) e fonte (S), associados a canais do tipo n ou p , conforme ilustrado na Figura 10. Durante sua fabricação, forma-se um diodo parasita (também conhecido como diodo corpo), que em alguns casos pode ser aproveitado como uma vantagem em circuitos de eletrônica de potência (HART, 2012).

Figura 10 – Símbolo de circuito para MOSFET canal N.



Fonte: Retirado de Malvino e Bates (2016).

Existem dois tipos de MOSFETs: de depleção e de enriquecimento (RASHID, 2014). O MOSFET de depleção permanece ligado quando a tensão porta-fonte (V_{GS}) é igual a zero, enquanto o MOSFET de enriquecimento, por outro lado, permanece desligado nessas mesmas condições. Devido a essa característica, os MOSFETs de enriquecimento são mais comumente utilizados como dispositivos de chaveamento em eletrônica de potência.

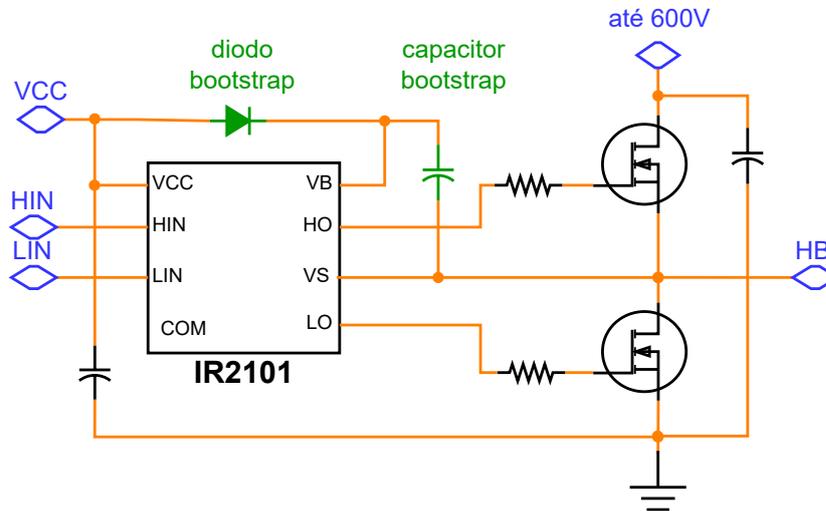
Segundo Rashid (2014) se V_{gs} for maior ou igual a um valor conhecido como tensão de limiar (*threshold voltage*), ocorrerá um fluxo de corrente do dreno para a fonte. A resistência de condução (R_{DSon}) do MOSFET pode ser diminuída pelo aumento da tensão de acionamento porta-fonte, V_{gs} reduzindo as perdas de energia.

2.4 Drivers de acionamento

De acordo com Green e Zheng (2022), um circuito de acionamento de *gate* (ou *drivers* em inglês) transforma pulsos de nível lógico, vindo de um microcontrolador ou um circuito de controle PWM, em pulsos de nível de acionamento de porta. Este circuitos devem ser capazes de fornecer corrente suficiente para carregar e descarregar rapidamente a porta do MOSFET, possibilitando uma comutação rápida.

Em circuitos de acionamento de meia-ponte ou ponte completa, são comumente utilizados circuitos integrados de acionamento, como o IR2101 mostrado na Figura 11 (GREEN; ZHENG, 2022). Os sinais de nível lógico são recebidos nas entradas LIN e HIN. A saída de acionamento do *gate* de lado baixo (LO) varia entre 0 V e V_{cc} conforme o pulso na entrada LIN. Por outro lado, a saída de acionamento do *gate* de lado alto não está referenciada a 0 V; em vez disso, alterna entre VS e VB de acordo com o pulso na entrada HIN, onde VS está conectado ao nó de comutação da meia-ponte HB. O nó HB é conectado a 0 V quando o MOSFET de lado baixo está ativado e à tensão do barramento CC quando o MOSFET de lado alto está ativado, alternando entre essas tensões durante as transições de comutação (GREEN; ZHENG, 2022).

Figura 11 – Exemplo de CI IR2101 de *gate driver* para um braço de inversor.

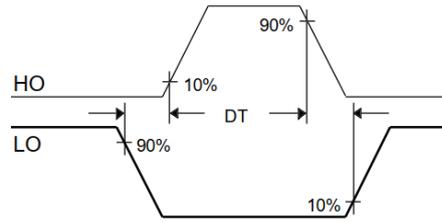


Fonte: Adaptado de Green e Zheng (2022).

A seção de lado alto (VB, HO e VS) do circuito integrado de acionamento de meia-ponte está flutuando em relação a 0 V (COM) segundo Green e Zheng (2022). Quando o MOSFET de lado baixo está ligado, o capacitor *bootstrap* é carregado até V_{cc} através do diodo *bootstrap*, fornecendo uma tensão de alimentação flutuante de lado alto em VB em relação a VS. O diodo *bootstrap* é um dispositivo de recuperação rápida com uma tensão superior à do barramento CC, evitando condução reversa quando o MOSFET de lado alto está ativado.

Um tempo morto, ilustrado na Figura 12, é inserido entre o desligamento de um MOSFET e o acionamento do outro para garantir que o primeiro MOSFET desative completamente antes que o segundo seja ligado. Isso previne a sobreposição onde ambos os dispositivos poderiam estar ativados simultaneamente.

Figura 12 – Formas de onda do tempo morto.

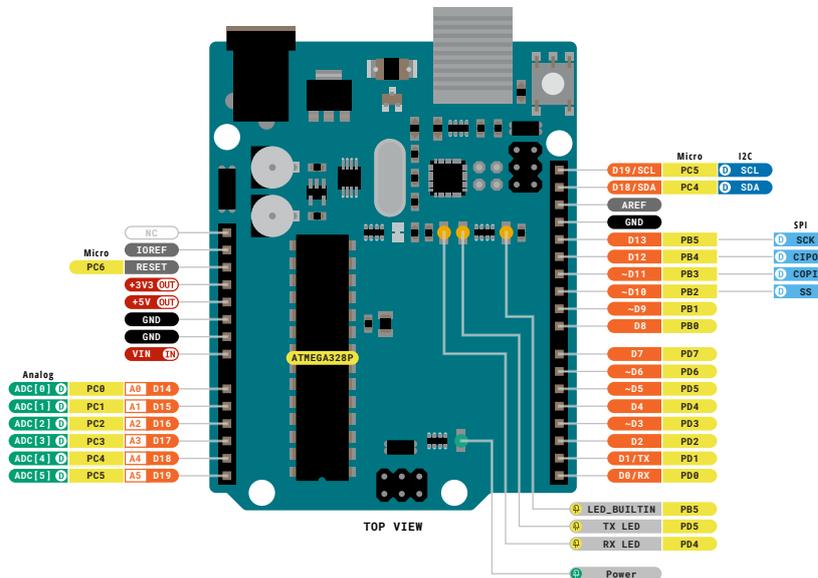


Fonte: Retirado de International Rectifier (2004).

2.5 Microcontrolador Arduino

O Arduino Uno é uma placa baseada na família de microcontroladores ATmega328P e é a placa mais usada e documentada da família Arduino. O Arduino Uno possui, como mostrado na Figura 13, 14 pinos digitais de entrada/saída (dos quais 6 podem ser usados como saídas PWM), 6 entradas analógicas, um cristal oscilador de 16 MHz (CSTCE16M0V53-R0), uma conexão Universal Serial Bus (do inglês, *Porta Serial Universal*) (USB) e pode ser programado com o *Software* Arduino IDE.

Figura 13 – Diagrama de pinagem do Aduino Uno



Fonte: Retirado de Arduino (2025).

Cada um dos 14 pinos digitais no Uno pode ser usado como uma entrada ou saída, usando as funções *pinMode()*, *digitalWrite()*, e *digitalRead()*. Eles operam a 5 volts. Cada pino pode fornecer ou receber 20 mA como condição de operação recomendada e tem um resistor de *pull-up* interno (desconectado por padrão) de 20-50k ohm. Um máximo de 40mA é o valor que não deve ser excedido em qualquer pino de E/S para evitar danos permanentes ao microcontrolador (ARDUINO, 2025).

Alguns pinos possuem funções especializadas:

- Serial: 0 (RX) e 1 (TX). Usado para receber (RX) e transmitir (TX) dados seriais.
- Interrupções Externas: 2 e 3. Esses pinos podem ser configurados para acionar uma interrupção em um valor baixo, uma borda ascendente ou descendente ou uma alteração no valor.
- PWM: 3, 5, 6, 9, 10 e 11. Fornece saída PWM de 8 bits com a função `analogWrite()`.
- SPI: 10 (SS), 11 (MOSI), 12 (MISO), 13 (SCK). Esses pinos suportam a comunicação SPI usando a biblioteca SPI.
- LED: 13. Há um diodo emissor de luz (do inglês, *lightemitting diode*) (LED) embutido acionado pelo pino digital 13. Quando o pino é de ALTO valor, o LED está ligado, quando o pino é BAIXO, está desligado.

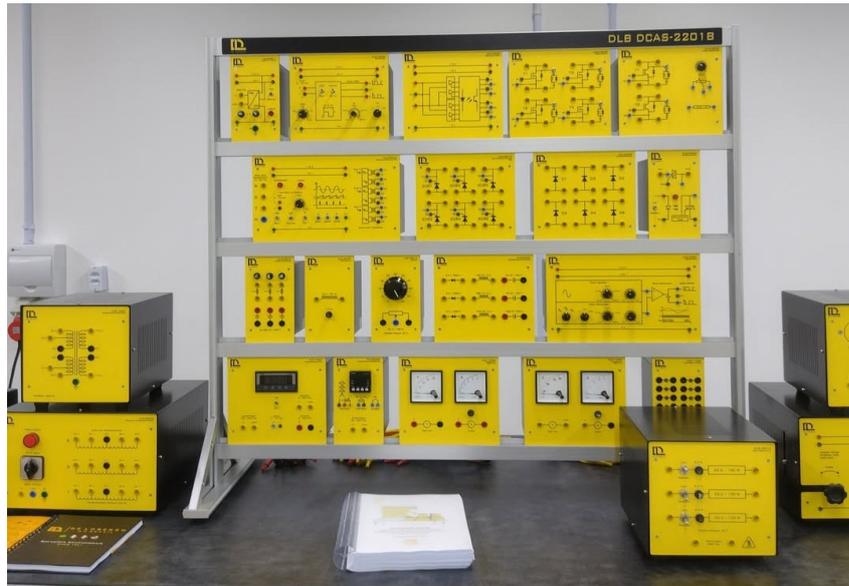
O Arduino Uno pode ser alimentado via conexão USB Mini-B, fonte de alimentação externa não regulada de 6 a 20 V (pino 30) ou fonte de alimentação externa regulada de 5 V (pino 27). A fonte de energia é selecionada automaticamente para a fonte de tensão mais alta.

2.6 Soluções comerciais

No mercado existem algumas empresas voltadas ao desenvolvimento de bancadas e kits didáticos para as mais variadas áreas de atuação dentro da Engenharia, como a eletrônica de potência. Uma das empresas é De Lorenzo do Brasil, que desenvolve e produz equipamentos de formação técnica e profissional e entre os campos técnicos está a Engenharia Elétrica.

No ramo da eletrônica de potência, a De Lorenzo possui laboratórios montados em painéis didáticos, que abrange as principais configurações de circuitos eletrônicos de potência como conversores. Para o estudo de conversores, a De Lorenzo possui uma bancada DLB DCAS-T4 mostrada da Figura 14 para o desenvolvimento de conversores, incluindo CC-CA, filtragem, controle de ângulo de disparo de tiristores, controle e regulagem de circuito monofásico e trifásico e controle de carga resistiva, indutiva e mista, chaveamento de circuitos em *half* e *full-bridge* e acionamento de sistema *Push-Pull* e *SPWM* conforme descrito em Lorenzo (2024).

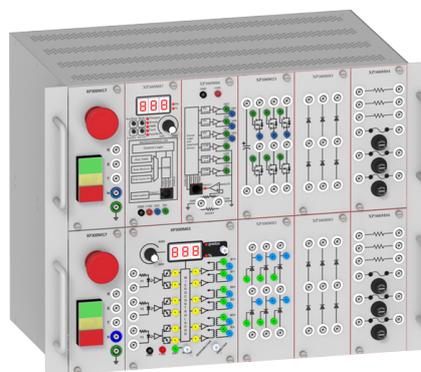
Figura 14 – Bancada didática da De Lorenzo.



Fonte: Retirado de Lorenzo (2024).

Outra empresa que desenvolve *kits* é a Exxer (anteriormente Exsto Tecnologia) que atende as necessidades do mercado educacional com soluções didáticas para área de eletrônica, automação, microcontroladores, telecomunicações entre outras. A Exxer fornece kits didáticos para eletrônica de potência, como o ELGER2000, destacado na Figura 15. Este kit possui uma configuração modular, que possibilita a exploração dos principais componentes utilizados na conversão CA-CC, CC-CC e CC-CA, tanto em sistemas monofásicos quanto trifásicos, conforme descrito por Exxer (2024). Utilizando o máximo de recursos do kit é possível fazer um inversor de frequência didático, com as etapas de retificação, controle e conversão CC-CA.

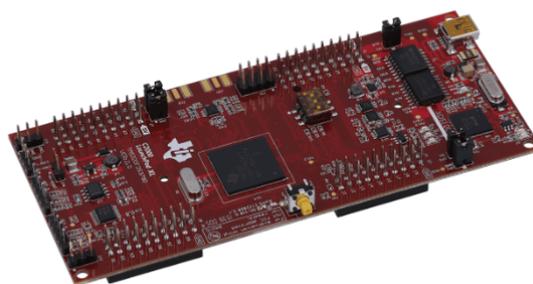
Figura 15 – Kit didático da Exxer.



Fonte: Retirado de Exxer (2024).

Além das bancadas e módulos para montagem de inversores didáticos, existem as placas de desenvolvimento. A *Texas Instruments* oferece soluções acessíveis, como o LAUNCHXL-F28379D C2000 Delfino LaunchPad mostrada na Figura 16. Sua principal função é fornecer uma plataforma de baixo custo para avaliação e prototipagem de aplicações, especialmente em áreas como controle de motores, conversão de potência e sistemas embarcados. De acordo com Instruments (2025b), a placa de desenvolvimento é completa e econômica projetada para os dispositivos Delfino F2837xD. Essa ferramenta inclui todo o *hardware* e *software* necessários para criar aplicações baseadas nos microcontroladores.

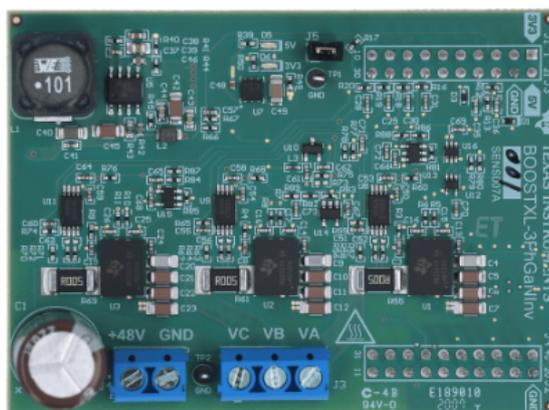
Figura 16 – Plataforma para avaliação e prototipagem LAUNCHXL-F28379D.



Fonte: Retirado de Instruments (2025b).

Completando o *kit* há módulo de avaliação BOOSTXL-3PHGANINV da *Texas Instruments*, mostrado na Figura 17 é compatível com a placa citada anteriormente e é projetada para funcionar como um inversor trifásico de 48V e 10A com capacidade de detecção de corrente segundo Instruments (2025a). Além disso pode ser conectado a *kits* de desenvolvimento LaunchPad™ da família C2000™.

Figura 17 – Módulo BOOSTXL-3PHGANINV (inversor trifásico de 48V).



Fonte: Retirado de Instruments (2025a).

O custo dos dois itens em abril de 2025 totaliza US\$ 88,00, e com o dólar cotado a R\$ 5,68 em 01/04/25 o custo final resulta em R\$499,84.

A Tabela apresenta um sumário das soluções comerciais de módulos didáticos estudados, os valores podem variar devido a cotação do dólar no dia. Algumas empresas não fornecem os valores dos módulos sem cadastro e solicitação de orçamento do cliente.

Empresa	Módulo	Preço
De Lorenzo	Conversor CC-CA	-
Exxer	Conversor CC-CA	-
<i>Texas Instruments</i>	Placa desenvolvimento e Conversor CC-CA	R\$499,84

Tabela 1 – Caption

2.7 Conclusões parciais

Neste capítulo estudou-se conceitos referentes ao inversor de frequência, tipos de acionamento e componentes do circuito.

- Inicialmente apresentou-se a topologia escolhida do inversor e uma breve descrição de seu funcionamento.
- Em seguida mostrou-se os dois tipos de modulação PWM, seu funcionamento e o circuito usado para geração do sinal.
- Posteriormente foi apresentados o MOSFET de potência, bem como suas características e operação.
- Em seguida uma descrição do funcionamento do *driver* de acionamento e de seus elementos.
- Em seguida o arduino é apresentado em uma breve descrição.
- E por fim a apresentação de alguns *kits* didáticos vendidos comercialmente.

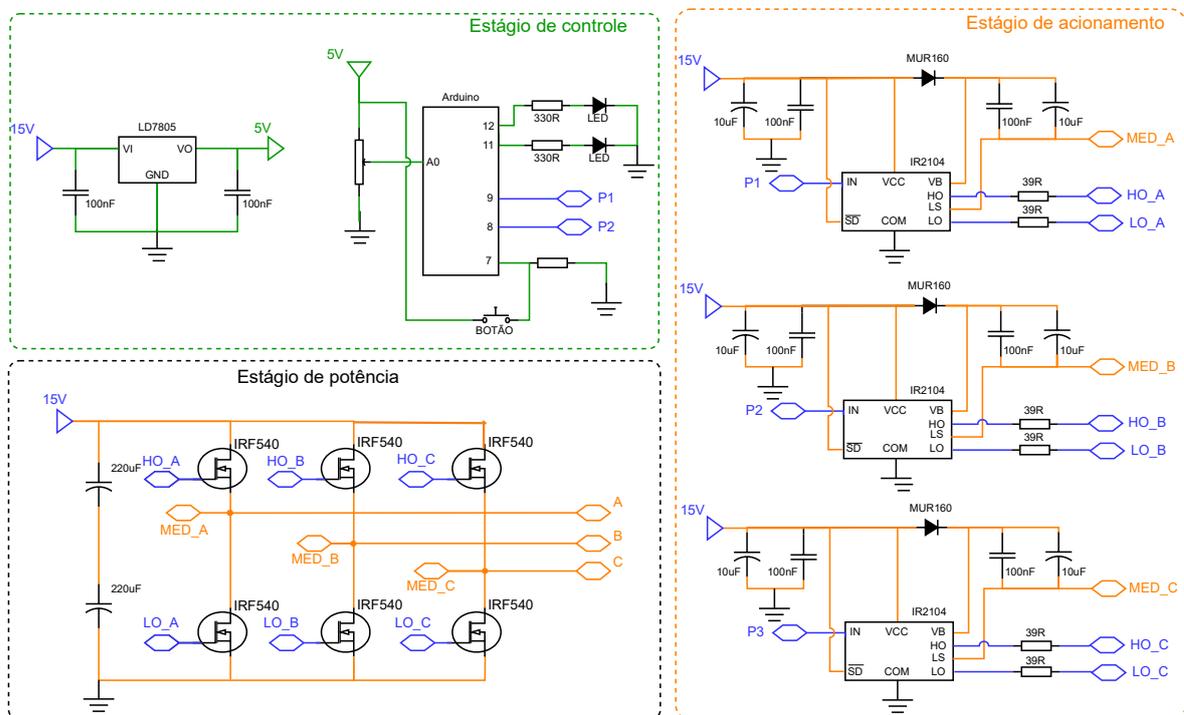
3 Desenvolvimento

Este capítulo apresenta o embasamento teórico para o projeto do inversor monofásico de ponte completa e os principais componentes e sua funcionalidade no circuito. Também é apresentado o dimensionamento dos componentes e os critérios de projeto.

3.1 Considerações iniciais

A topologia adotada para a construção do inversor é trifásica, mas a base para o dimensionamento do projeto será do tipo ponte completa, composta pelos estágios de controle, acionamento e potência. O dimensionamento dos componentes, considerando os dois modos de chaveamento, é apresentado na Figura 18. O projeto incluiu ainda a previsão de um terceiro braço, com o objetivo de permitir a futura implementação de um conversor trifásico. No entanto, devido à limitação de tempo, a análise dessa configuração extrapola o escopo do presente trabalho, podendo ser explorada em estudos futuros.

Figura 18 – Esquema completo do circuito projetado para o inversor didático.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

O inversor é projetado para atender uma carga composta por um resistor e um indutor conhecido (carga RL). Ambos os sistemas de acionamento são projetados para

a componente fundamental da tensão de saída. Inicialmente algumas especificações são pré-definidas, conforme a Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações de projeto.

Símbolo	Descrição	Valor
V_{cc}	tensão de entrada	15V
$V_{1,pp}$	tensão de pico fundamental de saída	12V
f	frequência fundamental	60Hz
DHT_i	DHT da corrente	5%
R	resistor da carga	6Ω
L	indutor de carga	$3mH$

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

A escolha da tensão V_{cc} se justifica pela disponibilidade da fonte no laboratório, assim como a escolha da carga R e L . A frequência de 60Hz é utilizada devido a utilização como padrão na rede CA no Brasil.

3.2 Projeto do inversor de tensão

O tipo de inversor projetado possui uma fonte de tensão conectada em seu terminal de entrada, o que o classifica como um inversor fonte de tensão (VSI) em que a tensão CC é convertida em tensão CA. O conversor é acionado por um PWM senoidal e tem duas opções de acionamento: bipolar e unipolar. Como há um valor de indutância determinado, o projeto consiste em determinar a frequência de chaveamento de modo que a DHT seja menor que determinado valor.

3.2.1 Chaveamento bipolar

A primeira etapa é cálculo para o sistema de acionamento bipolar para a componente fundamental da tensão de saída ser de 12V de pico e 60 Hz considerando a carga RL especificada anteriormente.

Segundo Hart (2012), o projeto do inversor pode ser determinado pela escolha da frequência de chaveamento que atende a DHT. Se $m_a \leq 1$, a amplitude fundamental da tensão de saída é linearmente proporcional a m_a .

$$V_{1,p} = m_a \cdot V_{cc}. \quad (3.1)$$

em que $V_{1,p}$ é o valor de pico da tensão terminal do conversor na frequência fundamental.

Considerando $m_a = 0,8$, pode-se encontrar $V_{1,p}$ por,

$$V_{1,p} = m_a \cdot V_{cc} = 0,8 \cdot 15 = 12 \text{ V}. \quad (3.2)$$

O valor rms da tensão de saída da componente fundamental é

$$V_{1,rms} = \frac{V_{1,p}}{\sqrt{2}} = \frac{12}{\sqrt{2}} = 8,485V. \quad (3.3)$$

Para determinar a amplitude da corrente em 60Hz, primeiramente a impedância é calculada:

$$Z = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2} = \sqrt{6^2 + 377 \cdot 0,003} = 6,106 \Omega. \quad (3.4)$$

Assim a corrente é definida como:

$$I_{1,p} = \frac{V_1}{Z_1} = \frac{12}{6,106} = 1,965 A. \quad (3.5)$$

O valor rms de corrente é dado por:

$$I_{1,rms} = \frac{1,965}{\sqrt{2}} = 1,389 A. \quad (3.6)$$

De acordo com Hart (2012), o termo responsável pela harmônica dominante da corrente está na frequência de chaveamento. Como simplificação assume-se que a harmônica da corrente na carga é a mesma harmônica dominante na frequência da portadora,

$$DHT_i = \frac{I_{dis,rms}}{I_{1,rms}} \approx \frac{I_{mf,rms}}{I_{1,rms}}. \quad (3.7)$$

em que $I_{dis,rms} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,rms}^2}$. Logo, considerando $DHT_i \leq 5\%$, a amplitude da corrente na frequência da portadora,

$$I_{mf,rms} = 0,05 \cdot 1,389 = 0,0695 A. \quad (3.8)$$

De acordo com a Tabela 14 (do Apêndice A) a tensão harmônica normalizada para $n = m_f$ e para $m_a = 0,8$ é 0,818. Amplitude de tensão para m_f é,

$$V_{mf,rms} = \frac{0,818 \cdot V_{cc}}{\sqrt{2}} = \frac{0,818 \cdot 15}{\sqrt{2}} = 8,6974 V. \quad (3.9)$$

Na frequência da portadora, a impedância mínima é dada por,

$$Z_{mf} = \frac{V_{mf,rms}}{I_{mf,rms}} = \frac{8,6974}{0,0695} = 125,166 \Omega. \quad (3.10)$$

A taxa de modulação da frequência m_f ,

$$\begin{aligned} m_f &= \frac{1}{\omega L} \cdot \sqrt{Z_{mf}^2 - R^2} \\ m_f &= \frac{1}{2\pi f \cdot 0,003} \cdot \sqrt{125,166^2 - 6^2} \\ m_f &= 110,54. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Então m_f será aproximadamente 111 atendendo as especificações. Assim a frequência de chaveamento que atende a DHT da corrente é,

$$\begin{aligned} f_{tri} &= m_f f_{ref} \\ f_{tri} &= 111 \cdot 60 = 6660. \end{aligned} \quad (3.12)$$

A Tabela 3 mostra o resumo do projeto do acionamento bipolar.

Tabela 3 – Especificações de projeto do conversor com acionamento bipolar.

Símbolo	Descrição	Valor	Unidade
m_a	Fator de modulação da corrente	0,800	adm
$V_{1,rms}$	Tensão fundamental RMS	8,485	V
Z_1	Impedância fundamental	6,106	Ω
$I_{1,rms}$	Corrente fundamental RMS	1,390	A
I_{mf}	Corrente de alta frequência RMS (mf)	0,0695	A
V_{mf}	Tensão de alta frequência RMS (mf)	8,6974	V
Z_{mf}	Impedância de alta frequência (mf)	125,166	Ω
$m_{f,p}$	Taxa de modulação de frequência (projetada)	110,544	adm
m_f	Taxa de modulação de frequência	111,000	adm
f_s	Frequência de chaveamento	6660,000	Hz

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

3.2.2 Chaveamento unipolar

O projeto anterior é repetido considerando um PWM unipolar para que a DHT da corrente neste tipo de acionamento também seja menor que 5%. Algumas harmônicas na saída começam em torno de $2m_f$ e m_f é escolhida para ser um número inteiro. De acordo com a Tabela 15 (do Apêndice A), a tensão harmônica normalizada em relação a V_{cc} , de um VSI monofásico em ponte completa com tensão de saída unipolar, para $m_a = 0,8$ é $2m_f$ é 0,314. Amplitude de tensão para m_f é,

$$V_{2m_f,rms} = \frac{0,314 \cdot V_{cc}}{\sqrt{2}} = \frac{0,314 \cdot 15}{\sqrt{2}} = 3,2880 \text{ V.} \quad (3.13)$$

Utilizando (3.5), tem-se a corrente,

$$I_{2m_f,rms} = 0,05 \cdot 1,390 = 0,0695 \text{ A.} \quad (3.14)$$

No cálculo da impedância, é considerado a tensão com amplitude dobrada, uma vez que existem dois harmônicos muito próximos,

$$Z_{2m_f} = \frac{2 \cdot V_{2m_f,rms}}{I_{2m_f,rms}} = \frac{6,5761}{0,0695} = 94,638 \Omega. \quad (3.15)$$

Portanto a taxa de modulação será:

$$\begin{aligned} m_f &= \frac{1}{2\omega L} \cdot \sqrt{Z_{mf}^2 - R^2} \\ m_f &= \frac{1}{2 \cdot 2\pi 60 \cdot 0.003} \cdot \sqrt{94,638^2 - 6^2} \\ m_f &= 41,755. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Então m_f será aproximadamente 42 atendendo as especificações. Assim a frequência de chaveamento que atende o DHT da corrente é,

$$\begin{aligned} f_{tri} &= m_f f_{ref} \\ f_{tri} &= 42 \cdot 60 = 2520 \text{ Hz.} \end{aligned} \quad (3.17)$$

A Tabela 4 mostra o resumo do projeto do acionamento unipolar.

Tabela 4 – Especificações de projeto do conversor com acionamento unipolar.

Símbolo	Descrição	Valor	Unidade
m_a	Fator de modulação da corrente	0,800	adm
$V_{1,rms}$	Tensão fundamental RMS	8,485	V
Z_1	Impedância fundamental	6,106	Ω
$I_{1,rms}$	Corrente fundamental RMS	1,390	A
I_{2mf}	Corrente de alta frequência RMS ($2m_f$)	0,0695	A
V_{2mf}	Tensão de alta frequência RMS ($2m_f$)	3,288	V
Z_{2mf}	Impedância de alta frequência ($2m_f$)	94,638	Ω
$m_{f,p}$	Taxa de modulação de frequência (projetada)	41,755	adm
m_f	Taxa de modulação de frequência	42,00	adm
f_s	Frequência de chaveamento	2580	Hz

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

3.2.3 Barramento CC

Segundo Rashid (2014), para uma carga indutiva, há presença de uma harmônica de segunda ordem originada da parte CA do conversor que é injetada de volta na fonte de alimentação CC. Portanto, o projeto deve considerar isso para garantir uma tensão de barramento CC quase constante através de um grande capacitor é conectado na fonte de tensão CC.

Um valor razoável de ondulação para o barramento CC adotado é de 5%, pois não implica em um capacitor muito grande nem em uma ondulação excessiva. Usando a corrente da carga calculada em (3.8) para obter a potência, o valor da capacitância pode ser calculado através da (3.18) (NETO et al., 2013),

$$\begin{aligned}
 C &\geq \frac{P_0}{2\pi f \cdot (\Delta V_{cc}) \cdot V_{cc}} \\
 C &\geq \frac{R \cdot i^2}{2\pi f \cdot (\Delta V_{cc}) \cdot V_{cc}} \\
 C &\geq \frac{6 \cdot 0,06945^2}{2\pi 60 \cdot (0,05) \cdot 15} \\
 C &\geq 102,353 \mu F.
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Como o circuito inversor possibilita a configuração em meia-ponte, dois capacitores em série são utilizados no barramento de corrente contínua. Opta-se por capacitores de valor comercial próximo a $220 \mu F$, que, em série, resultam em metade da capacitância, valor que se aproxima do calculado em (3.18).

3.2.4 Dimensionamento dos semicondutores de potência

Através da análise das etapas de operação e das formas de onda, é possível determinar os esforços de tensão e corrente nos semicondutores de potência do circuito inversor

ponte completa.

A corrente conduzida pelos MOSFETs é equivalente à corrente que flui pelo indutor durante as etapas de condução dessas chaves. Assim, essa corrente torna-se aproximadamente igual à corrente de saída no ponto de pico e representa o maior valor possível fluindo pelas chaves quando o índice de modulação em amplitude é unitário.

A corrente de pico calculada em (3.5) é de 1,965A. Como dois transistores são ligados simultaneamente, cada um conduz com um ciclo de trabalho de 50%, a corrente média em cada um é

$$I_Q = 0,5 \cdot 1,965 = 0,9825 \text{ A.} \quad (3.19)$$

A tensão máxima sobre as chaves MOSFETs é igual a própria tensão aplicada na entrada do inversor ou seja, considera-se 15V para este projeto. A fim de respeitar os valores de corrente e tensão, então, seleciona-se o MOSFET comercial IRF540, que também possui disponibilidade.

3.2.5 Dimensionamento do *driver* de gate

Para que os transistores sejam comutados, é preciso usar um *gate driver* entre o controle (microcontrolador) e os transistores para condicionar o sinal de comando para níveis de tensão e potência adequados à comutação dos transistores.

Uma das opções de circuitos integrados da família IR21xx da *International Rectifier*® são os modelos de canais duplos que são utilizados para acionamento de circuitos em configuração *half-bridge*. Um dos modelos é o CI IR2104, que oferece compatibilidade com entradas lógicas de 3,3 V, 5 V e 15 V, permitindo a conexão direta à saída de um microcontrolador.

Outra característica do IR2104 é a geração do tempo morto internamente assim como do sinal complementar para a chave S_2 . Devido às características citadas e a necessidade de poucos componentes auxiliares seleciona-se o IR2104.

3.2.6 Circuito de *bootstrap*

A técnica de *bootstrap* é empregada para acionar chaves que compõem um braço de um inversor, já que estas estão referenciadas a diferentes potenciais. O resistor de gate R_g é de 39Ω e os capacitores selecionados são de 100 nF e $10\mu\text{F}$ e baseados em Bergold (2021) que utilizou o mesmo MOSFET em seu projeto. Conforme descrito em Capítulo 2, utiliza-se um diodo de recuperação rápida no circuito de *bootstrap*, então escolhe-se o MUR160 que também suporta a tensão de polarização reversa de 15 V do circuito.

3.3 Simulação do circuito

Nesta seção serão apresentados os resultados das simulações realizadas para os estágios de acionamento e potência do inversor. Os resultados simulados são obtidos via *PSIM*. O circuito do inversor simulado tem como base o diagrama de bloco da Figura 18. Os resultados consistem na medição da corrente e da tensão na carga RL, com $R = 6 \Omega$ e $L = 3\text{mH}$ e na análise do comportamento das formas de onda. Devido ao propósito didático do inversor, além de simular com os parâmetros calculados na seção 3.2, os valores de m_a e m_f são alterados a fim de verificar o comportamento das formas de onda de tensão e corrente. A simulação considera dois cenários: m_f fixo e f_0 com valores de 0,6, 0,7 e 0,8; e m_a fixo em 0,8 f_0 com variações de 30, 60 e 90 Hz.

3.3.1 Chaveamento bipolar

Para o acionamento com PWM bipolar, com $f_s = 6660$, o circuito da Figura 8 foi utilizado para gerar os pulsos de acionamento, e as medições realizadas na carga são apresentadas na Tabela 5. Para $m_a = 0,8$, os valores de $V_{1,rms}$ e $I_{1,rms}$ validam os cálculos realizados e mostrados na Tabela 3. As tensões da frequência fundamental (60Hz) obtidas para m_a de 0,6 e 0,8 comprovam que amplitude da tensão de saída é aumenta de acordo com m_a . Por outro lado, DHT da corrente é ligeiramente maior que o projetado de 5%, porém, dentro do esperado já que o projeto é uma aproximação.

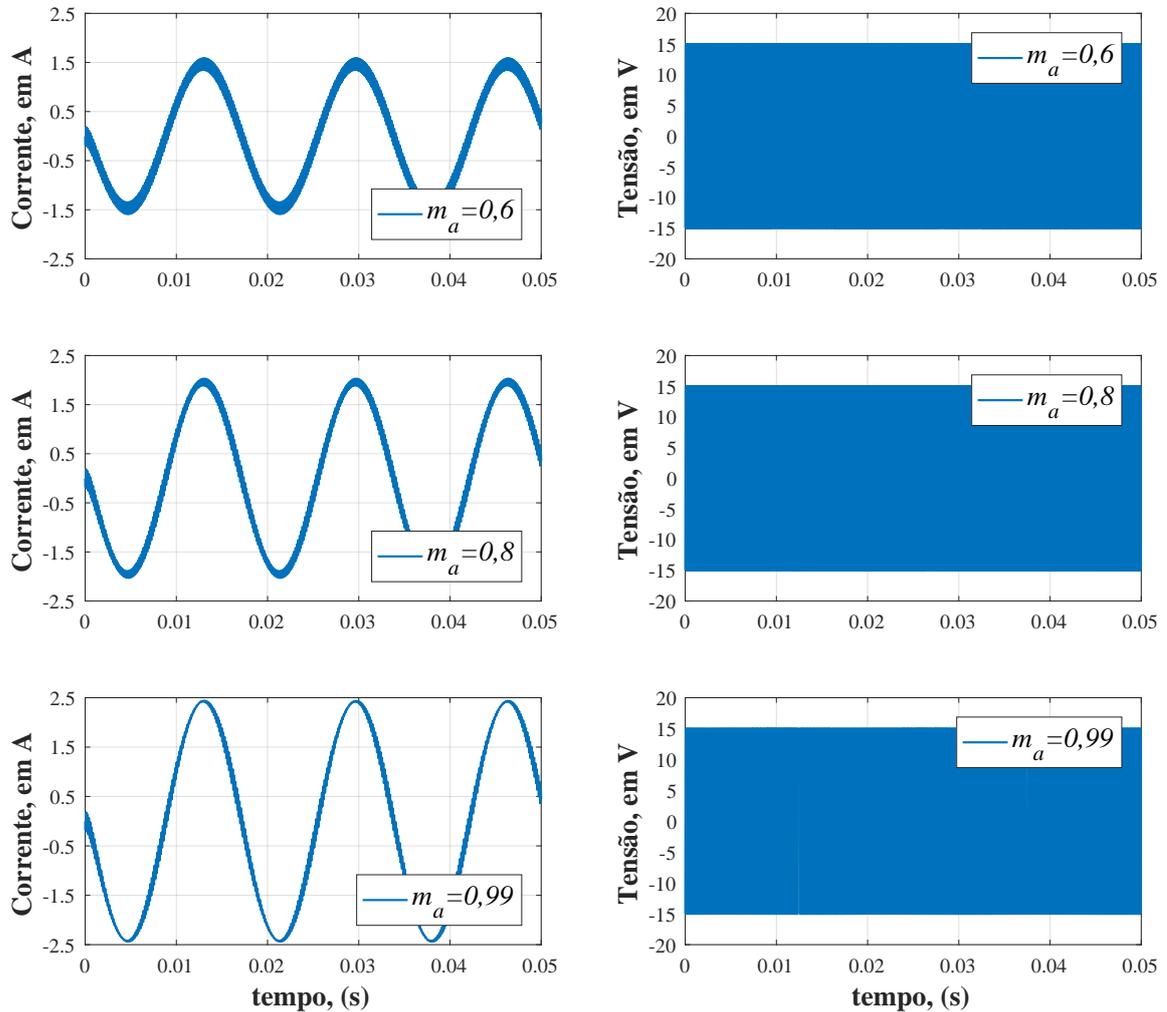
Tabela 5 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar usando o *PSIM* - Variando m_a e $m_f = 111$.

m_a	V_{rms}	$V_{1,rms}$	$DHT_v\%$	I_{rms}	$I_{1,rms}$	$DHT_i\%$
0,6	14,99	6,356	146,61	1,045	1,041	8,60
0,8	14,99	8,447	144,60	1,391	1,389	5,58
0,99	14,98	10,359	106,77	1,735	1,740	4,13

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

A Figura 19 mostra o comportamento da corrente e da tensão de carga. Pode-se observar a esquerda o comportamento senoidal da corrente em 60Hz e ao aumento da amplitude da corrente é proporcional a m_a . E a direita o comportamento da tensão de saída bipolar, não é possível observar os pulsos do PWM devido a frequência elevada mas os valores máximo e mínimo de 15 e -15 V respectivamente.

Figura 19 – Tensão e corrente para carga RL conectada à um inversor ponte completa com PWM bipolar usando o *PSIM* - Variando m_a .



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Para o mesmo circuito da Figura 18, altera-se a frequência de chaveamento e a frequência fundamental (f_o). Os valores utilizados na simulação são $f_s = 3330\text{Hz}$, $f_s = 6660$ e $f_s = 9990\text{Hz}$ para as frequências fundamentais de 30, 60 e 90Hz. Os resultados obtidos estão na Tabela 6 e pode-se observar que a frequência de chaveamento maior resulta em DHT menor.

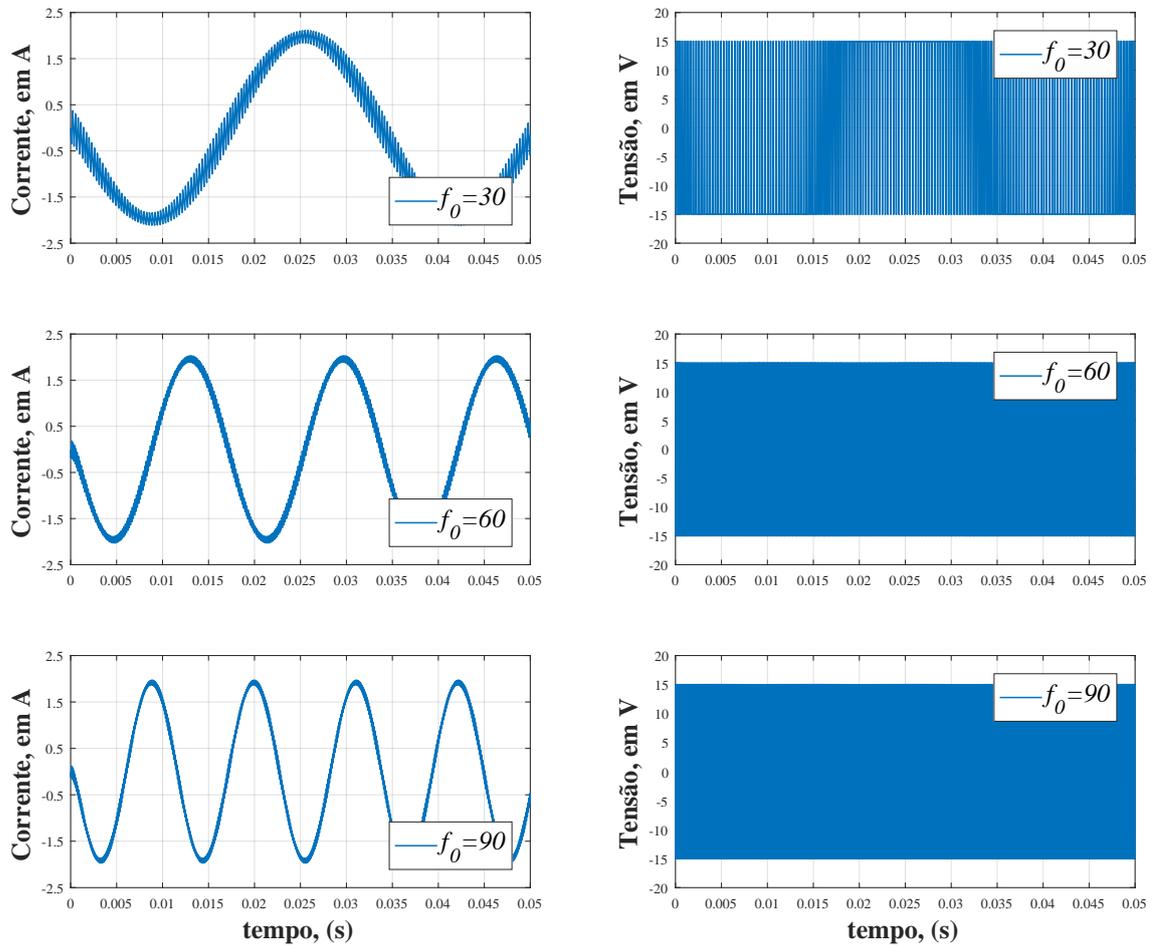
Tabela 6 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar usando o *PSIM* - Quando $m_a = 0,8$ e variação de f_o e (f_s).

f_0	V_{rms}	V_{1rms}	$DHT_v\%$	I_{rms}	I_{1rms}	$DHT_i\%$
30	14,992	8,69	146,20	1,431	0,119	11,00
90	14,992	11,85	146,00	1,359	1,891	3,00

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

A Figura 20 mostra as formas de onda para tensão e corrente variando a frequência. Pode-se notar a suavização da senoide com o aumento da frequência.

Figura 20 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar usando o *PSIM* - Quando $m_a = 0,8$ e variando f_0 e f_s .)



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

3.3.2 Chaveamento Unipolar

O inversor foi simulado no *PSIM* utilizando PWM unipolar, com o circuito mostrado na Figura 8 para a geração dos pulsos, e uma taxa de modulação de frequência $m_f = 43$ (2580Hz). Os valores medidos estão apresentados na Tabela 7, onde se observa que, para $m_a = 0,8$, os resultados validam os cálculos realizados e mostrados na Tabela 4. As tensões na frequência fundamental (60 Hz) obtidas para m_a de 0,6 e 0,8 confirmam que a amplitude da tensão de saída é proporcional de forma linear a m_a , enquanto a *DHT* da corrente é um pouco superior ao valor projetado de 5%. No entanto, essa diferença está dentro do previsto, considerando que o projeto é uma aproximação.

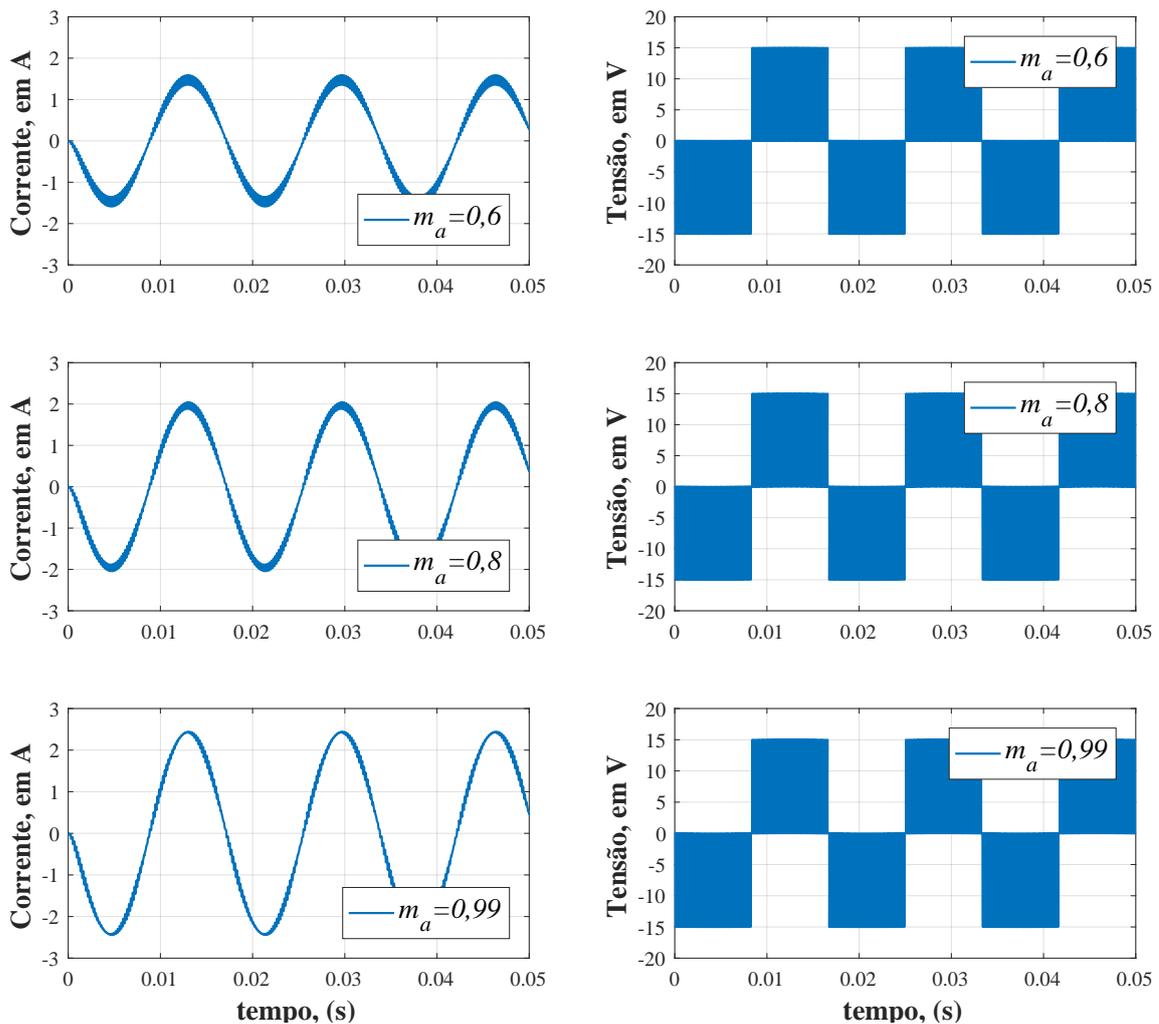
Tabela 7 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar usando o *PSIM* - Variando m_a

m_a	V_{rms}	V_{1rms}	DHT_v	I_{rms}	I_{1rms}	DHT_i
0,6	9,265	6,357	105,68	1,047	1,041	11,66
0,8	10,688	8,461	76,80	1,392	1,388	8,11
0,99	14,224	10,494	91,60	1,7206	1,717	5,43

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

A Figura 21 apresenta o comportamento da corrente e da tensão de carga. À esquerda, observa-se o perfil senoidal da corrente em 60 Hz, acompanhado pelo aumento de sua amplitude conforme o fator de modulação de amplitude cresce. Já à direita, destaca-se o comportamento característico da tensão de saída unipolar variando de 0 a 15V ou de 0 a -15V, a depender do ciclo de comutação.

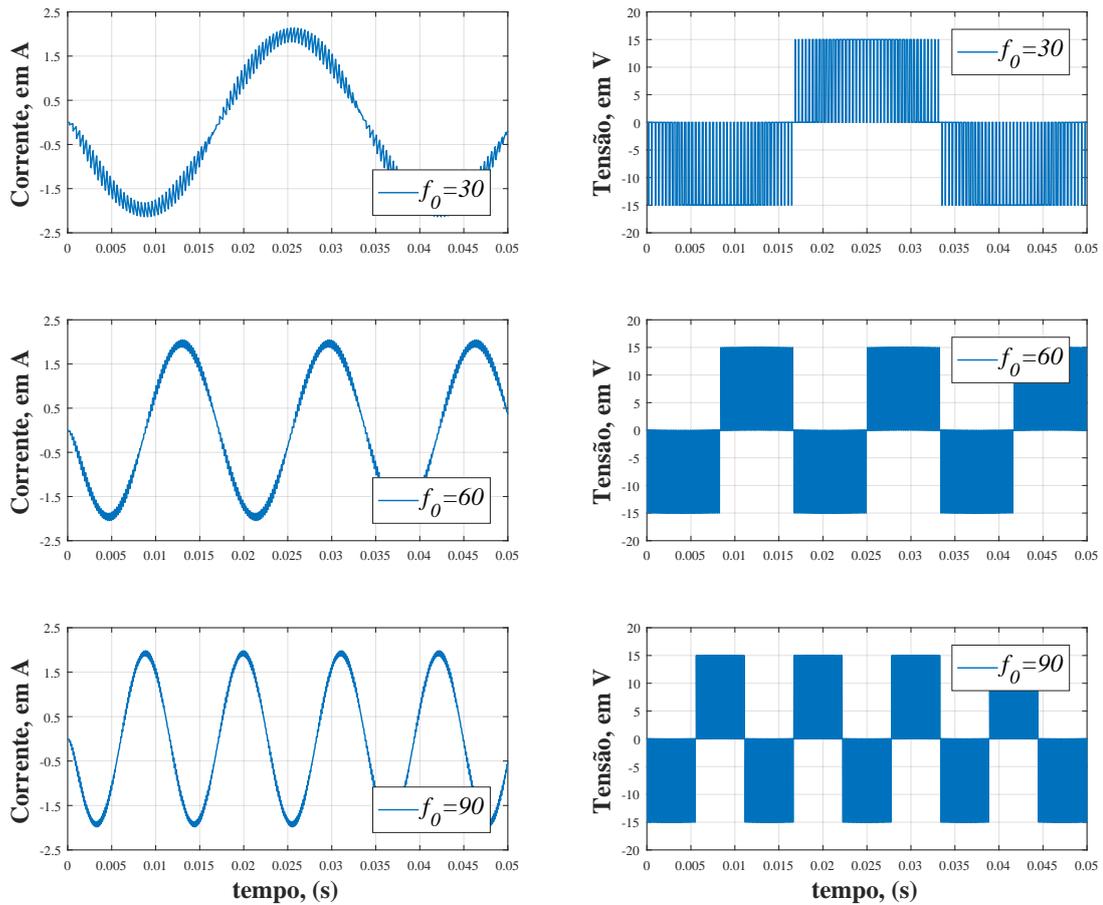
Figura 21 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar usando o *PSIM* - Quando $f_0 = 60$ e variação de m_a .



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

No mesmo circuito, altera-se a frequência de chaveamento e a frequência fundamental (f_o). Os valores utilizados na simulação são $f_s = 1260\text{Hz}$, $f_s = 2520\text{Hz}$ e $f_s = 3780\text{Hz}$ para as frequências fundamentais de 30, 60 e 90Hz. A Figura 22 mostra as formas de onda para tensão e corrente variando a frequência. Pode-se notar a suavização da senoide com o aumento da frequência.

Figura 22 – Tensão e corrente para carga RL conectada à um inversor ponte completa com PWM unipolar usando o *PSIM* - Quando $m_a = 0,8$ e variando f_o e f_s .



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Os resultados apresentados na Tabela 8 demonstram que quando a frequência de chaveamento aumenta o DHT reduz enquanto as tensões e correntes praticamente não se alteram.

Tabela 8 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar usando o *PSIM* - Quando $m_a = 0,8$ e variação de f_0 e f_s .

f_0	V_{rms}	V_{1rms}	DHT_v	I_{rms}	I_{1rms}	DHT_i
30	10,675	8,440	77,60	1,391	1,388	6,82
90	10,706	11,999	76,9	1,361	1,360	3,93

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

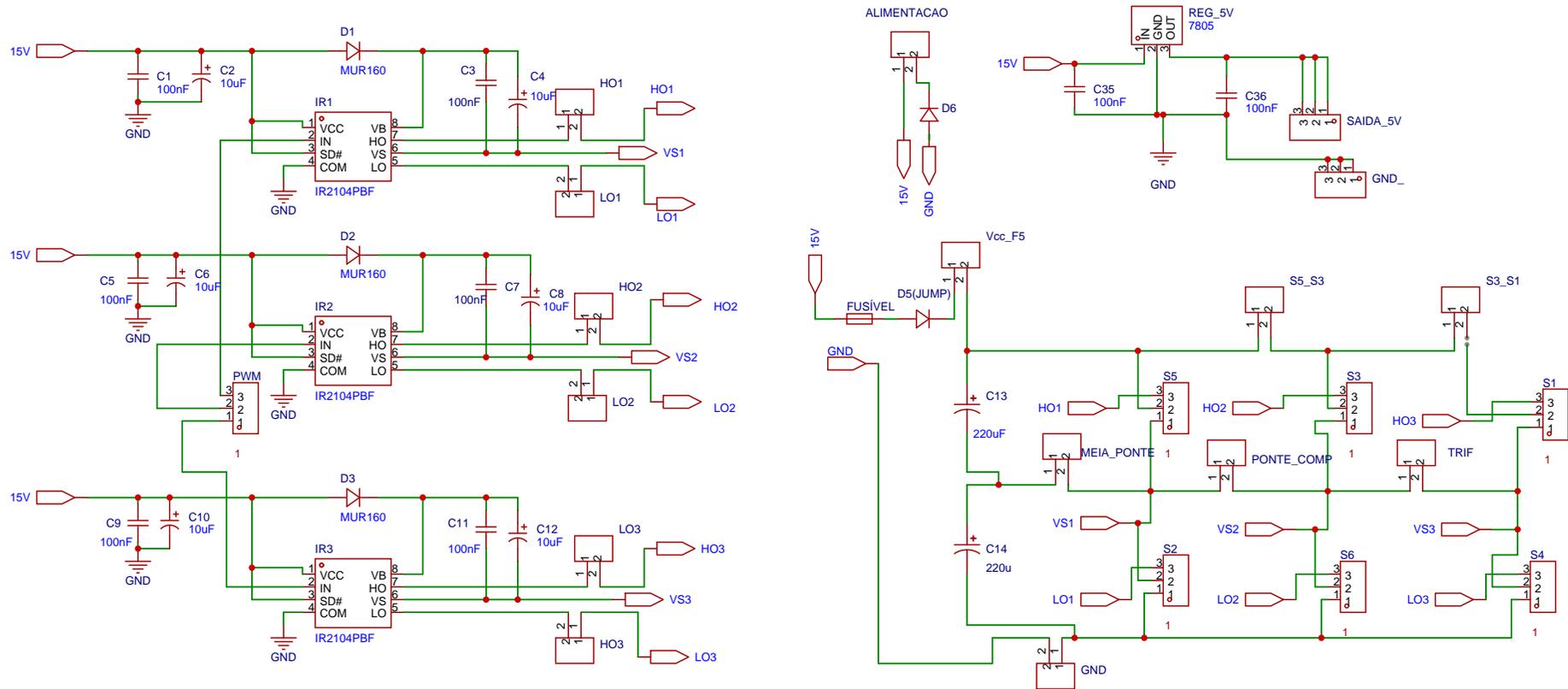
3.4 Diagrama Esquemático e Montagem em *protoboard*

Conforme mostrado na Figura 18, o esquemático do inversor do circuito pode ser dividido em três partes, o estágio de controle, acionamento e potência. No estágio de controle há um regulador de 5 V para alimentação do arduino, três entradas para os sinais do PWM (uma para cada *driver*) e um diodo utilizado para evitar a inversão da polaridade nos bornes onde a tensão de entrada é aplicada. O fato de ter pinos para conexão do arduino permite a utilização de outros modelos diferentes do UNO.

O estágio de acionamento é composto por três *drivers* IR2104, circuito de *bootstrap* e bornes para conexão de resistores de *gate*.

O estágio de potência é composto pelo barramento capacitivo de entrada e circuito do inversor trifásico, cujos braços (pares de MOSFETs IRF540) podem ser conectados no circuito através dos bornes permitindo a configuração meia-ponte, ponte completa ou trifásico além de bornes para alimentação de carga. O esquemático completo feito no *EasyEDA* (mais detalhado que na Figura 18) pode ser visto na Figura 23.

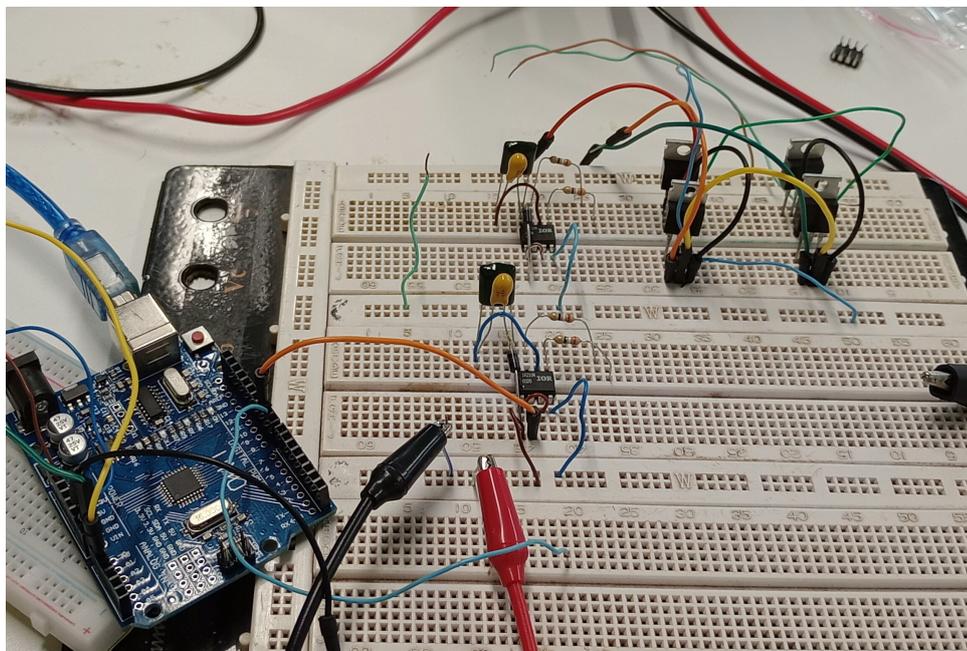
Figura 23 – Circuito completo do projeto feito no *EasyEDA*.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Para verificar o funcionamento do circuito, testes foram realizados em *protoboard* para atestar o funcionamento do circuito em todas as etapas. Devido ao tempo do trabalho, as análises são focadas na configuração de inversor monofásico de ponte completa. A Figura 24 apresenta uma montagem do circuito em *protoboard*.

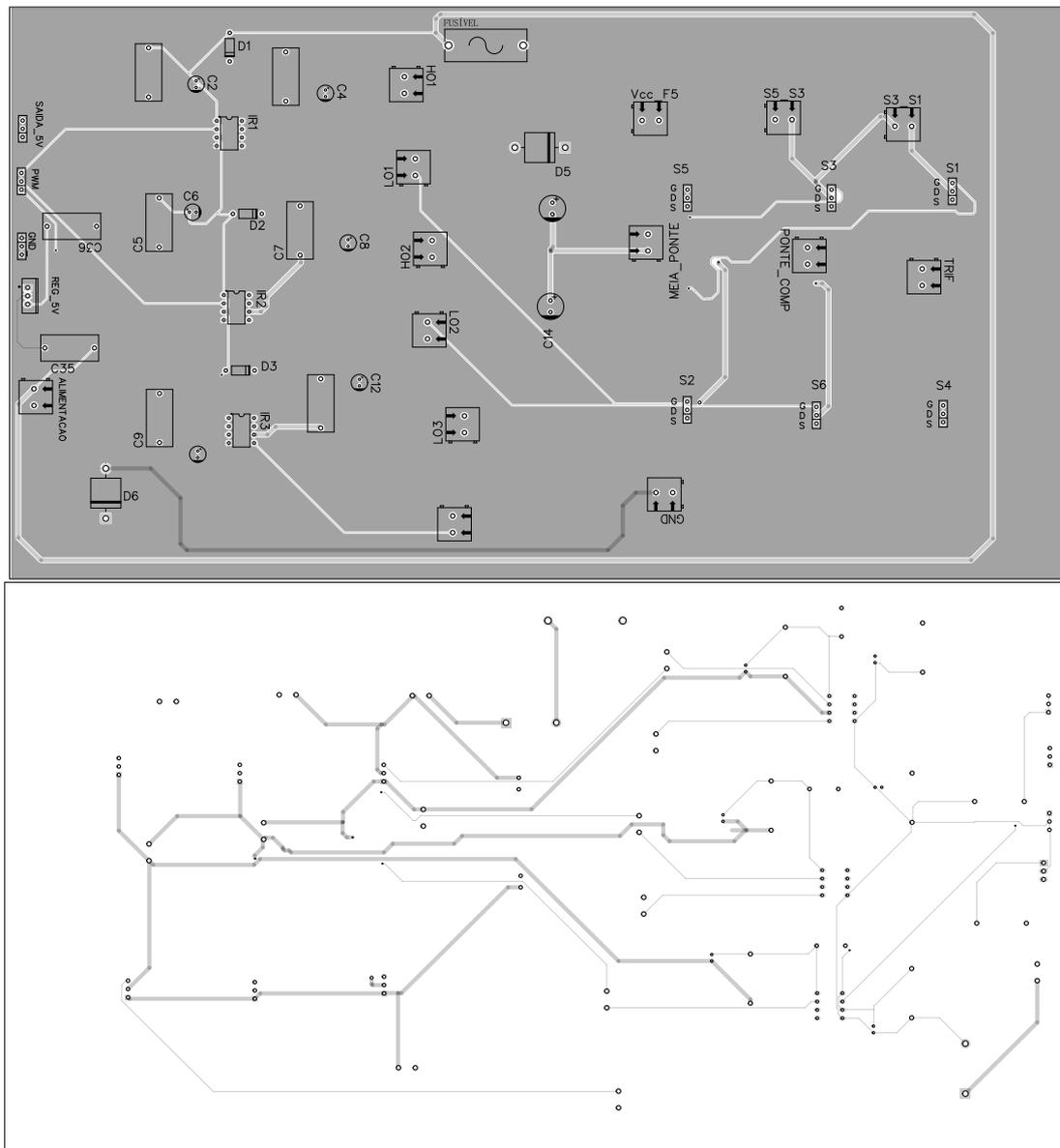
Figura 24 – Montagem do inversor de frequência monofásico em *protoboard*.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

3.5 Confeção da placa de circuito impresso

Após a verificação da funcionalidade do circuito, a etapa seguinte foi o desenvolvimento do *layout* da placa de circuito impresso. O *layout*, também desenvolvido no *EasyEDA* é mostrado na Figura 25.

Figura 25 – *Layout* da PCB do inversor.

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

O tamanho da placa se deve ao seu propósito didático portanto foi necessário inserir pontos de medição e bornes para conexão do circuito e de cargas.

Devido a necessidade de maior qualidade na confecção, optou-se por encomendar a fabricação da placa na empresa chinesa JLCPCB por ser a empresa com menor custo de prototipagem dentre as cotadas. A quantidade mínima de placas que a JLCPCB aceita para fabricação é de 5 unidades, portanto o custo de cada placa será dividido. O valor da placa somada aos impostos resultou em R\$ 380,89, resultando no valor unitário de R\$76,18. Os valores dos componentes estão com impostos inclusos e seus custos são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Tabela de preços do projeto.

Componente	Quant.	Valor Unitário (R\$)	Valor total (R\$)
Bornes 2p	14	1,38	19,32
Cap. poliester 100nF	8	0,36	1,80
Cap. tântalo 10uF	6	2,10	12,60
Cap. eletrolítico 220uF	2	0,78	1,56
Diodo ultrarápido MUR160	3	0,65	1,95
Diodo 1N5822	1	0,92	0,92
Fusível vidro 3A	1	0,39	0,39
<i>driver</i> IR2104	3	10,09	30,25
Barra 3 pin fêmea	9	0,52	4,68
soquete de CI dip16	3	1,06	3,18
Regulador 7805	1	2,82	2,82
Resistor 39 Ω	4	0,13	0,52
Porta fusível PCI 5x20	1	1,32	1,32
Mosfet IRF540	6	5,70	34,20
Arduino Uno	1	31,99	31,99
Total (componentes)			147,50
Total (placa e componentes)			223,68

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

A confecção da placa consta como o item mais caro devido a opção por encomendar a fabricação. O pedido foi realizado em dezembro de 2024 e foi impactado pelo aumento do valor do dólar e da nova política de impostos sobre encomendas internacionais e como opção para reduzir o custo sugere-se a confecção em placa de fenolite de forma caseira. O soquete de CI de 16 pinos foi utilizado devido a disponibilidade assim como os capacitores de tântalo que podem ser substituídos por capacitores eletrolíticos.

3.6 *Firmware* do Arduino

Uma das funções mais comuns de um microcontrolador é a geração de um sinal PWM, que é utilizado em diversas aplicações. Para gerar esse sinal, os microcontroladores, no caso do Arduino Uno o *ATmega328P*, utiliza temporizadores ou contadores que monitoram o tempo e definem o período do PWM, juntamente com mecanismos de comparação que avaliam o valor do contador em relação a um limite pré-definido para determinar o ciclo de trabalho. O modo como o PWM é gerado é descrito no Apêndice D.

O código presente no Apêndice B implementa o PWM em um Arduino Uno. O programa permite variar o tipo de PWM entre bipolar e unipolar, variar a frequência de saída e também os índices de modulação de amplitude(m_a) e de frequência(m_f). Uma tabela é gerada para armazenar valores da senoide normalizada. No modo bipolar, ambos os pinos seguem a mesma senoide, no modo unipolar, um pino segue uma senoide enquanto

o outro segue a senoide invertida. O algoritmo implementado é descrito a seguir,

Algorithm 1 Controle PWM Senoidal

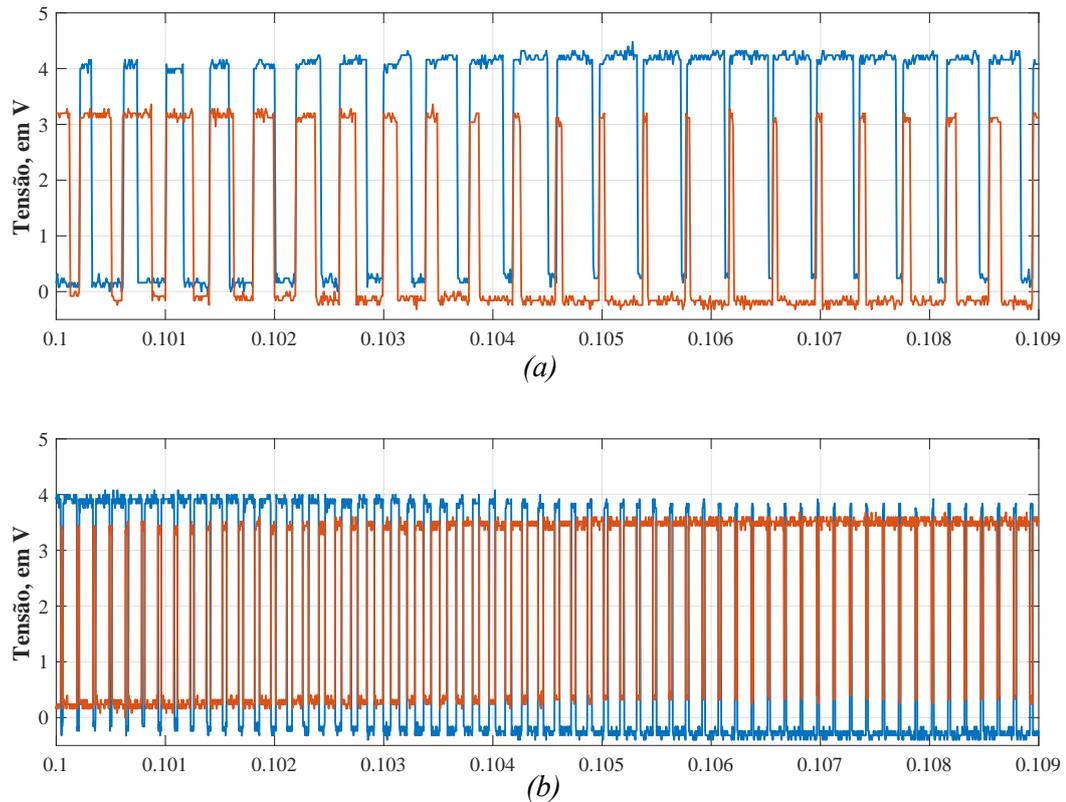
```

1: Inicialização:
2:   Definir constantes:  $f_o$ ,  $m_f$ ,  $f_{clk}$ ,  $ma$ 
3:   Calcular:  $TOP$ ,  $fpwm$ ,  $N_s$ , etc.
4:   Criar tabela de seno com  $N_s$  amostras
5: função SETUP
6:   Configurar prescaler e modo PWM ( $TOP = ICR1$ )
7:   Configurar pinos OC1A e OC1B (inverting ou non-inverting)
8:   Configurar interrupção de overflow
9:   Definir pinos como saída
10:  Setar valor de  $TOP$ 
11:  Gerar tabela de seno
12:  Habilitar interrupções globais
13: fim função
14: função LOOP
15:  enquanto verdadeiro faça
16:    se interrupção ativa então
17:      se modo bipolar então
18:         $OCR1A \leftarrow (TOP/2) \cdot (ma \cdot seno[index] + 1)$ 
19:         $OCR1B \leftarrow (TOP/2) \cdot (ma \cdot seno[index] + 1)$ 
20:      senão se modo unipolar então
21:         $OCR1A \leftarrow (TOP/2) \cdot (ma \cdot seno[index] + 1)$ 
22:         $OCR1B \leftarrow (TOP/2) \cdot (-ma \cdot seno[index] + 1)$ 
23:      fim se
24:      Incrementar índice; reiniciar se necessário
25:      Limpar flag de interrupção
26:    fim se
27:  fim enquanto
28: fim função
29: função INTERRUPÇÃOTIMER1OVERFLOW
30:  Ativar flag de interrupção
31: fim função
32: função GERARTABELASENO
33:  para  $n \leftarrow 0$  até  $N_s - 1$  faça
34:     $seno[n] \leftarrow \sin\left(\frac{2\pi n}{N_s}\right)$ 
35:  fim para
36: fim função

```

No Arduino uno as saídas são os pinos 9 e 10 em que as formas de onda de cada um são mostradas na Figura 26 e foram medidas no osciloscópio em relação ao GND. Cada par de pulsos mostrados gera um tipo de PWM (bipolar ou unipolar) que deve ser selecionado no *firmware*. As ondulações nos picos das ondas se devem a dificuldade de estabilizar o sinal para medição devido a frequência elevada.

Figura 26 – Pulsos de disparo do arduino para gerar PWM unipolar e bipolar



Legenda: (a) pulsos PWM bipolar e (b) pulsos PWM unipolar.

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

3.7 Comparação de custos de *kits* didáticos

O *kit* desenvolvido custou R\$223,68. O custo é calculado com base na produção de apenas uma unidade; entretanto, em grande escala, os gastos tendem a ser reduzidos.

A placa desenvolvida é comparada com *kits* comerciais de desenvolvimento para verificar a opção de menor custo.

O *kit* desenvolvido custou R\$223,68, pouco menos da metade dos produtos da *Texas Instruments* como mostrado na Tabela 1. A única comparação possível de fazer devido a impossibilidade de obter os valores sem cadastro e solicitação de orçamento.

3.8 Conclusões parciais

O atual capítulo inicialmente apresentou o esquema do circuito projetado do inversor e as especificações requeridas. Inicialmente foram projetados cada um dos sistemas de acionamento bipolar e unipolar para a componente fundamental da tensão de saída e a DHT dada considerando a carga RL. Em seguida determinou-se a capacitância do

barramento CC. A etapa seguinte foi a determinação do semicondutor de potência considerando a corrente na carga e em seguida a definição do *driver* de gate compatível e seus componentes de circuito como capacitor de *bootstrap* e diodo.

A próxima etapa consistiu em testar o circuito no *PSIM* e validar os dados calculados. Em seguida, foi elaborado o diagrama esquemático e realizado o teste do projeto em *proto-board*. Após a conclusão dos testes, iniciou-se a confecção da PCB, com o desenvolvimento do layout no *EasyEDA*, seguido pela precificação do projeto. Por fim, foi apresentado o *firmware* do Arduino, responsável pelo controle do chaveamento do circuito, além de um comparativo de preços dos *kits*.

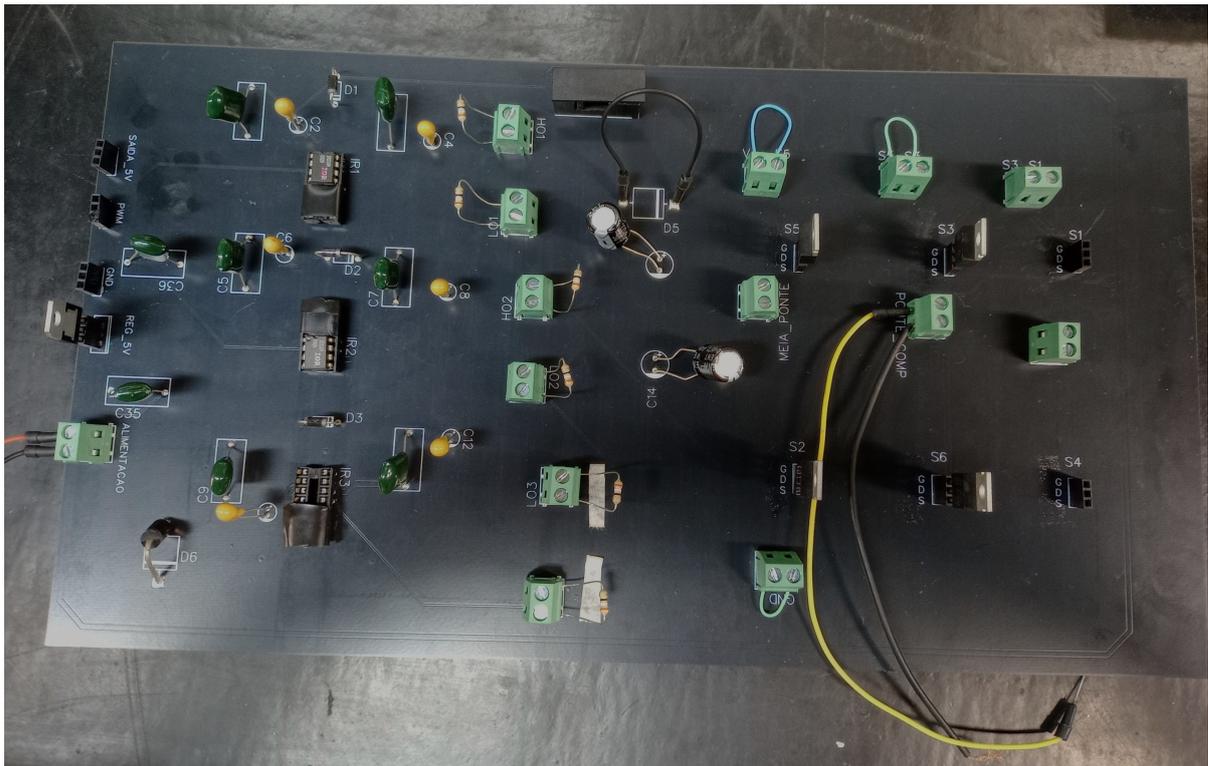
4 Resultados

Este capítulo tem como propósito apresentar os resultados experimentais obtidos com a placa de circuito impresso do *kit* didático na configuração monofásico ponte completa.

4.1 Placa desenvolvida

A placa finalizada é mostrada na Figura 27. As etapas do circuito do projeto, são organizadas da esquerda para a direita, conforme descrito na seção 3.1 controle, acionamento e potência. A placa é alimentada por uma tensão de 15V, enquanto a saída de 5V fornece energia ao Arduino. Cada pino PWM está conectado ao respectivo drive e recebe o sinal de controle proveniente do Arduino.

Figura 27 – PCB na configuração do inversor monofásico de ponte completa.



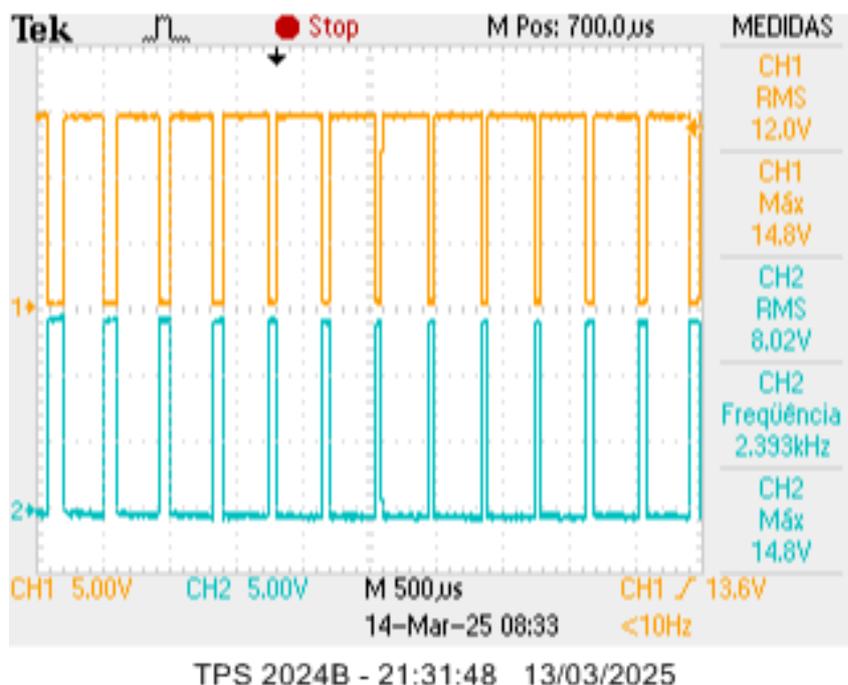
Fonte: Elaborado pela autora (2025).

A saída modulada do arduino, que comanda as chaves do circuito, foi medida na Figura 26 que fornece os níveis lógicos na entrada do *driver* IR2104.

4.2 Validação do *gate driver*

As formas de onda na saída do gate driver correspondem ao sinal modulado gerado pelo Arduino. Esse sinal é amplificado pelo *driver*, resultando em uma saída (H0), enquanto é invertido em outra (L0). Os sinais que acionam os MOSFETs são analisados por meio de um osciloscópio, medindo a tensão entre porta e fonte (V_{gs}) mostrado na Figura 28 com H0 em laranja e L0 em azul. As medições revelam a inversão dos sinais.

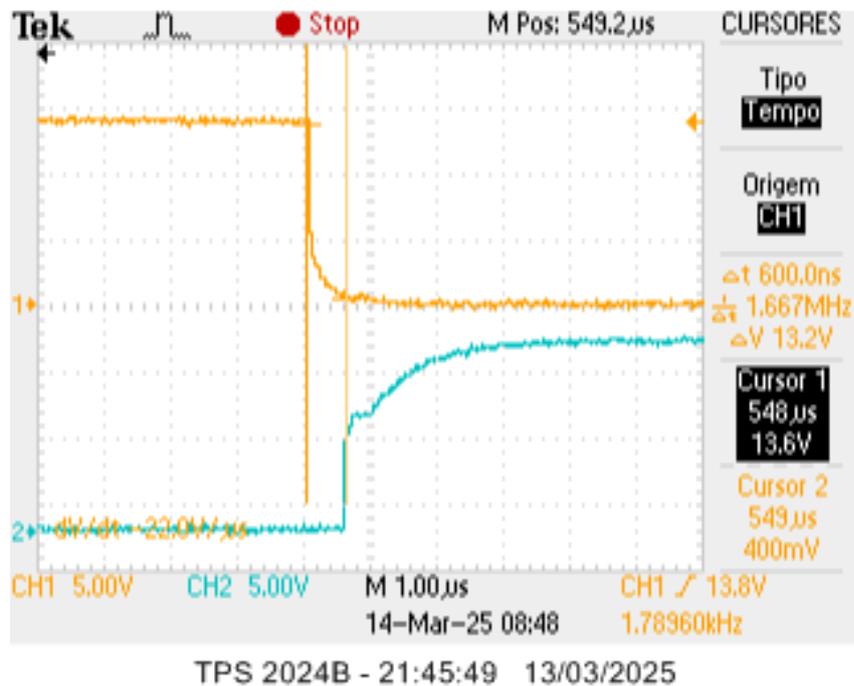
Figura 28 – Forma de onda de acionamento de porta



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

A Figura 29 apresenta os sinais de uma etapa de *bootstrap*, cuja função é garantir o tempo morto entre os acionamentos dos MOSFETs. Isso evita que um MOSFET seja ativado antes que o outro seja completamente desligado, prevenindo curtos-circuitos e possíveis danos ao circuito. Observa-se na imagem que o sinal de acionamento de um MOSFET (laranja) é desativado, e apenas então o próximo (azul) é ativado. A medição indica o tempo morto de aproximadamente 600ns demonstrando excelente desempenho, pouco maior que o valor de 520ns indicado no *datasheet* do IR2104 (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2004).

Figura 29 – Tempo morto entre acionamentos

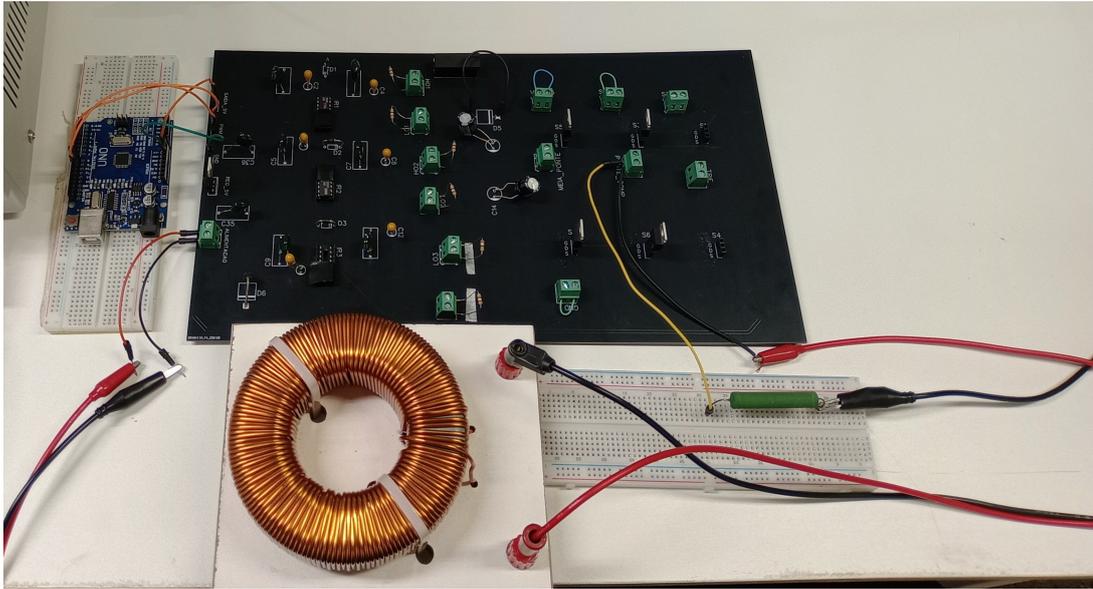


Fonte: Elaborado pela autora (2025).

4.3 Validação do inversor monofásico de ponte completa

Conforme apresentado anteriormente o inversor monofásico de ponte completa opera com 15V de entrada fornecido por uma fonte CC de bancada. A carga RL utilizada é composta pelo resistor de $6,6 \Omega$ e indutância de 3 mH, a montagem da placa com o Arduino e as cargas conectados forma são mostrados na Figura 30. Os testes foram realizados utilizando como alimentação do circuito a fonte CC de bancada do laboratório de máquinas elétricas da Universidade Federal de Ouro Preto (UFOP).

Figura 30 – Montagem do inversor com carga.

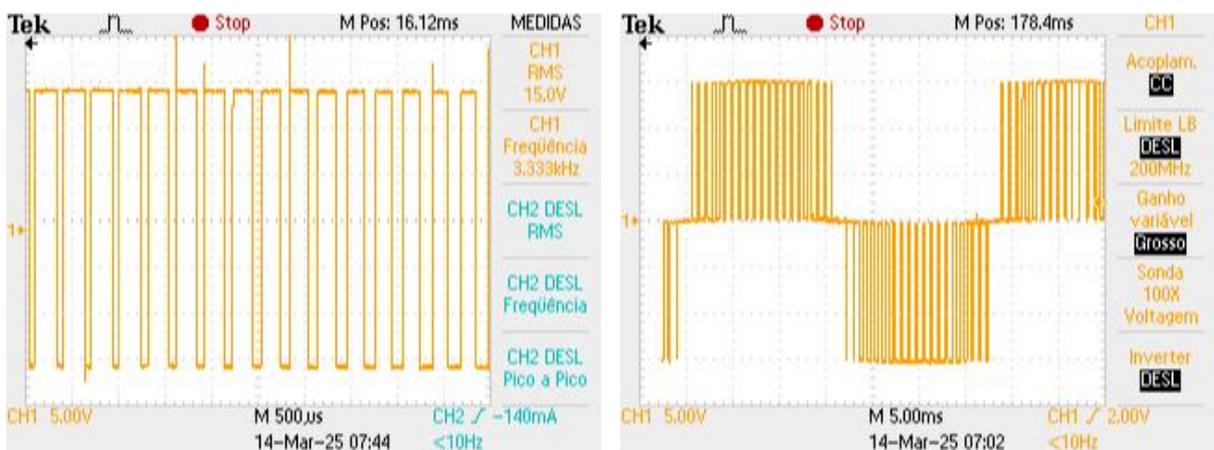


Fonte: Elaborado pela autora (2025).

4.3.1 Tensões de saída do inversor

A primeira medição foi realizada sem a carga conectada com o objetivo de avaliar as tensões de saída fornecidas pelos MOSFETs. Na Figura 31a, podem ser observados dois níveis de tensão no PWM bipolar, variando de -15V a 15V. Já na Figura 31b, nota-se a tensão em três níveis do unipolar, alternando entre -15V, 0V e 15V, caracterizando o padrão típico desse tipo de modulação.

Figura 31 – Tensões de saída do inversor de ponte completa sem carga.



(a) Tensão de saída bipolar

(b) Tensão de saída unipolar

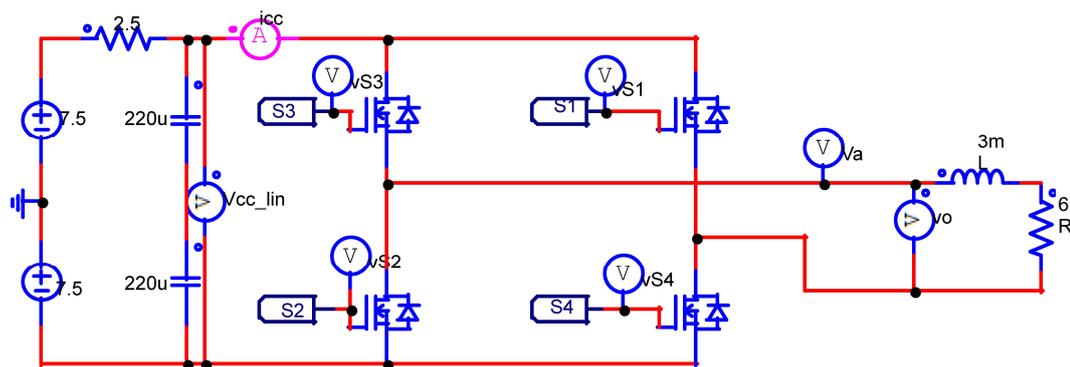
4.3.2 Considerações sobre o teste com carga

Após verificar as tensões de saída, a carga RL foi conectada a saída do inversor monofásico de ponte completa. A tensão e corrente foram medidas considerando-se as variações de m_a e da frequência de chaveamento.

Durante a primeira medição com carga, verificou-se que o aumento da corrente provoca uma redução na tensão, atingindo seu valor máximo no momento em que a corrente chega ao pico. Após investigação descobriu-se que era devido a presença de uma resistência interna da fonte que causa queda de tensão no barramento CC.

Para modelar o comportamento gráfico da tensão e corrente de forma precisa, na simulação do *PSIM* foi inserida uma resistência de $2,5 \Omega$ no barramento de entrada cujo cálculo se encontra no Apêndice C. A Figura 32 mostra o circuito de potência simulado enquanto os circuitos para geração de pulsos para o PWM bipolar (Figura 5) e unipolar (Figura 8) permanecem os mesmos.

Figura 32 – Circuito de potência simulado no *PSIM* com resistência interna da fonte



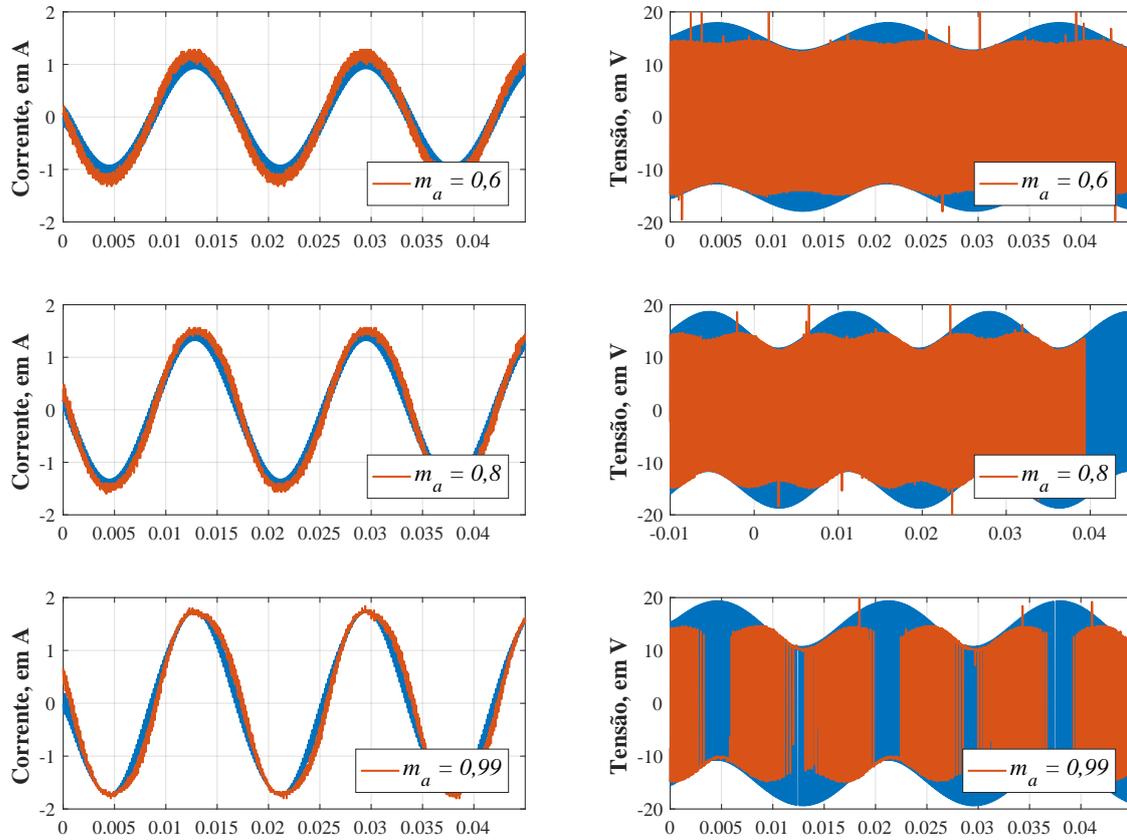
Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Para facilitar a comparação entre os dados simulados e experimentais foi realizada a aquisição de dados do osciloscópio. Como padronização a cor azul é utilizada para os dados simulados enquanto laranja se refere aos dados experimentais.

4.3.3 Chaveamento bipolar

Para o acionamento com PWM bipolar, o valor de f_s manteve-se em 6660Hz enquanto os valores de m_a foram modificados a cada teste no código do Arduino. Na Figura 33 é possível observar o comportamento senoidal da corrente com amplitude aumentando proporcionalmente ao m_a com $f_0 = 60\text{Hz}$. Devido à resistência presente na fonte, observa-se que a tensão apresenta variações ao longo do tempo, com a maior queda de tensão ocorrendo no pico de corrente nos valores experimentais.

Figura 33 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar simulado (azul) e experimental (vermelho) - Variando m_a e $f_s=6660$.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Pode-se observar na Tabela 10 que os valores de V_{rms} e I_{rms} para $m_a = 0,8$ foram ligeiramente menores que os cálculos na Tabela 3. Esse comportamento era previsto, considerando a resistência da fonte que causa quedas de tensão no circuito do inversor. A corrente é diretamente proporcional à m_a , enquanto o DHT da corrente, embora ligeiramente superior a 5%.

Tabela 10 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar experimental - Variando m_a e $f_s = 6660$.

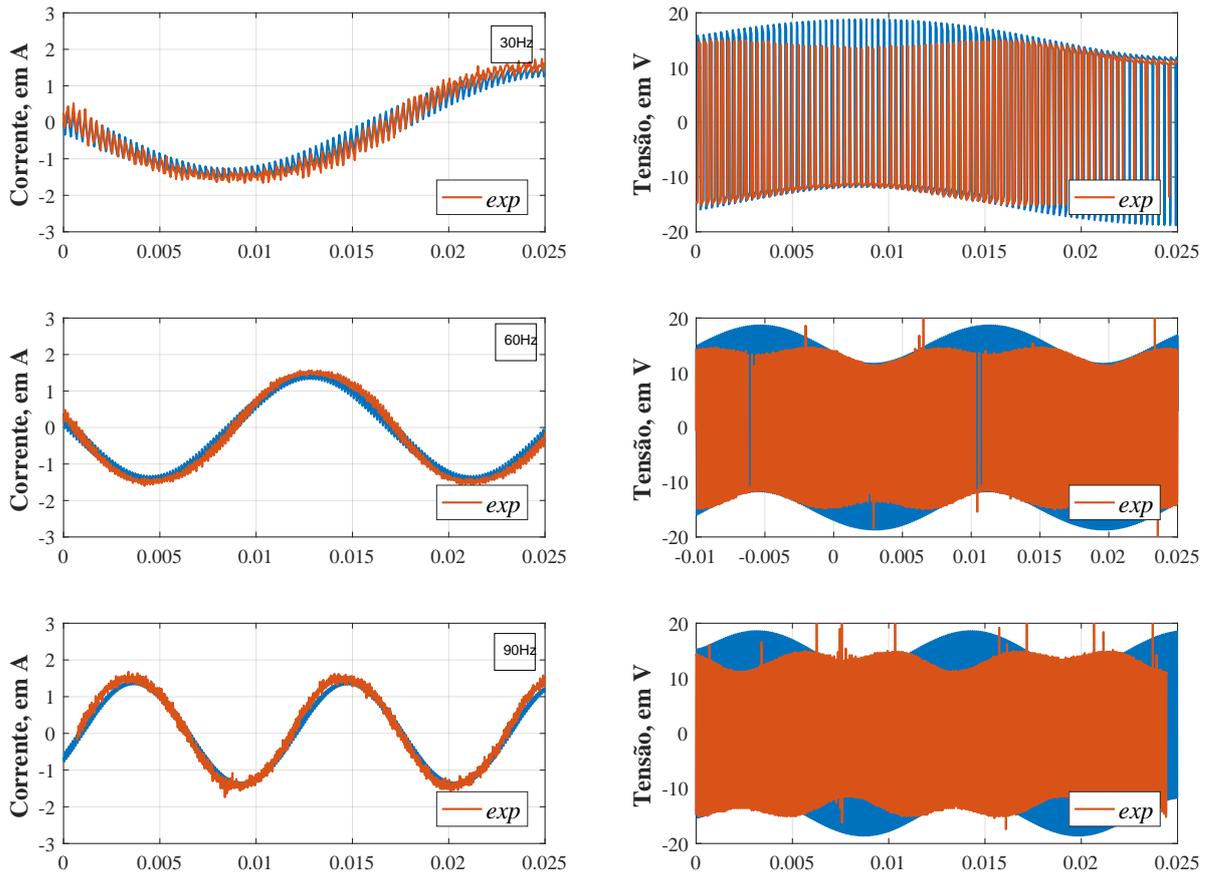
m_a	V_{rms}	V_{1rms}	$DHT_v\%$	I_{rms}	I_{1rms}	$DHT_i\%$
0,6	13,549	8,184	131,92	0,863	0,857	10,89
0,8	13,067	6,473	175,34	1,098	1,095	8,07
0,99	12,443	7,753	125,5	1,283	1,279	7,75

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Para o mesmo circuito, altera-se a frequência de saída no programa do Arduino e consequentemente a frequência de chaveamento. Os valores utilizados na simulação são $f_s=$

3330Hz, $f_s = 6660\text{Hz}$ e $f_s = 9990\text{Hz}$. A Figura 34 exibe as formas de onda, onde nota-se o mesmo comportamento da queda de tensão na carga independente da frequência e a senoide real mais ruidosa devido a presença de harmônicos.

Figura 34 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar simulado (azul) e experimental (vermelho) - Quando $m_a=0,8$ e variação de f_0 e (f_s).



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Para o mesmo circuito, com variação em f_s , as medições são mostradas na Tabela 6. Pode-se observar um DHT maior para frequência mais alta devido a presença de mais harmônicos.

Tabela 11 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM bipolar experimental- Quando $m_a = 0,8$ e variação de f_0 e f_s .

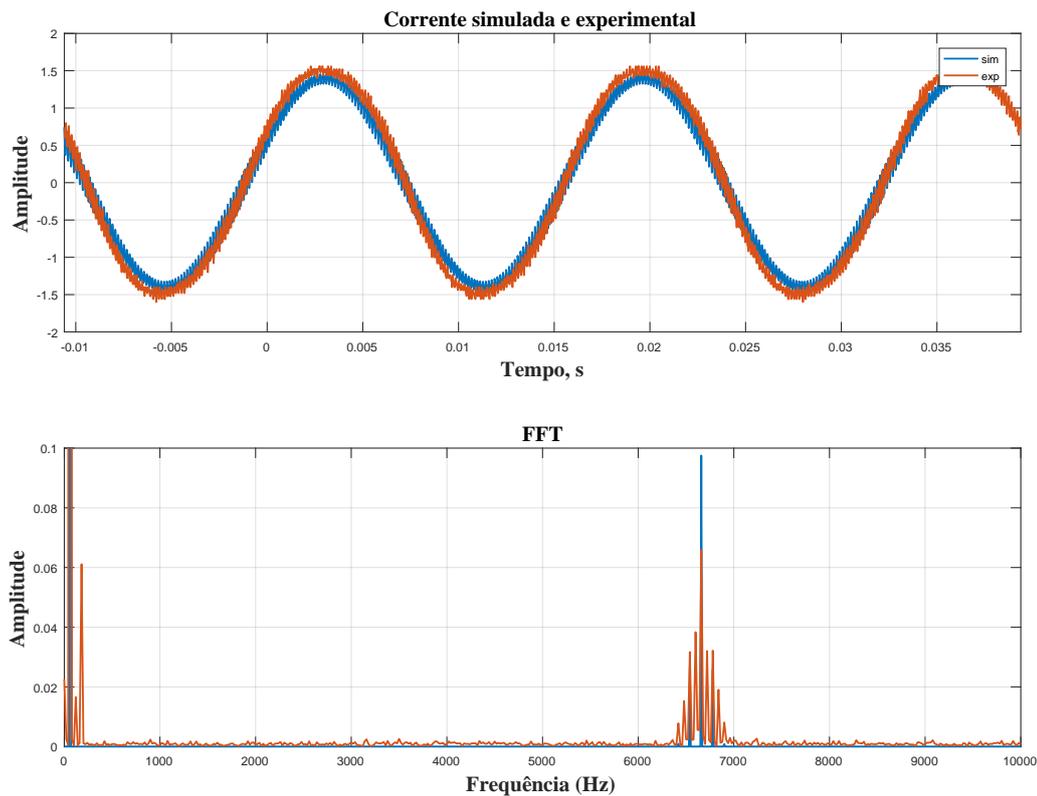
f_0	V_{rms}	V_{1rms}	$DHT_v\%$	I_{rms}	I_{1rms}	$DHT_i\%$
30	13,070	6,463	175,77	1,129	1,170	14,92
90	13,125	6,145	146,00	1,066	0,947	51,55

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Outra análise realizada é a medição dos harmônicos da corrente de saída com

$m_a = 0,8$, $f_0 = 60$ e $f_s = 6660$. A Figura 35 exibe o espectro que mostra para a corrente experimental, a componente 3^o harmônica alta (qualidade baixa da tensão devido a queda de tensão), 2^o harmônica devido a corrente de alimentação CC e componentes em torno de f_s característico da modulação bipolar como demonstrado em subseção 2.2.1. Um motivo da presença de mais harmônicos em relação ao simulado se deve às características não reais dos componentes.

Figura 35 – Espectro da corrente terminal PWM bipolar simulado (azul) e experimental (vermelho) considerando $m_a = 0,8$ e $f_s=6660\text{Hz}$.



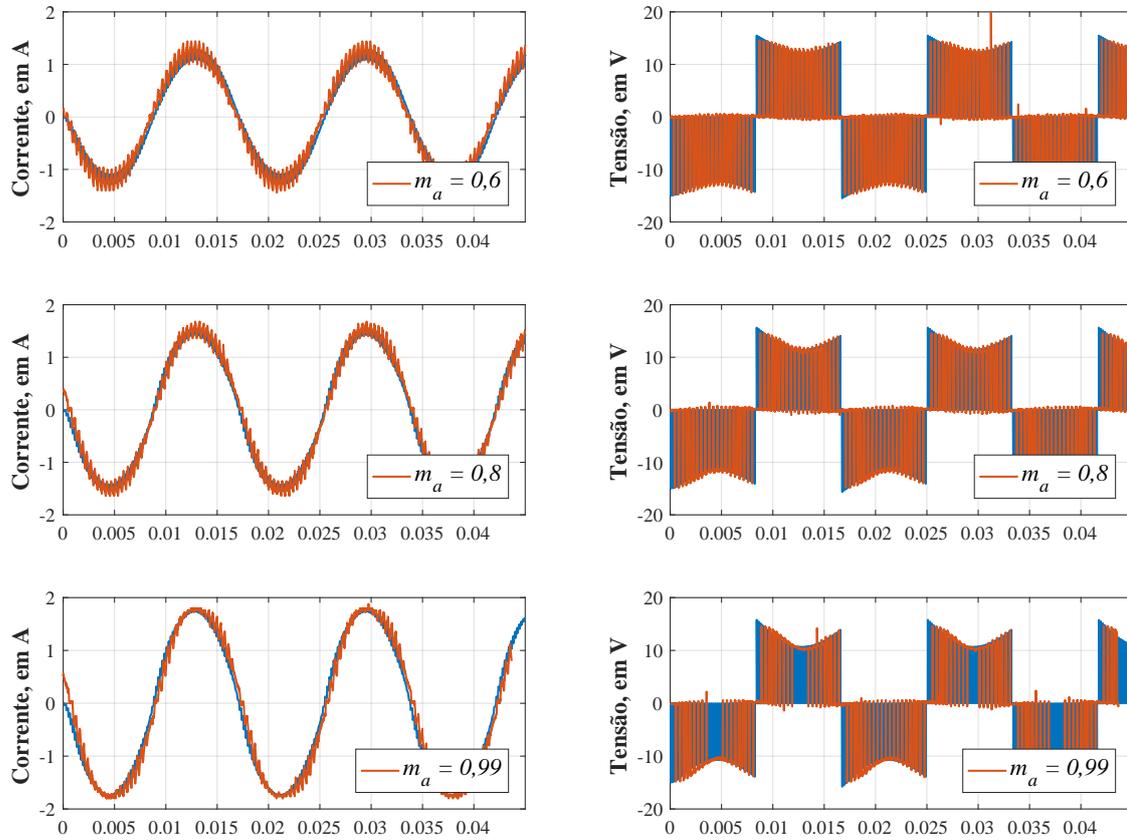
Fonte: Elaborado pela autora (2025).

4.3.4 Chaveamento Unipolar

Para o acionamento com PWM unipolar, foram utilizados os valores $f_0 = 60$ e $m_f = 42$, enquanto os valores de m_a foram ajustados em cada teste no código do Arduino. Na Figura 36, é possível observar o comportamento senoidal da corrente, cuja amplitude aumenta proporcionalmente ao m_a assim como a queda de tensão. Devido à resistência interna da fonte, nota-se que a tensão varia ao longo do tempo, apresentando maior queda nos picos de corrente. Sem a resistência da fonte, a tensão teria comportamento mostrado na Figura 21.

Na Tabela 12 se observa que, para $m_a = 0,8$, os resultados variam pouco dos cálculos realizados e mostrados na Tabela 7. As tensões e correntes na frequência fundamental

Figura 36 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar simulado (azul) e experimental (vermelho) - Variando m_a e $f_s=2520$.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

(60 Hz) obtidas para m_a de 0,6 e 0,8 são ligeiramente menores devido a queda de tensão da fonte enquanto a DHT é inversamente proporcional ao m_a .

Tabela 12 – Comparativo Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar usando - Variando m_a e $m_f = 42$.

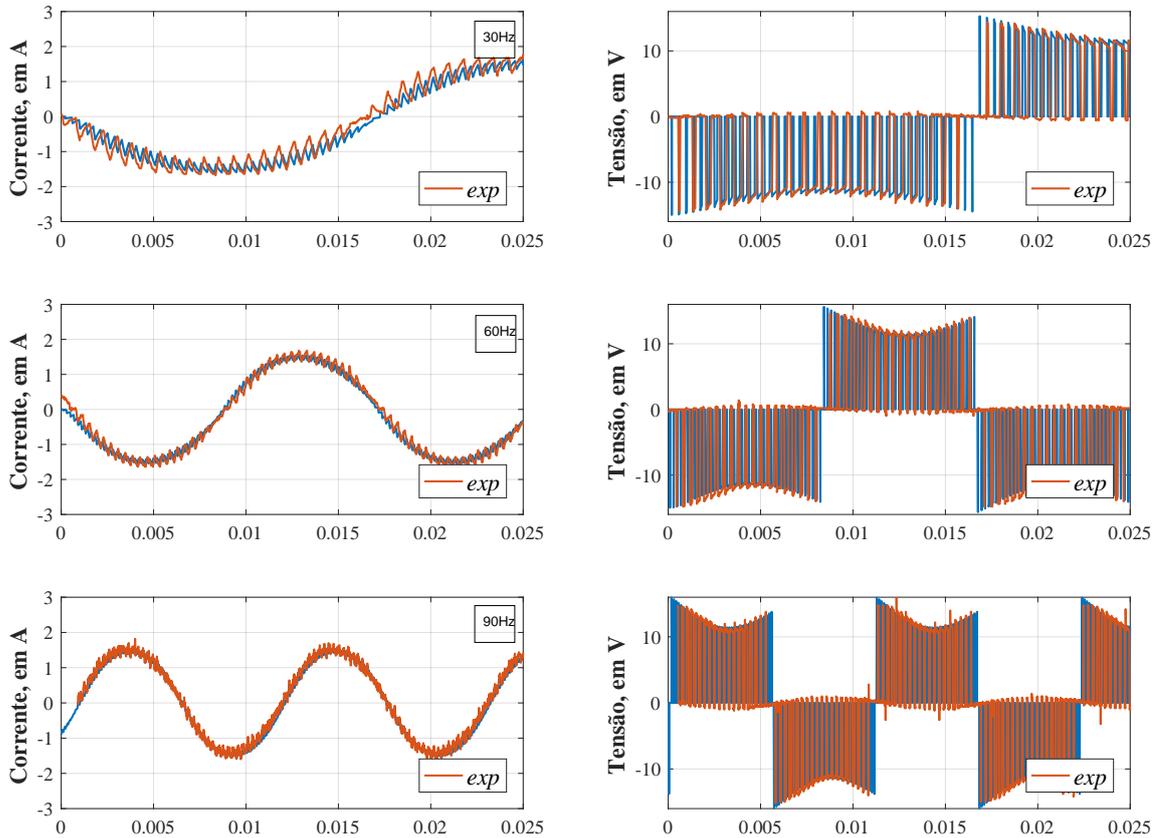
m_a	V_{rms}	V_{1rms}	$DHT_v\%$	I_{rms}	I_{1rms}	$DHT_i\%$
0,6	8,520	5,406	112,27	1,122	0,894	13,34
0,8	8,837	4,651	161,54	1,118	1,112	10,15
0,99	9,300	5,582	133,21	1,317	1,311	9,01

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

No mesmo circuito, ajustou-se a frequência de saída no código do Arduino, o que altera também a frequência de chaveamento. Foram utilizados os valores f_s de 1260Hz, $f_s = 2520$ Hz e $f_s= 3780$ Hz . Pode-se observar as quedas de tensão no mesmo instante dos picos de corrente tanto positivos quanto negativos e com o aumento da frequência o "serrilhado" da corrente se mantém devido a baixa qualidade da tensão. As formas de

onda simuladas e experimentais possuem o mesmo comportamento apesar das medições práticas serem mais ruidosas.

Figura 37 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar simulado (azul) e experimental (vermelho)- Quando $m_a = 0,8$ e variação de f_0 e (f_s).



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Os resultados apresentados na Tabela 11 demonstram que a frequência de chaveamento aumenta, a DHT torna-se maior.

Tabela 13 – Tensão e corrente para carga RL conectada a um inversor ponte completa com PWM unipolar experimental- Quando $m_a = 0,8$ e variação de $f_0(f_{ref})$.

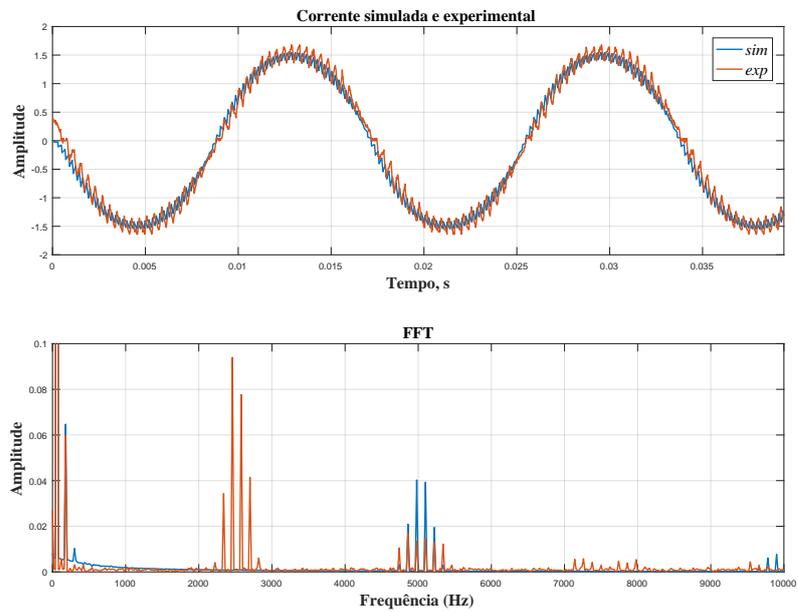
f_0	V_{rms}	V_{1rms}	$DHT_v\%$	I_{rms}	I_{1rms}	$DHT_i\%$
30	8,520	6,463	85,90	1,122	1,105	17,49
90	8,935	5,583	124,94	1,080	0,965	50,20

Fonte: Elaborado pela autora (2025).

A Figura 38 exibe o espectro para a corrente na carga do PWM unipolar experimental e simulada. Na experimental há a presença de harmônicos em torno da frequência de chaveamento, o que não deveria ocorrer para esse tipo de modulação conforme citado na subseção 2.2.2. Na simulação foi investigado que o *firmware* do Arduino, encarregado

de gerar o PWM, utiliza o temporizador no modo *Fast PWM* que produz uma onda em dente de serra como portadora resultando na geração de harmônicos em f_s . Este problema é resolvido utilizando o temporizador no modo *Phase Correct PWM*, que gera uma onda triangular criando o padrão de chaveamento assimétrico que produz três níveis de tensão e faz com que o primeiro harmônico significativo apareça em $2f_s$. Por conta do tempo limitado não foi possível a realização dos testes na placa. Outros detalhes estão em Apêndice D

Figura 38 – Espectro da corrente terminal PWM unipolar simulado (azul) e experimental (vermelho) considerando $m_a=0,8$ e $f_s=2520\text{Hz}$.



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

4.4 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou a PCB concluída. Primeiramente o Arduino foi conectada às entradas e sem carga mediu-se a tensão V_{gs} nos pares de MOSFETs, os resultados mostraram as tensões invertidas e variando de 0 a 15V demonstrando que os *drivers* estão funcionando corretamente. Em seguida mediu-se o tempo morto garantindo que dois MOSFETs de cada não serão acionados ao mesmo tempo.

Na etapa seguinte foi efetuada medições com a carga RL, primeiramente variando m_a , frequência de chaveamento e depois o espectro da corrente tanto para o PWM bipolar quanto unipolar. Após os primeiros testes verificou-se que há uma resistência interna na fonte CC e causa queda de tensão proporcional a corrente a carga. Como consequência as tensões e corrente são menores e DHT maior. Na medições do espectro PWM unipolar verificou-se a existência de harmônicos onde não deveriam ocorrer (em f_s) devido ao modo como foi implementado no Arduino e uma correção foi sugerida.

5 Conclusão e Trabalhos Futuros

No contexto da eletrônica de potência e do uso de ferramentas educacionais, o objetivo deste trabalho foi o desenvolvimento de um *kit* didático para o estudo de inversores de frequência. O projeto incluiu um terceiro braço para implementação do inversor trifásico mas não implementado devido à limitação de tempo portanto base do projeto foi a topologia do inversor, nesse caso um VSI de ponte completa monofásico, acionado por PWM senoidal com chaveamento bipolar ou unipolar. O circuito de acionamento utiliza um *driver* de *gate*, para transformar pulsos de nível lógico em nível de acionamento de porta para os MOSFETs. Os MOSFETs são as quatro chaves semicondutoras utilizadas no inversor, acionadas por tensão na porta (*gate*) em pares.

O projeto do inversor considerou a presença de um indutor de carga, o que levou à definição do sistema de acionamento, tanto bipolar quanto unipolar. Inicialmente, foi estabelecido o fator de modulação de amplitude, seguido pela determinação da frequência de chaveamento com base nas características da carga RL. Em sequência, foram definidos a capacitância do barramento CC, os MOSFET e o *driver*, juntamente com seus respectivos componentes.

Posteriormente os circuitos foram simulados no *softwares* PSIM e medidas as tensões RMS total, da frequência fundamental e DHT e os valores calculado de projeto foram validados. A variação dos fatores de modulação de amplitude e frequência possibilita o ajuste da amplitude da tensão na frequência fundamental e da frequência de comutação.

Em seguida deu-se início a construção do protótipo e desenvolvimento do *firmware* no Arduino. Primeiramente com o esquemático e testes em *protoboard* para atestar o funcionamento. O *layout* da placa foi desenvolvido no *EasyEDA* e confeccionado através da JLCPCB.

Ao realizar os primeiros testes com a carga RL verificou-se a presença de resistência interna na fonte CC responsável pela queda de tensão na carga que ocorre de forma acentuada nos picos de corrente comportamento observado em ambas modulações. Ocorreu uma pequena redução da amplitude das corrente e tensões e aumentos da distorção harmônica mas os resultados estão dentro do esperado. No espectro houve aumento das harmônicas devido as características reais dos componentes. Para reduzir a presença do 2º e 3º harmônicos pode-se aumentar a capacitância do barramento CC corrigindo o cálculo realizado.

Na corrente de carga do *unipolar* observou-se harmônicos onde não deveria (em f_s) devido ao modo de geração de PWM no Arduino, a correção não foi implementada devido a limitação de tempo mas segue como sugestão de proposta futura. Apesar dos harmônicos, o comportamento das variáveis medidas se manteve próximo ao esperado mesmo com redução das amplitudes e aumento da DHT.

A principal contribuição do trabalho é oferecer uma alternativa para o estudo de inversores de frequência. Os estudantes da área se beneficiam com outro recurso para aprendizagem pois podem estudar um conversor CC-CA de forma prática e ver o funcionamento de todas as etapas em uma placa de circuito. A sociedade também se beneficia com os interessados tendo acesso a este trabalho.

5.0.1 Trabalhos futuros

A seguir são apresentadas sugestões para a continuidade da pesquisa:

- Realização de testes com variação de carga.
- Implementação de ajustes de amplitude e frequência usando potenciômetros.
- Implementação onda quadrada no Arduino para chaveamento.
- Configuração da placa para inversor monofásico em meia-ponte e teste com carga.
- Implementação do PWM trifásico.
- Configuração da placa para o inversor trifásico e teste com carga.
- Inserir *display* LCD para exibição de informações.

Referências

- ALEXANDER, C.; SADIKU, M.; NASCIMENTO, J. D. *Fundamentos De Circuitos Elétricos*. MCGRAW HILL - ARTMED, 2013. ISBN 9788580551723. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=AsLbmgEACAAJ>>. 69
- ARDUINO. *Arduino Uno Rev3*. 2025. Disponível em: <<https://store.arduino.cc/products/arduino-uno-rev3>>. 24
- BERGOLD, N. B. *Desenvolvimento de protótipos para bancada de conversores estáticos*. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica) — Universidade do Vale do Rio dos Sinos, 2021. Disponível em: <<http://www.repositorio.jesuita.org.br/bitstream/handle/UNISINOS/11685/Nicolau+Ben%C3%AA+Bergold.pdf?sequence=1>>. 13, 14, 34
- EXXER. *Eletrônica geral (ELGER)*. 2024. Disponível em: <<https://exxer.com/serie/eletronica-geral#catalogo>>. 26
- GREEN, P. B.; ZHENG, L. *Gate drive for power MOSFETs in switching applications*. Munich, Germany, 2022. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Gate_drive_for_power_MOSFETs_in_switchtin_applications-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c80027ecd0180467c871b3622>. 22, 23
- HART, D. W. *Eletrônica de potência: análise e projeto de circuitos*. 4º. ed. Porto Alegre: AMGH, 2012. 333, 334, 359, 360 p. 16, 17, 22, 30, 31
- INSTRUMENTS, T. *BOOSTXL-3PHGANINV*. 2025. Disponível em: <<https://www.ti.com/tool/BOOSTXL-3PHGANINV>>. 27
- INSTRUMENTS, T. *LAUNCHXL-F28379D*. 2025. Disponível em: <<https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D#description>>. 27
- INTERNATIONAL RECTIFIER. *IR2104: HALF-BRIDGE DRIVER*. [S.l.], 2004. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2104-DS-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c7c1c31671>. 24, 49
- JUNIOR sergio L. B. *Embasamento teórico para o projeto de um inversor de frequência*. Monografia (Bacharel em Engenharia Mecatrônica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Maria, 2015. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/130345/TCC%20-%20Sergio%20Luis%20Brockveld%20Junior.pdf?sequence=1&isAllowed=y>>. 13, 14
- KIZILYALLI, I. C. Keynotes: “current and future directions in power electronic devices and circuits based on wide band-gap semiconductors”. In: *2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*. [s.n.], 2017. p. 1–14. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8170486>>. 12
- LORENZO, D. *DLB DCAS-T4*. 2024. Disponível em: <https://delorenzo.com.br/produto/?cod=DLB_DCAS-T4>. 25, 26
- MALVINO, A.; BATES, D. *Eletrônica - Vol.1*. 8º. ed. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2016. 473 p. ISBN 9788580555776. 22

- NETO, J. et al. A five-level npc bidirectional converter based on multistate switching cell operating as boost rectifier. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [s.n.], 2013. p. 5. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/262523701_A_five-level_NPC_bidirectional_converter_based_on_multistate_switching_cell_operating_as_boost_rectifier>. 33
- RASHID, M. H. *Eletrônica de potência*. 4°. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014. 242,243 p. 16, 21, 22, 33
- SAUSEN, E. M. *Projeto de um inversor de tensão meia-ponte como kit didático para o ensino de eletrônica de potência*. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2023. Disponível em: <<https://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/31098/TCC%20Eduardo%20Sausen%20verso%20ps-Banca.pdf?sequence=1&isAllowed=y>>. 14
- SHIRRIFF, K. *Secrets of Arduino PWM*. 2025. Disponível em: <<https://docs.arduino.cc/tutorials/generic/secrets-of-arduino-pwm/>>. 70
- TAHA, W. et al. Multiphase traction inverters: State-of-the-art review and future trends. *IEEE Access*, v. 10, p. 4580–4599, 2022. 12
- THEODORO, T. *sPWM_arduino*. 2025. Disponível em: <https://github.com/ThainanST/sPWM_arduino/tree/main>. 70
- WEG. *Inversor de Frequência CFW11*. 2024. Disponível em: <https://www.weg.net/catalog/weg/BR/pt/Automa%C3%A7%C3%A3o-e-Controle-Industrial/Drives/Inversores-de-Frequ%C3%A4ncia/Drives-para-Sistemas-Industriais/Inversor-de-Frequ%C3%A4ncia-CFW11/Inversor-de-Frequ%C3%A4ncia-CFW11/p/MKT_WDC_BRAZIL_PRODUCT_INVERTER_CFW11>. 12

ANEXO A – Tabela de coeficientes de Fourier

As primeiras frequências das harmônicas na saída do espectro são em torno de m_f . A seguinte tabela indica as primeiras harmônicas na saída para o PWM bipolar.

Tabela 14 – Valor de pico das tensões harmônicas, normalizadas em relação a V_{cc} , de um VSI monofásico em ponte completa com tensão de saída bipolar.

$h \backslash m_a$	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
1	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
m_f	1,242	1,151	1,006	0,818	0,601
$(m_f \pm 2)$	0,016	0,061	0,131	0,220	0,318
$(m_f \pm 4)$			0,003	0,008	0,018
$(2m_f \pm 1)$	0,190	0,326	0,370	0,314	0,181
$(2m_f \pm 3)$	0,003	0,024	0,071	0,139	0,212
$(2m_f \pm 5)$			0,003	0,013	0,033
$3m_f$	0,335	0,123	0,083	0,171	0,113
$(3m_f \pm 2)$	0,044	0,139	0,203	0,176	0,062
$(3m_f \pm 4)$		0,012	0,047	0,104	0,157
$(3m_f \pm 6)$			0,004	0,016	0,044
$(4m_f \pm 1)$	0,163	0,157	0,008	0,105	0,068
$(4m_f \pm 3)$	0,012	0,070	0,132	0,115	0,009
$(4m_f \pm 5)$			0,034	0,084	0,119
$(4m_f \pm 7)$				0,017	0,050
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

Tabela 15 – Valor de pico das tensões harmônicas, normalizadas em relação a V_{cc} , de um VSI monofásico em ponte completa com tensão de saída unipolar.

$h \backslash m_a$	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
1	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
$(2m_f \pm 1)$	0,190	0,326	0,370	0,314	0,181
$(2m_f \pm 3)$	0,003	0,024	0,071	0,139	0,212
$(2m_f \pm 5)$			0,003	0,013	0,033
$(4m_f \pm 1)$	0,163	0,157	0,008	0,105	0,068
$(4m_f \pm 3)$	0,012	0,070	0,132	0,115	0,009
$(4m_f \pm 5)$			0,034	0,084	0,119
$(4m_f \pm 7)$				0,017	0,050
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

ANEXO B – Código para geração do PWM

A seguir o código utilizado no arduino.

```

1 #include <avr/io.h>
2 #include <avr/interrupt.h>
3 #include <math.h>
4
5 double ma = 0.6;
6 const double fo = 60.0;
7 const double mf = 200.0;
8 const double fclk = 16e6;
9 const int N = 1;
10
11 const double ftimer = fclk / N;
12 const double fpwm_target = mf * fo;
13 const int TOP = ceil(ftimer / fpwm_target - 1);
14 const double fpwm = ftimer / (N * (1 + TOP));
15 const double Tpwm = 1.0 / fpwm;
16 const double To = 1.0 / fo;
17 const int Ns = ceil(To / Tpwm);
18
19 const int lookupSize = Ns;
20 double lookupSin[lookupSize];
21
22 volatile bool isInterrupt = false;
23 static int index = 0;
24 bool isPwmBipolar = true;
25 bool isPwmUnipolar = false;
26
27 void setup()
28 {
29     setPrescaler(1);
30     setWaveformGenerationMode(14);
31     if (isPwmBipolar)
32     {
33         setPWMPinMode(1, true); // Non-inverting mode for OC1A
34         setPWMPinMode(2, false); // Inverting mode for OC1B
35     }
36     if (isPwmUnipolar)
37     {
38         setPWMPinMode(1, false); // Non-inverting mode for OC1A
39         setPWMPinMode(2, false); // Non-inverting mode for OC1B
40     }
41     setTimer1Interrupt(true, false, false);
42     setDDRBPIn(9, true);
43     setDDRBPIn(10, true);
44     setTopCounter(TOP);
45     generateLookupTable();
46     sei(); // Enable global interrupts.
47 }
48
49 void loop()
50 {
51     if (isInterrupt)
52     {
53         if (isPwmBipolar)
54         {
55             OCR1A = ( TOP/2 ) * ( ma * lookupSin[index] + 1);
56             OCR1B = ( TOP/2 ) * ( ma * lookupSin[index] + 1);
57             index++;
58             if (index >= lookupSize) index = 0;
59         }
60         if (isPwmUnipolar)
61         {
62             OCR1A = ( TOP/2 ) * ( ma * lookupSin[index] + 1);
63             OCR1B = ( TOP/2 ) * ( - ma * lookupSin[index] + 1);
64             index++;

```

```

65         if (index >= lookupSize) index = 0;
66     }
67     isInterrupt = false;
68 }
69 }
70
71 ISR(TIMER1_OVF_vect)
72 {
73     isInterrupt = true;
74 }
75
76 void generateLookupTable() {
77     for (int n = 0; n < lookupSize; n++) {
78         lookupSin[n] = sin(2 * M_PI * n / Ns);
79         // lookupSin[n] = sin(2 * M_PI * fo * n * (To / Ns));
80     }
81 }
82 void setPrescaler(int prescaler) {
83     // Limpa os bits CS12, CS11 e CS10 de TCCR1B
84     TCCR1B &= ~(1 << CS12);
85     TCCR1B &= ~(1 << CS11);
86     TCCR1B &= ~(1 << CS10);
87
88     // Seleciona o prescaler correto
89     switch (prescaler) {
90         case 1:
91             TCCR1B |= (1 << CS10); // Prescaler = 1
92             break;
93         case 8:
94             TCCR1B |= (1 << CS11); // Prescaler = 8
95             break;
96         case 64:
97             TCCR1B |= (1 << CS11) | (1 << CS10); // Prescaler = 64
98             break;
99         case 256:
100            TCCR1B |= (1 << CS12); // Prescaler = 256
101            break;
102         case 1024:
103            TCCR1B |= (1 << CS12) | (1 << CS10); // Prescaler = 1024
104            break;
105         default:
106            // Valor invalido, desativa o Timer1
107            TCCR1B &= ~( (1 << CS12) | (1 << CS11) | (1 << CS10) );
108            break;
109     }
110 }
111 void setWaveformGenerationMode(int mode) {
112     // Limpa os bits WGM13, WGM12, WGM11 e WGM10
113     TCCR1A &= ~(1 << WGM11);
114     TCCR1A &= ~(1 << WGM10);
115     TCCR1B &= ~(1 << WGM13);
116     TCCR1B &= ~(1 << WGM12);
117
118     // Configura os bits corretos com base no modo fornecido
119     switch (mode) {
120         case 0: // Normal (modo 0)
121             break;
122         case 1: // PWM, Phase Correct 8-bit
123             TCCR1A |= (1 << WGM10);
124             break;
125         case 2: // PWM, Phase Correct 9-bit
126             TCCR1A |= (1 << WGM11);
127             break;
128         case 3: // PWM, Phase Correct 10-bit
129             TCCR1A |= (1 << WGM11) | (1 << WGM10);
130             break;
131         case 4: // CTC (Clear Timer on Compare Match, OCR1A)
132             TCCR1B |= (1 << WGM12);
133             break;
134         case 5: // Fast PWM 8-bit
135             TCCR1A |= (1 << WGM10);
136             TCCR1B |= (1 << WGM12);

```

```

137         break;
138     case 6: // Fast PWM 9-bit
139         TCCR1A |= (1 << WGM11);
140         TCCR1B |= (1 << WGM12);
141         break;
142     case 7: // Fast PWM 10-bit
143         TCCR1A |= (1 << WGM11) | (1 << WGM10);
144         TCCR1B |= (1 << WGM12);
145         break;
146     case 8: // PWM, Phase and Frequency Correct (ICR1)
147         TCCR1B |= (1 << WGM13);
148         break;
149     case 9: // PWM, Phase and Frequency Correct (OCR1A)
150         TCCR1A |= (1 << WGM10);
151         TCCR1B |= (1 << WGM13);
152         break;
153     case 10: // PWM, Phase Correct (ICR1)
154         TCCR1A |= (1 << WGM11);
155         TCCR1B |= (1 << WGM13);
156         break;
157     case 11: // PWM, Phase Correct (OCR1A)
158         TCCR1A |= (1 << WGM11) | (1 << WGM10);
159         TCCR1B |= (1 << WGM13);
160         break;
161     case 12: // CTC (Clear Timer on Compare Match, ICR1)
162         TCCR1B |= (1 << WGM12) | (1 << WGM13);
163         break;
164     case 14: // Fast PWM (TOP = ICR1)
165         TCCR1A |= (1 << WGM11);
166         TCCR1B |= (1 << WGM12) | (1 << WGM13);
167         break;
168     case 15: // Fast PWM (TOP = OCR1A)
169         TCCR1A |= (1 << WGM11) | (1 << WGM10);
170         TCCR1B |= (1 << WGM12) | (1 << WGM13);
171         break;
172     default:
173         // Valor inválido, mantém o Timer1 em modo Normal
174         break;
175 }
176 }
177 void setPWMPinMode(int channel, bool isInverting) {
178     // Limpa os bits COM1A1, COM1A0, COM1B1, COM1B0
179     if (channel == 1) { // Configuração para OC1A (pino 9)
180         TCCR1A &= ~(1 << COM1A1);
181         TCCR1A &= ~(1 << COM1A0);
182
183         if (isInverting) {
184             TCCR1A |= (1 << COM1A1) | (1 << COM1A0); // Modo Inverting
185             // para OC1A
186         } else {
187             TCCR1A |= (1 << COM1A1); // Modo Non-Inverting para OC1A
188         }
189     }
190     else if (channel == 2) { // Configuração para OC1B (pino 10)
191         TCCR1A &= ~(1 << COM1B1);
192         TCCR1A &= ~(1 << COM1B0);
193
194         if (isInverting) {
195             TCCR1A |= (1 << COM1B1) | (1 << COM1B0); // Modo Inverting
196             // para OC1B
197         } else {
198             TCCR1A |= (1 << COM1B1); // Modo Non-Inverting para OC1B
199         }
200     }
201 }
202 void setTimer1Interrupt(bool doOverflow, bool doMatchA, bool doMatchB) {
203     // Limpa os bits TIMSK1 para evitar configurações erradas
204     TIMSK1 &= ~((1 << TOIE1) | (1 << OCIE1A) | (1 << OCIE1B));
205     // Ativa as interrupções conforme os parâmetros recebidos
206     if (doOverflow) {

```

```
207     TIMSK1 |= (1 << TOIE1); // Habilita interrupção de overflow
208 }
209 if (doMatchA) {
210     TIMSK1 |= (1 << OCIE1A); // Habilita interrupção de Compare
        Match A (OCR1A)
211 }
212 if (doMatchB) {
213     TIMSK1 |= (1 << OCIE1B); // Habilita interrupção de Compare
        Match B (OCR1B)
214 }
215 }
216 void setDDRBPin(int arduinoPin, bool isOutput) {
217     int bit = -1;
218
219     // Converte pinos do Arduino para os bits corretos de DDRB
220     switch (arduinoPin) {
221         case 8: bit = 0; break; // PB0
222         case 9: bit = 1; break; // PB1
223         case 10: bit = 2; break; // PB2
224         case 11: bit = 3; break; // PB3
225         case 12: bit = 4; break; // PB4
226         case 13: bit = 5; break; // PB5
227     }
228
229     if (bit == -1) return; // Retorna se o pino não for de PORTB
230
231     // Define a direção do pino no DDRB
232     if (isOutput) {
233         DDRB |= (1 << bit); // Configura como saída
234     } else {
235         DDRB &= ~(1 << bit); // Configura como entrada
236     }
237 }
238 int setTopCounter(int top) {
239     if (top < 0 || top > 65535) {
240         return 0;
241     } else {
242         ICR1 = top;
243         return 1;
244     }
245 }
```

ANEXO C – Cálculo da resistência interna da fonte

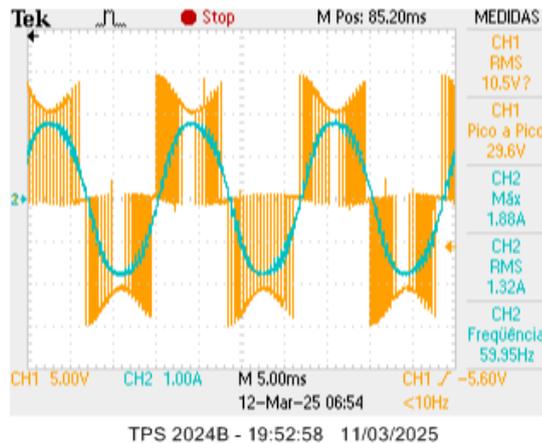
As fontes reais de corrente e tensão apresentam resistência interna (R_s), o que as diferencia de uma fonte ideal no entanto se tornam ideais à medida que $R_s \rightarrow 0$ de acordo com Alexander, Sadiku e Nascimento (2013).

Como a tensão e a corrente com a carga conectada foram medidas não é necessário utilizar o equivalente de Thevenin. Baseado no exemplo 4.16 de Alexander, Sadiku e Nascimento (2013), a resistência interna pode ser calculada usando:

$$R_s = \frac{v_s - v_l}{i_L}. \quad (\text{C.1})$$

Para calcular resistência interna utiliza-se o valor de tensão (10,2V) no instante em que ocorre o pico de corrente (1,88A) correspondente para calcular a resistência da fonte. A tensão de entrada da fonte é de 15V, a medição foi realizada com carga RL de 3Ω e $3mH$ é mostrada na Figura 39 em que pode-se observar o aumento da queda de tensão a medida que a corrente aumenta.

Figura 39 – Tensão e corrente para PWM bipolar - $m_a = 0,99$ e $m_f = 42$



Fonte: Elaborado pela autora (2025).

Baseando-se nos valores medidos no osciloscópio e na Equação C.1 o valor da resistência interna pode ser calculado como:

$$R_s = \frac{15 - 10,2}{1,88} = 2,55 \Omega. \quad (\text{C.2})$$

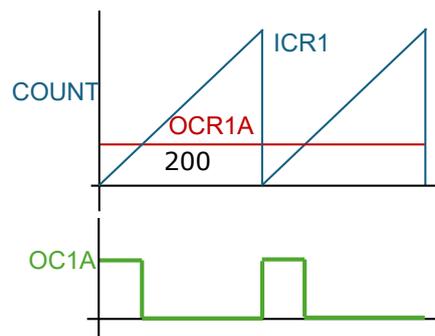
A resistência da fonte foi inserida no circuito simulado no *PSIM* a fim de obter os resultados ideais para comparação aos dados experimentais no Capítulo 4.

ANEXO D – Modos de PWM do Arduino

O ATmega328P possui três temporizadores, Timer 0, Timer 1 e Timer 2, cada um com dois registradores de comparação de saída que controlam a largura PWM das suas respectivas saídas. As saídas compartilham a mesma frequência, mas podem apresentar ciclos de trabalho distintos, conforme os registros de comparação. Os principais modos de operação dos *timers* PWM são "Fast PWM" e "Phase-correct PWM" ((SHIRRIFF, 2025)).

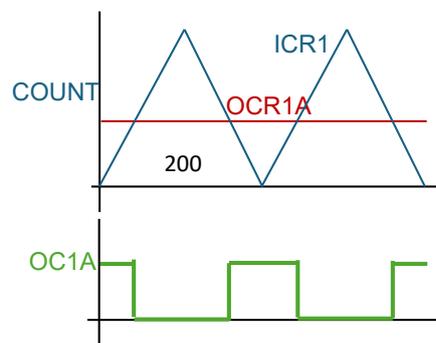
O temporizador conta de 0 até um valor TOP pré-definido (por exemplo, ICR1) e, em seguida, reinicia, gerando uma forma de onda em dente de serra. Por exemplo, o OCR1A define o ciclo de trabalho, enquanto o OC1A emite o sinal PWM como demonstrado na Figura 40

Figura 40 – *Fast PWM Mode*



Segundo Shirriff (2025) modo *Phase correct PWM* o temporizador opera em modo de contagem crescente e decrescente utilizando um valor TOP pré-definido (por exemplo, ICR1), gerando uma forma de onda triangular. Por exemplo, o OCR1A define o ciclo de trabalho, e o OC1A gera o sinal PWM como pode ser visto em Figura 41.

Figura 41 – Modo *Phase Correct PWM Mode*



Fonte: Retirado de Theodoro (2025).

Para ilustrar o comportamento dos harmônicos devido a diferença da portadora, no circuito que gerador de pulso da Figura 8 o sinal triangular foi substituído pelo gerador da onda dente de serra que possui harmônicos em f_s como mostrado na Figura 42.

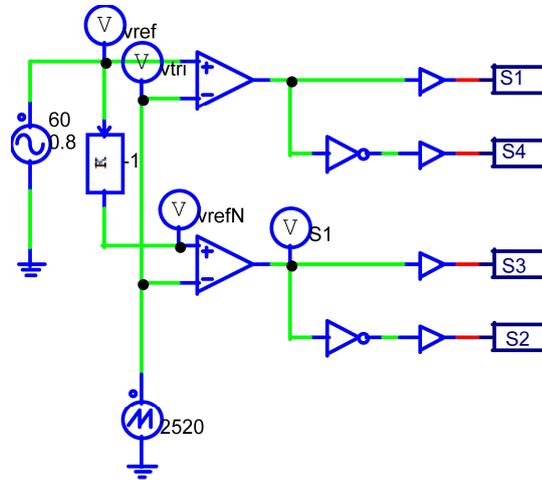


Figura 42 – Gerador de pulso do PWM unipolar com portadora dente de serra

A Figura 43 ilustra o espectro implementado pelo código do Arduino. O espectro da tensão de saída dada pela diferença entre S_1 e S_3 são mostrados na Figura 43.

Figura 43 – Espectro para o PWM unipolar com $f_s=2520$ com portadora dente de serra

