

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
MESTRADO PROFISSIONAL EM AUTOMAÇÃO E SISTEMAS

RODRIGO CARVALHO LÔBO

**DESENVOLVIMENTO DE UM KIT DIDÁTICO MICROCONTROLADO
PARA PRÁTICAS DE CONTROLE DE CONVERSORES CC-CC E
INVERSORES FONTE DE TENSÃO**

LEOPOLDINA

2026

RODRIGO CARVALHO LÔBO

DESENVOLVIMENTO DE UM KIT DIDÁTICO MICROCONTROLADO PARA
PRÁTICAS DE CONTROLE DE CONVERSORES CC-CC E INVERSORES FONTE
DE TENSÃO

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Automação e Sistemas do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Campus Leopoldina, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Automação e Sistemas.

Orientador: Prof. Dr. Andrei de Oliveira Almeida

LEOPOLDINA

2026

Lôbo, Rodrigo Carvalho.
L799d Desenvolvimento de um kit didático microcontrolado para práticas de controle de conversores cc-cc e inversores fonte. / Rodrigo Carvalho Lôbo. - 2026.
77 f. : grafs.; tabs.
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Automação e Sistemas (PPGAS), 2026.
Orientador: Andrei de Oliveira Almeida.
Bibliografia.
Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. Leopoldina.
1. Eletrônica de potência. 2. Material didático. 3. Conversores. 4. Inversores. 5. Transmissão de energia elétrica por corrente contínua. I. Almeida, Andrei de Oliveira. II. Título.

CDU: 621.382

Elaboração da ficha catalográfica pela bibliotecária Luzia Adriana Damasceno,
CRB 6º 2305 / Cefet/MG Leopoldina.



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS
GERAIS
COORDENAÇÃO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
AUTOMAÇÃO E SISTEMAS - LP



ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO Nº 6 / 2026 - PPGAS (11.52.20)

Nº do Protocolo: 23062.030449/2026-11

Leopoldina-MG, 12 de junho de 2026.

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

*“DESENVOLVIMENTO DE UM KIT DIDÁTICO MICROCONTROLADO PARA PRÁTICAS DE
CONTROLE DE CONVERSORES CC-CC E INVERSORES FONTE DE TENSÃO”*

AUTOR: RODRIGO CARVALHO LÔBO

ORIENTADOR: Professor Doutor Andrei de Oliveira Almeida

A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou em 12 de junho de 2026 esta
Dissertação:

Professor Doutor Andrei de Oliveira Almeida (ORIENTADOR)

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais – CEFET-MG

Professor Doutor Murillo Ferreira dos Santos (MEMBRO INTERNO)

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais – CEFET-MG

Professor Doutor Pedro Machado de Almeida (MEMBRO EXTERNO)

Universidade Federal de Juiz de Fora

(Assinado digitalmente em 12/06/2026 16:23)
ANDREI DE OLIVEIRA ALMEIDA
PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLÓGICO
DEELP (11.61.04)
Matrícula: 3125541

(Assinado digitalmente em 12/06/2026 16:13)
MURILLO FERREIRA DOS SANTOS
PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLÓGICO
DEELP (11.61.04)
Matrícula: 2919636

(Assinado digitalmente em 12/06/2026 16:14)

PEDRO MACHADO DE ALMEIDA

ASSINANTE EXTERNO

CPF: ###.###.866-##

Visualize o documento original em <https://sig.cefetmg.br/public/documentos/index.jsp>
informando seu número: **6**, ano: **2026**, tipo: **ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO**, data de
emissão: **12/06/2026** e o código de verificação: **c263061493**

Dedico este trabalho, primeiramente, a Deus, por me conceder saúde, sabedoria e força para superar os desafios ao longo desta jornada. À minha esposa, Viviam, pelo amor, paciência, incentivo e apoio incondicional em todos os momentos. Ao meu filho, Felipe, minha maior motivação, razão do meu esforço diário e fonte constante de alegria e inspiração.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por me conceder saúde, sabedoria e perseverança para enfrentar os desafios ao longo desta caminhada acadêmica.

À minha família, pelo apoio constante e compreensão nos momentos de ausência. Em especial, à minha esposa, Viviam, pelo amor, paciência, incentivo diário e apoio incondicional, e ao meu filho, Felipe, por ser minha maior motivação e fonte de inspiração.

Agradeço de forma especial ao meu amigo e companheiro de trabalho, Maico da Silva Lima, pelo incentivo constante, pela disponibilidade e pelo suporte técnico ao longo de todo o desenvolvimento deste trabalho. Suas contribuições, discussões técnicas e disposição em auxiliar foram fundamentais para a realização dos experimentos e para a consolidação dos resultados apresentados.

Agradeço ao meu amigo e discente do curso de Engenharia de Controle e Automação, Gabriel Schwenck Alves Oliveira, pela dedicação, comprometimento e colaboração na realização dos experimentos e na obtenção dos resultados apresentados neste trabalho. Sua participação ativa, responsabilidade e contribuição técnica foram fundamentais para o desenvolvimento das atividades experimentais e para a qualidade dos resultados alcançados.

Agradeço à aluna Júlia Carneiro de Oliveira, discente do curso de Engenharia de Controle e Automação, pela importante contribuição no desenvolvimento da Placa De Circuito Impresso (PCI) dos sensores de tensão utilizados neste trabalho. Sua colaboração foi fundamental nas etapas de projeto e implementação da placa, contribuindo para a qualidade e funcionalidade do sistema desenvolvido.

Por fim, agradeço, com profunda admiração, ao meu orientador, Andrei de Oliveira Almeida, por toda a orientação, paciência e dedicação durante o desenvolvimento desta dissertação. Seu conhecimento técnico, suas sugestões precisas e seu acompanhamento criterioso foram essenciais para o amadurecimento científico deste trabalho, contribuindo significativamente para minha formação acadêmica e profissional.

*“Quando a educação não é libertadora,
o sonho do oprimido é ser o opressor”*

Paulo Freire

RESUMO

A eletrônica de potência desempenha papel fundamental em sistemas modernos de conversão de energia, estando presente em aplicações como geração distribuída, acionamentos elétricos, veículos elétricos e sistemas de armazenamento de energia. Nesse contexto, torna-se essencial a utilização de plataformas experimentais que possibilitem a integração entre teoria e prática, especialmente no processo de formação acadêmica e no desenvolvimento de pesquisas aplicadas. Nessa dissertação é apresentado o projeto, a construção e a validação de um kit didático modular para o estudo experimental de conversores estáticos, com foco em topologias CC–CC e CC–CA. O sistema desenvolvido é composto por dois módulos interconectáveis: um módulo passivo, contendo indutores construídos manualmente, capacitores e cargas resistivas, e um módulo ativo, baseado em um sistema de controle digital implementado em um *Digital Signal Processor* (DSP, Processador Digital de Sinais) e em um inversor trifásico composto por dispositivos semicondutores de tecnologia GaN (*Gallium Nitride*, nitreto de gálio). A interligação entre os módulos é realizada por meio de cabos com conectores tipo banana, permitindo elevada flexibilidade na montagem dos circuitos e segurança durante os ensaios. A plataforma desenvolvida é utilizada para a realização de experimentos práticos como os de montagem experimental de conversores *buck* e *boost*, inversores monofásicos e trifásicos, permitindo a análise de formas de onda, avaliação do desempenho dinâmico e estudo dos efeitos dos elementos passivos no comportamento dos conversores. Os resultados obtidos demonstram que o kit didático proposto é uma ferramenta eficaz para o ensino e a pesquisa em eletrônica de potência, contribuindo para a compreensão dos fenômenos envolvidos nos processos de conversão de energia e aproximando os conceitos teóricos das aplicações práticas.

Palavras-chaves: Eletrônica de Potência; Kit Didático; Conversores CC–CC; Inversores; Controle de Conversores Estáticos.

ABSTRACT

Power electronics plays a fundamental role in modern energy conversion systems and is widely applied in areas such as distributed generation, electric drives, electric vehicles, and energy storage systems. In this context, the use of experimental platforms that enable the integration of theory and practice becomes essential, particularly in academic training and applied research development. This dissertation presents the design, construction, and validation of a modular didactic kit for the experimental study of static power converters, with a focus on DC–DC and DC–AC topologies. The developed system consists of two connectable modules: a passive module, comprising manually constructed inductors, capacitors, and resistive loads, and an active module based on a digital control system using a DSP and a three-phase inverter employing GaN technology devices. The interconnection between the modules is carried out using banana plug cables, providing high flexibility in circuit assembly and ensuring safety during experimental procedures. The developed platform is used to perform practical experiments, including the experimental implementation of buck and boost converters, as well as single-phase and three-phase inverters, enabling waveform analysis, dynamic performance evaluation, and the study of the effects of passive components on converter behavior. The obtained results demonstrate that the proposed didactic kit is an effective tool for teaching and research in power electronics, contributing to the understanding of the phenomena involved in energy conversion processes and bridging the gap between theoretical concepts and practical applications.

Keywords: Power Electronics; Educational Kit; DC-DC Converters; Inverters; Control of Static Converters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Comparação entre as diversas tecnologias quanto à frequência e potência de operação.	3
Figura 1.2 – DSP LAUNCHXL-F28379D acoplado ao inversor trifásico BOOSTXL-3PHGANINV da Texas Instruments.	5
Figura 2.1 – Circuito do conversor <i>buck</i>	9
Figura 2.2 – Controle em malha fechada da corrente no indutor do conversor <i>buck</i> . .	10
Figura 2.3 – Controle em malha fechada da tensão de saída do conversor <i>buck</i> . . .	12
Figura 2.4 – Circuito do conversor <i>boost</i>	14
Figura 2.5 – Controle em malha fechada da corrente no indutor do conversor <i>boost</i> . .	15
Figura 2.6 – Controle em malha fechada da tensão de saída do conversor <i>boost</i> . . .	16
Figura 2.7 – Circuito do inversor monofásico em ponte completa.	17
Figura 2.8 – Formas de onda das portadoras triangulares e da referência senoidal usadas na estratégia PWM unipolar.	18
Figura 2.9 – Diagrama de blocos do controle da corrente do inversor em ponte completa.	19
Figura 2.10 – Circuito do inversor trifásico em ponte completa.	23
Figura 2.11 – Formas de onda da PWM senoidal trifásica.	24
Figura 2.12 – Diagrama de blocos do controle das correntes do VSI trifásico com desacoplamento das malhas dq.	26
Figura 2.13 – Diagrama de blocos simplificado das malhas de controle das tensões dq do VSI trifásico com desacoplamento das malhas dq.	28
Figura 3.1 – Módulos (a) passivo e (b) ativo do kit didático.	31
Figura 3.2 – Confeção dos indutores: (a) trançamento do cabo com cinco fios esmaltados; (b) bobinas enroladas em carretel; (c) indutores com núcleo de ferrite finais.	32
Figura 3.3 – Suporte dos indutores: (a) modelo 3D e (b) montagem no kit.	33
Figura 3.4 – Suporte dos capacitores: (a) modelo 3D e (b) montagem no kit.	33
Figura 3.5 – Cargas resistivas: (a) lâmpada dicróica e (b) soquete.	34
Figura 3.6 – Placas de circuito impresso do (a) DSP LAUNCHXL-F28379D e do (b) módulo conversor trifásico BOOSTXL-3PHGANINV.	35
Figura 3.7 – Placa de Circuito Impresso do sensor de tensão.	35
Figura 3.8 – Circuito dos sensores de tensão.	37
Figura 3.9 – Pinagem do DSP LAUNCHXL-F28379D.	38
Figura 3.10 – Pinagem do inversor trifásico BOOSTXL-3PHGANINV.	39
Figura 3.11 – Diagrama de blocos da PWM trifásica sincronizada com o ADC.	40

Figura 3.12–Configurações do bloco PWM no PLECS.	41
Figura 3.13–Ligação física dos sensores de tensão com o DSP.	41
Figura 3.14–Configurações do bloco ADC no PLECS.	42
Figura 4.1 – Montagem do conversor <i>buck</i> no kit didático.	47
Figura 4.2 – Corrente no indutor e tensão no capacitor do conversor <i>buck</i>	48
Figura 4.3 – Montagem experimental do conversor <i>boost</i> no kit didático.	49
Figura 4.4 – Corrente no indutor e tensão no capacitor do conversor <i>boost</i>	50
Figura 4.5 – Montagem experimental do inversor monofásico no kit didático.	51
Figura 4.6 – Corrente no indutor, tensão no capacitor e tensão terminal do inversor monofásico em ponte completa.	52
Figura 4.7 – Tensões de saída medida e de referência plotadas no PLECS.	52
Figura 4.8 – Montagem experimental do inversor trifásico no kit didático.	53
Figura 4.9 – Tensões das três fases e corrente da fase A do inversor trifásico.	54

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Estados de condução e tensão de saída do inversor ponte completa. . .	17
Tabela 3.1 – Parâmetros efetivos do núcleo de ferrite	32
Tabela 3.2 – Mapeamento das conexões entre DSP e inversor.	43
Tabela 4.1 – Principais parâmetros do kit didático.	46
Tabela 4.2 – Parâmetros do sistema de controle do conversor <i>buck</i>	47
Tabela 4.3 – Parâmetros do sistema de controle do conversor <i>boost</i>	49
Tabela 4.4 – Parâmetros do controlador PR do inversor monofásico.	51
Tabela 4.5 – Parâmetros do sistema de controle do inversor trifásico.	53
Tabela 4.6 – Custo dos componentes utilizados na construção do kit didático. . . .	55
Tabela 4.7 – Comparação de custos entre o kit didático desenvolvido e kits comerciais.	55

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico-Digital (<i>Analog-to-Digital Converter</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAB	Conversores de dupla ponte ativa (<i>Double Active Bridge</i>)
DAC	Conversor Digital-Analógico (<i>Digital-to-Analog Converter</i>)
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
GaN	Nitreto de gálio
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
IGBT	Transistor Bipolar com Porta Isolada (<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>)
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
PCI	Placa de Circuito Impresso
PI	Proporcional-Integral
PR	Proporcional Ressonante
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SCR	Retificador controlado de Silício (<i>Silicon Controlled Rectifier</i>)
SiC	Carbeto de silício
SRF	Sistema de coordenadas síncronas (<i>Synchronous Reference Frame</i>)
SVM	Modulação por vetor espacial (<i>Space Vector Modulation</i>)
VSI	Inversor de Fonte de Tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

A_e	Área efetiva da seção transversal
C	Capacitância do elemento de armazenamento de energia
D	Razão cíclica do sinal de controle PWM
L	Indutância do elemento de armazenamento de energia
L_e	Comprimento efetivo do caminho magnético
M_p	Sobressinal máximo da resposta transitória do sistema
R	Resistência da carga ou equivalente do circuito
T_{sv}	Tempo de acomodação da tensão de saída
V_0	Tensão média de saída do conversor
V_e	Volume efetivo do núcleo
V_q	Componente em quadratura da tensão no referencial síncrono dq
V_s	Tensão de entrada da fonte de alimentação
k_{ii}	Ganho integral do controlador de corrente no eixo considerado
k_{iv}	Ganho integral do controlador de tensão
k_{pi}	Ganho proporcional do controlador de corrente no eixo considerado
k_{pv}	Ganho proporcional do controlador de tensão
k_{ri}	Ganho ressonante do controlador de corrente no eixo considerado
k_{rv}	Ganho ressonante do controlador de tensão no eixo considerado
$\sum \frac{l}{A}$	Relutância geométrica do núcleo
β	Fator de ajuste dos ganhos do controlador <i>quasi</i> -PR
τ	Constante de tempo
ω	Velocidade angular
ω_0	Frequência angular fundamental
ω_b	Largura de banda do ressonante
ω_n	Frequência natural não amortecida
ξ	Fator de amortecimento

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Definição do Problema	6
1.2	Objetivos	7
1.3	Organização do Trabalho	7
2	MODELAGEM E CONTROLE DOS CONVERSORES	8
2.1	Conversor CC-CC Abaixador (<i>Buck</i>)	8
2.1.1	Controle de Corrente do Conversor <i>buck</i>	9
2.1.2	Controle de Tensão do Conversor <i>buck</i>	11
2.2	Conversor CC-CC Elevador (<i>Boost</i>)	13
2.2.1	Controle de Corrente do Conversor <i>Boost</i>	14
2.2.2	Controle de Tensão do Conversor <i>Boost</i>	16
2.3	Inversor Monofásico em Ponte Completa	17
2.3.1	Controle de Corrente do Inversor Monofásico	18
2.3.2	Modelagem do Comportamento Dinâmico da Tensão de Saída	20
2.3.3	Projeto do Controlador <i>quasi</i> -PR da Malha de Tensão	21
2.4	Inversor Trifásico em Ponte Completa	23
2.4.1	Controle das Correntes Trifásicas	24
2.4.2	Controle das Tensões Trifásicas	26
2.5	Conclusões Parciais	28
3	METODOLOGIA DE DESENVOLVIMENTO DO KIT DIDÁTICO	30
3.1	Módulo Passivo	30
3.1.1	Construção dos Indutores	30
3.1.2	Projeto e Fabricação dos Suportes dos Indutores por Impressão 3D	32
3.1.3	Capacitores, Suportes Impressos e Cargas Resistivas	33
3.2	Módulo Ativo	34
3.2.1	Conversor e DSP	34
3.2.2	Sensores de Tensão	34
3.3	Programação do DSP no PLECS	38
3.3.1	Implementação Prática do Bloco PWM no PLECS	39
3.3.2	Aquisição de Sinais pelo ADC no PLECS	40
3.3.3	Proteções do Módulo BOOSTXL-3PhGaNInv	43
3.4	Procedimentos Preliminares para Execução das Práticas	43

3.5	Conclusões Parciais	44
	4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	46
4.1	Conversor Buck	46
4.2	Conversor Boost	48
4.3	Inversor Monofásico em Ponte Completa	50
4.4	Inversor Trifásico	52
4.5	Análise de Custo do Kit Didático	54
	5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	57
5.1	Trabalhos Futuros	58
	Referências	59

1 INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência é um dos pilares da engenharia elétrica moderna, sendo responsável pela conversão, controle e processamento eficiente da energia elétrica por meio de dispositivos semicondutores. O processamento de energia elétrica através de conversores eletrônicos permite adaptar as tensões e correntes conforme as necessidades de cada aplicação, abrangendo desde equipamentos de pequeno porte, como carregadores de baterias e fontes de alimentação, até sistemas de grande escala, como inversores fotovoltaicos, turbinas eólicas e redes inteligentes [Rashid, 2014].

O avanço da eletrônica de potência está diretamente relacionado à evolução dos semicondutores. Até a década de 1950, o controle de energia elétrica era essencialmente eletromecânico, baseado em reguladores e máquinas rotativas, resultando em baixo rendimento e alto custo de manutenção. O surgimento dos dispositivos chamados tiristores em 1957, dos quais pode-se destacar o Retificador Controlado de Silício (do inglês, *Silicon Controlled Rectifier*) (SCR), marcou o início da eletrônica de potência moderna, permitindo o controle eletrônico preciso de corrente e tensão [Shah, 2020]. Nas décadas seguintes, o Silício (Si) consolidou-se como o principal material semicondutor de potência devido à sua maturidade tecnológica, baixo custo e boa confiabilidade, permitindo o surgimento de dispositivos como o Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (do inglês, *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*) (MOSFET) e também o Transistor Bipolar com Porta Isolada (do inglês, *Insulated-Gate Bipolar Transistor*) (IGBT), possibilitando assim o avanço de aplicações industriais e automotivas.

Os dispositivos semicondutores de potência baseados em silício, como o MOSFET e o IGBT, apresentam limitações físicas intrínsecas relacionadas às propriedades do material semicondutor. Uma dessas limitações refere-se ao campo elétrico crítico de ruptura do silício, que é relativamente baixo quando comparado a materiais semicondutores de banda larga. Esse fator impõe restrições à tensão máxima de bloqueio dos dispositivos, exigindo camadas de derivação mais espessas e fracamente dopadas para suportar tensões elevadas. Essas camadas de derivação são a parte do dispositivo semicondutor responsável por suportar a tensão quando ele está desligado, sendo fracamente dopada para distribuir o campo elétrico e evitar a ruptura do material o que resulta em aumento da resistência em condução no MOSFET e em maiores perdas de condução no IGBT [Baliga, 2019].

Além disso, tanto o MOSFET quanto o IGBT apresentam restrições de operação em altas temperaturas, decorrentes do aumento da concentração de portadores intrínsecos no silício e da redução da mobilidade dos portadores com a elevação térmica. No MOSFET de potência, o aumento da temperatura provoca elevação significativa da resistência,

comprometendo a eficiência do conversor. No IGBT, temperaturas elevadas intensificam os efeitos de armazenamento de carga na região de derivação, como efeito da elevação da temperatura, tem-se o aumento das perdas de comutação e limitação da frequência máxima de operação [Erickson and Maksimovic, 2001].

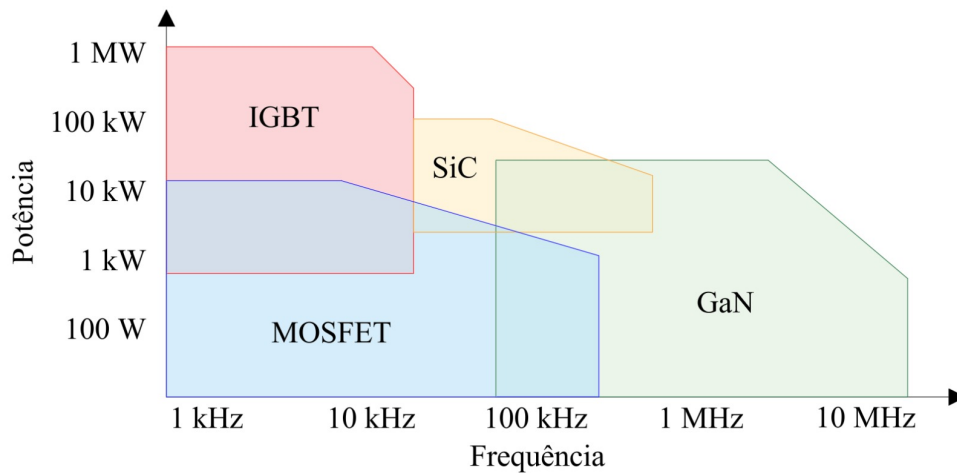
Essas limitações físicas tornam os dispositivos convencionais de silício menos adequados para aplicações que exigem altas tensões, altas temperaturas de junção e elevadas densidades de potência, motivando o desenvolvimento e a adoção de semicondutores de banda larga, como o carbeto de silício (SiC) e o nitreto de gálio (GaN), que apresentam maior campo elétrico de ruptura e melhor desempenho térmico [Baliga, 2013].

Desde então, a introdução de dispositivos como o SCR, o MOSFET e o IGBT, aliada à disseminação de técnicas de controle digital baseadas em DSPs e microcontroladores, impulsionou a aplicação de estratégias como modulação por largura de pulso e controle vetorial, permitindo melhor regulação de tensão, corrente, torque e velocidade, além de maior eficiência energética, redução de perdas, melhoria da qualidade da energia e aumento da confiabilidade dos sistemas. Como consequência, tornou-se viável o desenvolvimento de conversores e acionamentos mais compactos, dinâmicos e adaptáveis a diferentes condições de operação, ampliando significativamente o campo de aplicação da eletrônica de potência em sistemas industriais, de energia e de acionamento elétrico.

Mais recentemente, os semicondutores de Banda Larga (do inglês, *Wide Bandgap*, WBG) como o carbeto de silício (SiC) e o nitreto de gálio (GaN), têm proporcionado ganhos expressivos em eficiência e densidade de potência [Wellmann et al., 2020]. Esses materiais apresentam propriedades superiores em relação ao silício, incluindo maior campo de ruptura, menor resistência ôhmica, melhor condutividade térmica e capacidade de operação em frequências e temperaturas elevadas [Baliga, 2019]. Assim, esses semicondutores vêm revolucionando a fabricação de conversores estáticos, reduzindo perdas e aumentando a densidade de potência em aplicações que vão desde sistemas fotovoltaicos até veículos elétricos e eletrônica aeroespacial [Biela et al., 2018].

Essas características permitem que projetos baseados em GaN atinjam elevados níveis de eficiência mesmo operando em frequências de chaveamento significativamente superiores, conforme apresentado na Figura 1.1. Transistores GaN com tensão nominal de até 650 V viabilizam aplicações com potências da ordem de até 10 kW, incluindo fontes CA/CC para servidores, conversores CC/CC de alta tensão para veículos elétricos e carregadores embarcados, podendo alcançar potências maiores por meio da associação em paralelo. Por sua vez, dispositivos de carbeto de silício (SiC), disponíveis com tensões nominais de até 1,2 kV e elevada capacidade de condução de corrente, mostram-se mais adequados para aplicações como inversores de tração veicular e conversores trifásicos de grande porte conectados à rede elétrica [Texas Instruments, 2026a].

Figura 1.1 – Comparação entre as diversas tecnologias quanto à frequência e potência de operação.



Fonte: adaptado de <https://www.ti.com/document-viewer/lit/html/SSZT220>

Pesquisas nacionais reforçam essa tendência. Uma metodologia para estimar perdas em um conversor *buck* síncrono com transistores GaN foi desenvolvida, comprovando redução significativa das perdas de comutação Barboza [2023]. De forma semelhante, foi demonstrado o melhor desempenho de dispositivos GaN em conversores de dupla ponte ativa (*double active bridge* – DAB) multiníveis aplicados a carregadores de veículos elétricos Oliveira and Barreto [2020].

Esses avanços refletem a importância das pesquisas voltadas ao aprimoramento dos semicondutores e de seus materiais constituintes, permitindo o desenvolvimento de dispositivos capazes de operar em tensões e frequências mais elevadas, com menores perdas e maior eficiência energética. A principal consequência prática é a criação de sistemas mais compactos, leves e sustentáveis, contribuindo diretamente para a redução do consumo energético global e o fortalecimento das políticas de transição energética.

Os conversores estáticos de potência constituem o elemento central da eletrônica de potência, sendo responsáveis pela adaptação dos níveis de tensão, corrente e frequência entre fontes e cargas elétricas. Esses equipamentos realizam conversões CA–CC, CC–CA, CC–CC e CA–CA, possibilitando a integração de diferentes sistemas elétricos com elevada eficiência e desempenho. Atualmente, os conversores eletrônicos estão presentes em praticamente todos os segmentos tecnológicos, incluindo fontes chaveadas, sistemas fotovoltaicos, carregadores de veículos elétricos, acionamentos de motores elétricos, sistemas de armazenamento de energia, redes inteligentes e processos industriais automatizados [Blaabjerg, 2013].

O desempenho desses conversores depende não apenas das características dos dispositivos semicondutores empregados, mas também das estratégias de controle utilizadas. Técnicas de controle em malha fechada permitem regular tensão, corrente, potência e

velocidade com elevada precisão, garantindo estabilidade dinâmica, rápida resposta às variações de carga e robustez frente às perturbações do sistema. Nesse contexto, controladores digitais implementados em Processadores Digitais de Sinais (*Digital Signal Processors* – DSPs) e microcontroladores tornaram-se fundamentais para a execução de algoritmos avançados, possibilitando a implementação de técnicas como modulação por largura de pulso, controle vetorial, controle proporcional-ressonante e controle preditivo, atendendo às exigências das aplicações modernas em eletrônica de potência Blaabjerg [2013].

Embora a eletrônica de potência tenha alcançado elevado grau de maturidade tecnológica e ampla aplicação industrial, o ensino prático dessa área ainda enfrenta desafios relacionados ao elevado custo dos equipamentos laboratoriais, à complexidade das plataformas comerciais e à dificuldade de acesso a sistemas experimentais flexíveis para atividades de ensino e pesquisa. Dessa forma, o desenvolvimento de kits didáticos experimentais representa uma alternativa capaz de aproximar os conceitos teóricos das aplicações práticas, proporcionando aos estudantes um ambiente adequado para o estudo, implementação e validação de conversores eletrônicos e estratégias de controle digital.

A utilização de plataformas didáticas baseadas em DSPs e conversores modulares permite a experimentação de diferentes topologias e algoritmos de controle em um ambiente seguro e de baixo custo, possibilitando desde atividades introdutórias de modulação PWM e acionamento de semicondutores até o desenvolvimento de técnicas avançadas de controle de corrente, controle de tensão, sincronismo com a rede elétrica e integração de sistemas de geração distribuída.

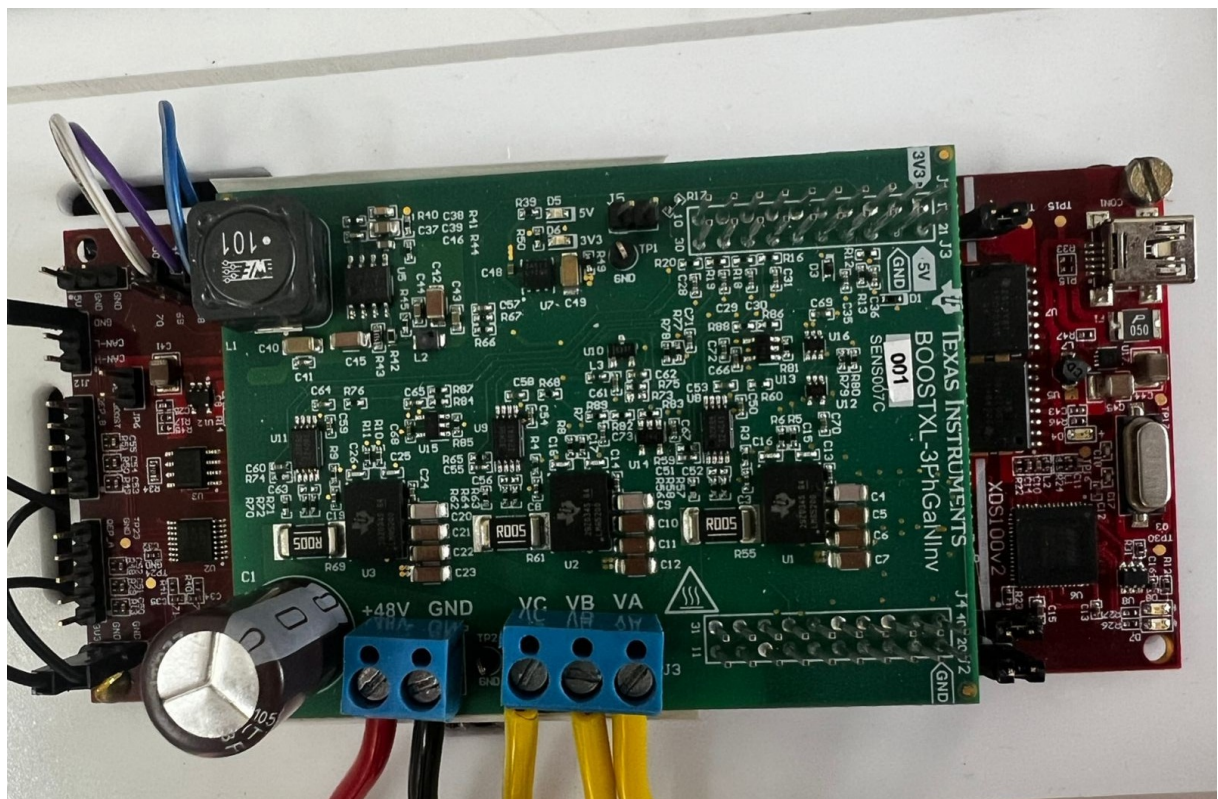
Nesse cenário, o kit didático desenvolvido neste trabalho apresenta potencial para atender diferentes níveis de formação acadêmica. Em cursos técnicos, possibilita o ensino dos princípios fundamentais da eletrônica de potência, da instrumentação eletrônica e do acionamento de conversores. Nos cursos de graduação em Engenharia Elétrica e áreas afins, permite a realização de atividades práticas envolvendo modelagem matemática, projeto de controladores digitais, processamento digital de sinais e implementação de conversores CC–CC e CC–CA. Já em programas de pós-graduação, constitui uma plataforma experimental para o desenvolvimento e validação de novas técnicas de controle digital, modulação, sincronização com a rede e utilização de dispositivos semicondutores de banda larga, contribuindo para a formação de recursos humanos qualificados e para o avanço das pesquisas em eletrônica de potência e sistemas de conversão de energia.

A expansão dos sistemas de geração distribuída, o avanço dos veículos elétricos e o uso crescente de sistemas de armazenamento reforçam a necessidade de soluções didáticas e acessíveis que aproximem os conceitos teóricos das aplicações práticas. Essa necessidade é especialmente importante na formação de engenheiros e técnicos que atuarão no setor de energia e automação. Nesse contexto, o kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D da Texas Instruments, baseado no microcontrolador/processador digital de sinais (do

inglês, *Digital Signal Processor*, DSP) LAUNCHXL-F28379D, representa uma solução robusta para implementação e teste de algoritmos de controle avançado [Texas Instruments, 2026b].

Complementando o LAUNCHXL-F28379D, o módulo de avaliação BOOSTXL-3PHGANINV permite a experimentação prática com um inversor trifásico baseado em transistores GaN. Ele é um inversor de três fases com tensão de entrada ampla (12 V a 60 V) e corrente de saída de até 7 A RMS por fase, incluindo medição de corrente de fase com precisão utilizando sensores *shunt in-line*, que são dispositivos usados para medir corrente elétrica colocando um resistor de baixo valor em série com o circuito. A combinação do LAUNCHXL-F28379D com o BOOSTXL-3PHGANINV habilita um ambiente didático e experimental para o desenvolvimento, teste e validação de técnicas de controle digital de conversores de potência de alta frequência, especialmente em topologias GaN que oferecem maiores eficiências e frequências de chaveamento elevadas [Texas Instruments, 2026b]. Na Figura 1.2 é mostrado um DSP LAUNCHXL-F28379D acoplado ao inversor trifásico BOOSTXL-3PHGANINV da Texas Instruments.

Figura 1.2 – DSP LAUNCHXL-F28379D acoplado ao inversor trifásico BOOSTXL-3PHGANINV da Texas Instruments.



Fonte: elaborado pelo autor.

1.1 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Apesar dos avanços significativos na área de eletrônica de potência e do papel fundamental que essa área do conhecimento ocupa na formação de engenheiros e técnicos, o ensino prático ainda enfrenta obstáculos expressivos em instituições de ensino brasileiras. Um dos principais desafios é a escassez de recursos didáticos acessíveis que permitam a experimentação direta dos conceitos teóricos abordados em sala de aula.

Grande parte dos laboratórios acadêmicos, especialmente em escolas técnicas e universidades públicas, sofre com restrições orçamentárias que dificultam a aquisição de equipamentos modernos e seguros para a demonstração experimental de conversores e estratégias de controle. Os kits didáticos disponíveis comercialmente, tanto nacionais quanto importados, são em sua maioria de alto custo, muitas vezes ultrapassando a capacidade de investimento das instituições de ensino. Além do preço elevado, esses kits costumam apresentar pouca flexibilidade para adaptações, sendo projetados para experimentos específicos, o que reduz seu potencial de reutilização em diferentes disciplinas e projetos de pesquisa.

Esse cenário leva à dependência excessiva de simulações computacionais, que, embora importantes, não substituem a experiência prática com sistemas reais. A ausência de atividades experimentais limita o aprendizado, pois impede o estudante de observar fenômenos como o comportamento dinâmico dos conversores, as perdas de comutação, os efeitos de filtros e o impacto de variações de carga, aspectos essenciais à formação de um profissional capaz de projetar e operar sistemas eletrônicos de potência com segurança e eficiência.

Dessa forma, evidencia-se a necessidade de desenvolver kits didáticos de baixo custo, o que é demonstrado neste trabalho com a análise comparativa entre o kit didático proposto e dois kits didáticos comerciais. Da mesma forma é importante que eles tenham a possibilidade de ser desenvolvidos de forma modular e de fácil reprodução e ao mesmo tempo possibilitem o ensino experimental da eletrônica de potência de forma segura e acessível. Um kit com essas características pode ser implementado em diferentes contextos educacionais, como cursos técnicos, de graduação e pós-graduação, contribuindo para democratizar o acesso à experimentação prática e fortalecer a formação técnica e científica em energia e automação.

No Campus Leopoldina do CEFET-MG, o desenvolvimento do kit proposto tem como objetivo proporcionar o aprendizado prático aos alunos do curso técnico em Eletrotécnica, aos alunos de Graduação em Engenharia de Controle e Automação e aos alunos do Mestrado Profissional em Automação e Sistemas. As principais disciplinas que serão beneficiadas pelo kit didático serão Eletrônica de Potência, nos três níveis de ensino, e Controle, nos níveis de graduação e mestrado.

1.2 OBJETIVOS

O principal objetivo desse trabalho é desenvolver e implementar um kit didático de baixo custo para o ensino prático de conversores CC-CC e CC-CA, permitindo a aplicação e visualização de estratégias de controle em malha fechada de tensão e corrente. Tendo em mente o objetivo principal, são definidos os seguintes objetivos específicos:

1. Definir as topologias de conversores CC-CC e inversores a serem implementadas no kit didático;
2. Projetar um sistema de controle para cada uma das topologias, com o objetivo de controlar corrente e tensão na carga com malhas em cascata;
3. Desenvolver o kit didático a partir do módulo conversor BOOSTXL-3PhGaNInv e do microcontrolador LAUNCHXL F28379D, assim como os demais componentes necessários;
4. Validar o funcionamento do kit didático performando diferentes testes como variações de referência e variações de carga.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Os capítulos subsequentes desse trabalho estão estruturados da seguinte forma:

- Capítulo 2: nesse capítulo serão apresentados os princípios de funcionamento dos conversores a serem implementados, assim como o desenvolvimento das estratégias de controle aplicadas a eles.
- Capítulo 3: nele será descrito o processo de concepção do kit didático, desde o projeto eletrônico e estrutural, até a programação das estratégias de controle no DSP, através do software PLECS.
- Capítulo 4: serão apresentados os testes realizados, os resultados obtidos e a avaliação de desempenho do kit em diferentes condições de operação.
- Capítulo 5: serão enumeradas as conclusões do estudo, as contribuições e as possíveis extensões e melhorias do sistema proposto.

2 MODELAGEM E CONTROLE DOS CONVERSORES

Os conversores eletrônicos de potência estão presentes em uma ampla gama de aplicações, tais como fontes de alimentação chaveadas, sistemas fotovoltaicos e eólicos, acionamentos de máquinas elétricas, veículos elétricos, sistemas de armazenamento de energia e redes inteligentes (do inglês, *smart grids*). O avanço dos semicondutores de potência, aliado às técnicas modernas de controle e modulação, tem permitido o desenvolvimento de conversores com maior densidade de potência e melhor desempenho dinâmico [Rashid, 2014]. De forma geral, os conversores podem ser classificados conforme a natureza da energia elétrica na entrada e na saída em: conversores CC–CC, CC–CA (inversores), CA–CC (retificadores) e CA–CA.

Neste capítulo, o foco é direcionado aos conversores CC–CC dos tipos abaixador e elevador, bem como aos conversores CC–CA, representados pelos inversores monofásico e trifásico em ponte completa, por serem amplamente utilizados em aplicações didáticas, industriais e de pesquisa. A seguir serão apresentados os principais princípios de funcionamento desses quatro conversores, assim como as técnicas de controle usadas para controlar corrente e tensão em cada um deles.

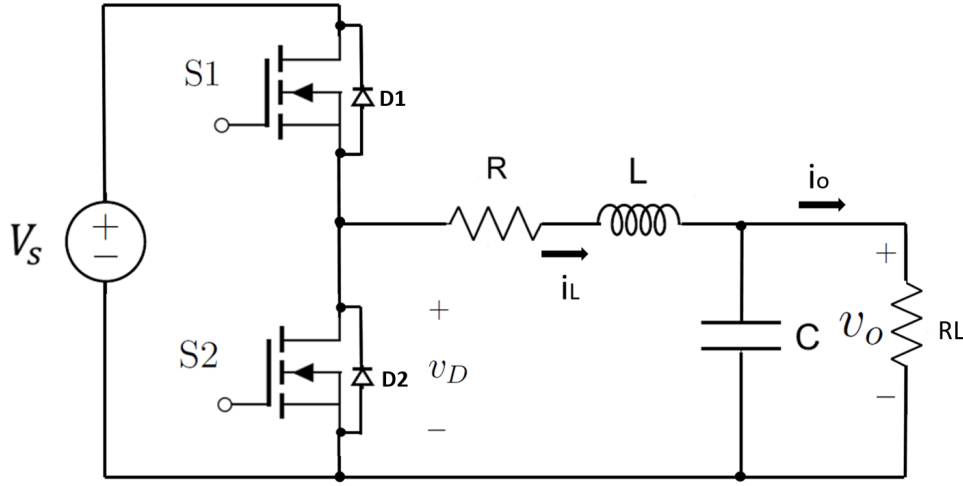
2.1 CONVERSOR CC-CC ABAIXADOR (*BUCK*)

O conversor *Buck* é uma das topologias CC–CC mais simples e difundidas, sendo utilizado quando se deseja obter uma tensão de saída inferior à tensão da fonte de entrada. Ele é amplamente aplicado em fontes chaveadas, reguladores de tensão embarcados e sistemas de alimentação de dispositivos eletrônicos sensíveis [Mohan et al., 2012].

Na Figura 2.1 é mostrado o circuito do conversor *buck* síncrono, formado por dois MOSFETs S_1 e S_2 , com dois diodos em antiparalelo D_1 e D_2 , um indutor L com resistência R e um capacitor C . O conversor é alimentado por uma fonte de tensão V_s e alimenta uma carga resistiva R_L . No circuito também são indicadas a corrente no indutor i_L , a tensão comum ao capacitor e ao resistor v_o e a tensão sobre o interruptor inferior formado por S_2 e D_2 .

Os interruptores S_1 e S_2 operam em regime complementar, ou seja, quando S_1 conduz, S_2 bloqueia, e vice-versa. Durante o intervalo em que o interruptor S_1 é acionado, a fonte de alimentação fornece energia ao indutor L , ao capacitor C e à carga, fazendo com que a corrente no indutor aumente gradualmente e armazenando energia em seu campo magnético. Nesse período, os diodos D_1 e D_2 permanecem inversamente polarizados.

Quando S_1 é bloqueia, S_2 conduz. Porém a corrente do indutor passa pelo diodo

Figura 2.1 – Circuito do conversor *buck*.

Fonte: elaborado pelo autor.

D_2 , mantendo o fluxo contínuo da corrente que continua alimentando a carga devido à energia previamente armazenada no indutor.

Considerando inicialmente os componentes ideais, a operação em Modo de Condução Contínua (MCC) e um período de chaveamento muito menor que as variações na tensão de saída, e desprezando a resistência R do indutor, o valor médio instantâneo da tensão de saída pode ser descrito em função da tensão de entrada V_s e do ciclo de trabalho D [Erickson and Maksimovic, 2001]:

$$V_o = DV_s. \quad (2.1)$$

Dessa forma, é evidenciado em (2.1) que a tensão de saída pode ser controlada por meio da razão cíclica.

2.1.1 Controle de Corrente do Conversor *buck*

Desprezando as componentes harmônicas provenientes do chaveamento, ou seja, considerando apenas a média instantânea das tensões e correntes do conversor *buck*, e considerando inicialmente a tensão de saída constante, a dinâmica da corrente no indutor pode ser descrita como:

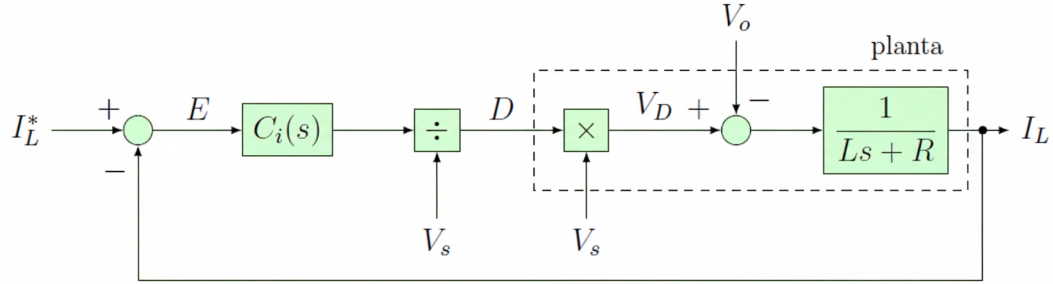
$$L \frac{di_L(t)}{dt} + Ri_L(t) = v_D(t) - v_o(t), \quad (2.2)$$

em que $v_D(t)$ é a tensão chaveada do interruptor formado por S_2 e D_2 .

Substituindo (2.1) em (2.2) e aplicando a transformada de Laplace no resultado, o diagrama de blocos em malha fechada, ilustrado na Figura 2.2, pode ser definido para o sistema em questão. O sinal de saída do controlador é normalizado pela tensão de

entrada V_s , de modo que o ciclo de trabalho corresponda a um valor limitado entre 0 e 1. Nesse sistema, a tensão no capacitor V_o é considerada um distúrbio e não uma variável de estado. Essa simplificação é adotada uma vez que a dinâmica do controle da tensão V_o será projetada para ser bem mais lenta que a do controle da corrente I_L .

Figura 2.2 – Controle em malha fechada da corrente no indutor do conversor *buck*.



Fonte: elaborado pelo autor.

Como a corrente a ser controlada é contínua e a planta é de primeira ordem, pode-se utilizar um controlador do tipo Proporcional-Integral (PI), cuja função de transferência é dada por:

$$C_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}, \quad (2.3)$$

onde k_p e k_i são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

Implementando para o controlador $C_i(s)$ a função de transferência do PI com ganhos proporcional e integral k_{pi} e k_{ii} , respectivamente, e considerando a tensão V_o como um distúrbio, a função de transferência de malha aberta, que devido à realimentação unitária é igual à função de transferência de ramo direto, é dada por:

$$\frac{I_L(s)}{E(s)} = \left(\frac{1}{\frac{sL}{k_{pi}}} \right) \left(\frac{s + \frac{k_{pi}}{k_{ii}}}{\frac{R}{s + \frac{R}{L}}} \right). \quad (2.4)$$

Para projetar os ganhos para se obter uma resposta de primeira ordem, pode-se adotar o cancelamento do polo da planta com o zero do controlador, ou seja, escolhendo $K_{pi}/K_{ii} = R/L$. Ainda que esse método não seja o melhor em relação à rejeição de distúrbios, ele permite projetar de forma simples os ganhos do controlador. Dessa forma, a função de transferência de malha fechada é dada por:

$$\frac{I_L(s)}{I_L^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{sL}{k_{pi}}}. \quad (2.5)$$

Comparando (2.5) com a forma canônica $G(s) = 1/(\tau s + 1)$, em que τ é a constante de tempo do sistema, pode-se projetar os ganhos do controlador da seguinte forma:

$$k_{pi} = \frac{L}{\tau}, \quad (2.6)$$

$$k_{ii} = \frac{R}{\tau}. \quad (2.7)$$

A constante de tempo influencia diretamente a rapidez da resposta e o comportamento do sistema frente a variações na referência ou na carga. Um aspecto fundamental do projeto é garantir que a constante de tempo não seja excessivamente pequena, evitando assim a ocorrência de sobremodulação durante os regimes transitórios. Portanto, deve-se assegurar que o ciclo de trabalho permaneça entre $0 \leq d(t) \leq 1$. A constante de tempo pode ser projetada a partir do tempo de assentamento, definido como:

$$T_{si} = 4\tau. \quad (2.8)$$

2.1.2 Controle de Tensão do Conversor *buck*

No estudo do controle de corrente apresentado anteriormente, a tensão de saída foi assumida como constante. Entretanto, a tensão de saída pode sofrer variações em função da corrente fornecida à carga. Dessa forma, para o projeto do controle de tensão do conversor *buck*, torna-se necessária a modelagem dinâmica da tensão no capacitor de saída. A corrente no capacitor $i_C(t)$ pode ser descrita como a diferença entre a corrente do indutor $i_L(t)$ e a corrente da carga $i_o(t)$:

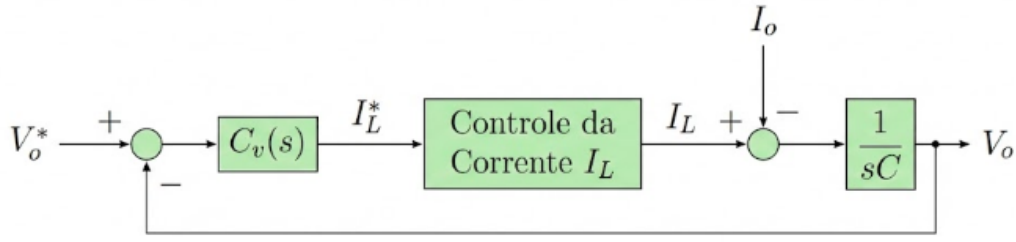
$$C \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t), \quad (2.9)$$

em que C representa a capacitância de saída e $v_o(t)$ é a tensão instantânea sobre o capacitor.

Aplicando a Transformada de Laplace em (2.9), obtém-se a representação do sistema no domínio da frequência, o que possibilita a construção do diagrama de blocos do controle em malha fechada da tensão de saída do conversor *buck*, mostrado na Figura 2.3.

A estrutura de controle adotada caracteriza-se por uma estratégia em cascata, na qual o controle de tensão é implementado como uma malha externa, enquanto o controle de corrente constitui a malha interna do sistema. Em comparação com uma estratégia de controle com uma única malha, a configuração com duas malhas em cascata permite que a corrente seja diretamente controlada, evitando variações indesejadas durante a operação do conversor.

Quando a malha externa de tensão é projetada de modo que sua dinâmica seja significativamente mais lenta que a malha interna de corrente, pode-se considerar a malha interna de corrente como um ganho unitário. Para que essa aproximação seja válida,

Figura 2.3 – Controle em malha fechada da tensão de saída do conversor *buck*.

Fonte: elaborado pelo autor.

a malha de corrente deve apresentar uma resposta muito mais rápida que a malha de tensão, além de ser estável, bem amortecida e possuir erro de rastreamento desprezível, garantindo que a corrente acompanhe praticamente de forma instantânea sua referência e simplificando, assim, o projeto da malha externa de controle de tensão. Dessa forma, a função de transferência em malha fechada para a tensão de saída pode ser descrita como:

$$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \left(\frac{k_{pv}}{C} \right) \frac{s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}}}{s^2 + \left(\frac{k_{pv}}{C} \right) s + \frac{k_{iv}}{C}}, \quad (2.10)$$

em que k_{pv} e k_{iv} correspondem, respectivamente, aos ganhos proporcional e integral do controlador de tensão. Essa expressão evidencia que a dinâmica da malha externa é caracterizada por um sistema de segunda ordem.

Apesar da presença de um zero na função de transferência, os parâmetros do controlador podem ser determinados de forma aproximada por meio da comparação do denominador com a forma canônica de um sistema de segunda ordem, que é dada por Ogata [2010]:

$$\frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (2.11)$$

em que ω_n representa a frequência natural não amortecida e ξ é o fator de amortecimento do sistema.

Dessa maneira, ao comparar os denominadores de (2.10) e (2.11), é possível determinar os ganhos do controlador a partir da especificação de desempenho desejada:

$$k_{pv} = 2\xi\omega_n C, \quad (2.12)$$

$$k_{iv} = \omega_n^2 C. \quad (2.13)$$

No caso do controle de tensão, optou-se por não usar o cancelamento de polos e zeros, já que a planta apresenta apenas um polo na origem, o que implicaria na utilização de um controlador diferente do PI.

A escolha dos parâmetros ξ e ω_n é frequentemente realizada a partir da especificação do máximo sobressinal M_p e do tempo de assentamento T_{sv} , conforme as seguintes relações:

$$\xi = \frac{-\ln(M_p)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(M_p)}}, \quad (2.14)$$

$$\omega_n = \frac{4}{T_{sv}\xi}. \quad (2.15)$$

Dessa forma, é possível definir os valores desejados de M_p e T_{sv} para o dimensionamento dos ganhos do controlador. Considerando que a malha externa de tensão deve apresentar dinâmica mais lenta que a malha interna de corrente, nesse trabalho será adotado um tempo de assentamento T_{sv} dez vezes superior ao tempo de assentamento da malha de corrente T_{si} .

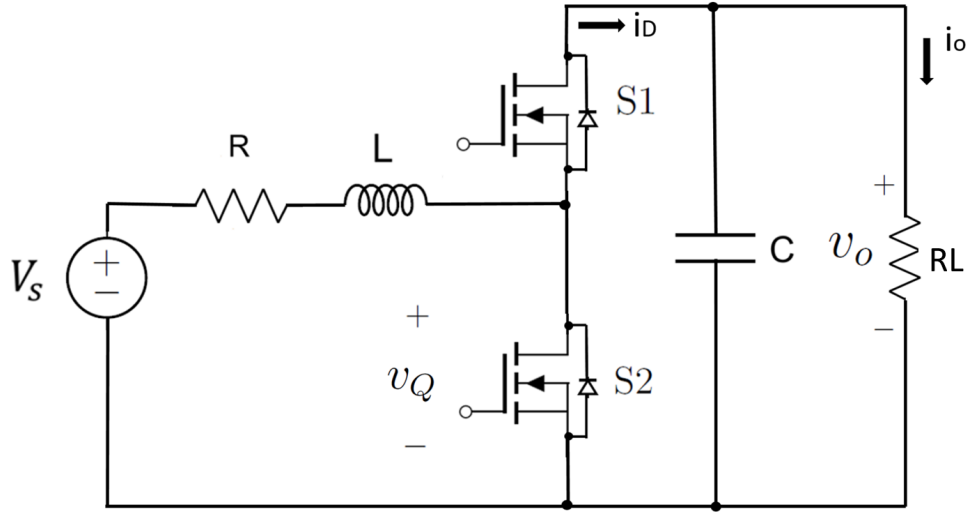
2.2 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR (*BOOST*)

O conversor síncrono *boost* é utilizado quando se deseja obter uma tensão de saída superior à tensão da fonte de entrada. Essa topologia é amplamente empregada em sistemas fotovoltaicos, correção do fator de potência e interfaces de baterias, onde a tensão da fonte pode variar significativamente [Rashid, 2014].

Na Figura 2.4 é mostrado o circuito do conversor *boost* síncrono, formado pelos mesmos componentes do conversor *buck*, porém com uma disposição diferente. A principal diferença é a posição da fonte V_s , que se encontra em série com o indutor, e da carga com filtro capacitivo, que é conectada do lado oposto dos interruptores em relação ao conversor *buck*.

Durante o intervalo em que a chave inferior S_2 é acionada, a corrente proveniente da fonte percorre o indutor L , armazenando energia em seu campo magnético, enquanto a chave superior S_1 permanece desligada e o capacitor C fornece energia à carga. Nessa condição, os diodos em antiparalelo permanecem reversamente polarizados e não conduzem corrente.

Quando a chave S_2 é desligada, a corrente do indutor não pode variar instantaneamente e tende a manter seu sentido de circulação. Dessa forma, o diodo D_1 passa a conduzir e o indutor começa um processo de descarga, transferindo energia para a carga R_L e carregando o capacitor.

Figura 2.4 – Circuito do conversor *boost*.

Fonte: elaborado pelo autor.

Considerando componentes ideais, o valor médio instantâneo da tensão de saída do conversor *boost* pode ser descrito como [Erickson and Maksimovic, 2001]:

$$V_o = \left(\frac{1}{1-D} \right) V_s, \quad (2.16)$$

em que D é o ciclo de trabalho, relacionado com o tempo em que o MOSFET permanece em condução.

Observa-se que, à medida que a razão cíclica se aproxima da unidade, a tensão de saída cresce significativamente, o que impõe limites práticos relacionados às perdas, às tensões nos dispositivos semicondutores e à estabilidade do sistema.

2.2.1 Controle de Corrente do Conversor *Boost*

A topologia do conversor *boost* considerada neste trabalho é apresentada na Figura 2.4.

De forma análoga ao procedimento adotado para o conversor *buck*, desprezando as componentes harmônicas provenientes do chaveamento, ou seja, considerando apenas o valor médio instantâneo das tensões e correntes do conversor *boost*, e considerando inicialmente a tensão de saída constante, a dinâmica da corrente no indutor pode ser descrita como:

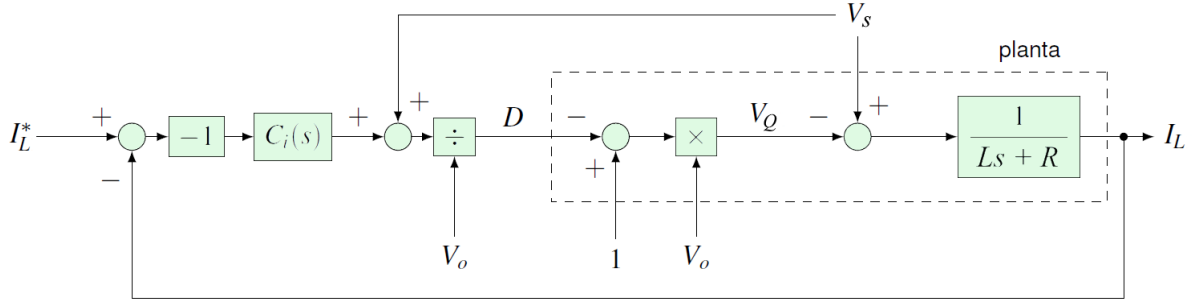
$$L \frac{di_L(t)}{dt} + Ri_L(t) = v_s(t) - v_q(t), \quad (2.17)$$

em que $v_s(t)$ representa a tensão de entrada e $v_q(t)$ a tensão média na chave S_2 .

Considerando o modelo médio do conversor *boost*, tem-se que $v_q(t) = [1 - d(t)] v_o(t)$, sendo $d(t)$ o ciclo de trabalho. Substituindo essa relação em (2.17) e aplicando a Transfor-

mada de Laplace, obtém-se o modelo necessário para a construção do diagrama de blocos em malha fechada do controle de corrente apresentado na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Controle em malha fechada da corrente no indutor do conversor *boost*.



Fonte: elaborado pelo autor.

Semelhante ao que acontece para o conversor *buck*, o sinal de controle é normalizado pela tensão de saída V_o , garantindo que o ciclo de trabalho permaneça no intervalo $0 \leq d(t) \leq 1$. Contudo, no conversor *boost* as tensões v_o e v_Q relacionam-se por $(1 - d)$, o que leva ao distúrbio $+1$ na planta. Devido a essa característica, o erro de corrente é multiplicado por -1 , para que as variações na razão cíclica comportem-se de forma adequada. Por fim, utiliza-se a medição da tensão na fonte como um sinal de *feed-forward*, a fim de reduzir transitórios na inicialização do sistema de controle.

Devido à natureza contínua da corrente no indutor, adota-se novamente um controlador do tipo proporcional-integral (PI), conforme definido em (2.3). Considerando a tensão de saída como um distúrbio, a função de transferência de malha aberta apresenta forma semelhante à obtida para o conversor *buck*.

Adotando-se o método de cancelamento do polo da planta com o zero do controlador, obtém-se uma dinâmica de primeira ordem. Dessa forma, a função de transferência em malha fechada pode ser escrita como:

$$\frac{I_L(s)}{I_L^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{sL}{k_{pi}}}. \quad (2.18)$$

Consequentemente, os ganhos do controlador são obtidos de maneira idêntica ao caso do conversor *buck*:

$$k_{pi} = \frac{L}{\tau}, \quad (2.19)$$

$$k_{ii} = \frac{R}{\tau}. \quad (2.20)$$

A escolha da constante de tempo τ segue os mesmos critérios já discutidos anteriormente.

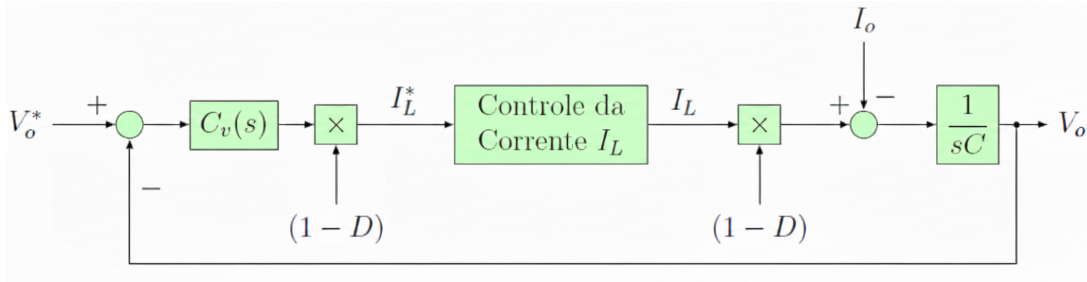
2.2.2 Controle de Tensão do Conversor *Boost*

Para o controle da tensão de saída, considera-se a dinâmica do capacitor. No conversor *boost*, a corrente no capacitor é dada por:

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} = [1 - d(t)] i_L(t) - i_o(t). \quad (2.21)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (2.21), obtém-se o modelo no domínio da frequência. O diagrama de blocos do controle de tensão em malha fechada é apresentado na Figura 2.6.

Figura 2.6 – Controle em malha fechada da tensão de saída do conversor *boost*.



Fonte: elaborado pelo autor.

A estrutura de controle em cascata, com malha interna de corrente e malha externa de tensão, é mantida, conforme discutido para o conversor *buck*. Assumindo que a malha de corrente é significativamente mais rápida, esta pode ser aproximada por um ganho unitário. Para que essa aproximação seja válida, a malha de corrente deve apresentar uma resposta muito mais rápida que a malha de tensão, além de ser estável, bem amortecida e possuir erro de rastreamento desprezível, garantindo que a corrente acompanhe praticamente de forma instantânea sua referência e simplificando, assim, o projeto da malha externa de controle de tensão.

Dessa forma, como no controle de corrente, considerando o cancelamento do termo associado ao ciclo de trabalho $(1 - D)$ e assumindo a simplificação do bloco “Controle da Corrente I_L ” como um ganho unitário, a função de transferência em malha fechada do sistema apresentado na Figura 2.6 pode ser escrita como:

$$\frac{V_o(s)}{V_o^*(s)} = \left(\frac{k_{pv}}{C} \right) \frac{s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}}}{s^2 + \left(\frac{k_{pv}}{C} \right) s + \frac{k_{iv}}{C}}, \quad (2.22)$$

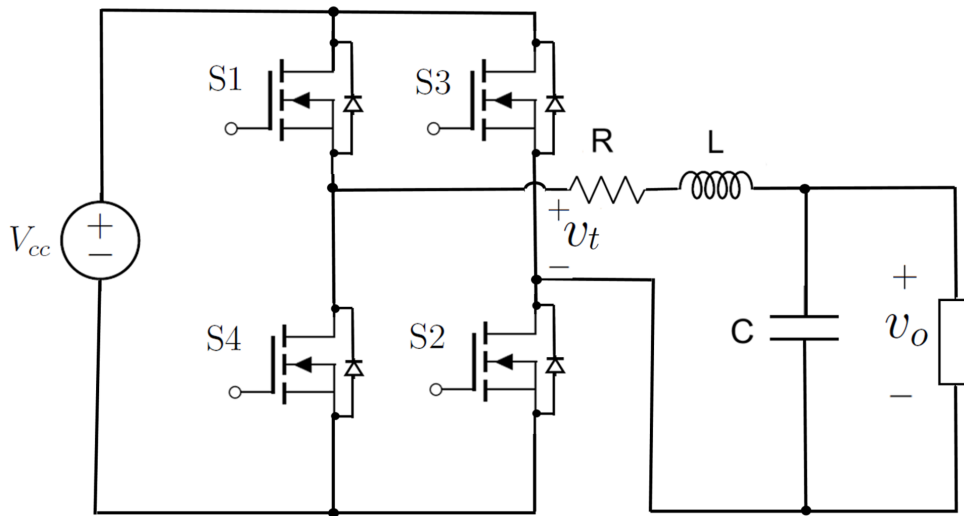
em que k_{pv} e k_{iv} são os ganhos proporcional e integral do controlador PI $C_v(s)$.

A escolha dos parâmetros k_{pv} , k_{iv} , ξ e ω_n segue os mesmos critérios estabelecidos anteriormente no conversor *buck*, garantindo que a malha de tensão seja mais lenta que a malha de corrente.

2.3 INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA

Na Figura 2.7 é apresentado o circuito do inversor monofásico de ponte completa, composto por quatro MOSFET com diodos em antiparalelo (S_1 , S_2 , S_3 e S_4). O conversor contém dois braços com dois interruptores em série cada um. Entre os pontos médios dos braços, conecta-se um filtro LC com a carga.

Figura 2.7 – Circuito do inversor monofásico em ponte completa.



Fonte: elaborado pelo autor.

A topologia em ponte completa permite sintetizar três níveis de tensão na carga: $+V_{cc}$, $-V_{cc}$ e 0 V, conforme os estados de condução dos interruptores. É importante ressaltar que o par de interruptores S_1 e S_4 e o par S_2 e S_3 , chamados de braços, devem ser acionados de forma complementar, ou seja, quando um interruptor conduz, o outro bloqueia a passagem de corrente. Dessa forma, evita-se um curto-circuito na fonte V_{cc} . Na Tabela 2.1 são listados os estados de condução possíveis, respeitando a complementariedade dos braços.

Tabela 2.1 – Estados de condução e tensão de saída do inversor ponte completa.

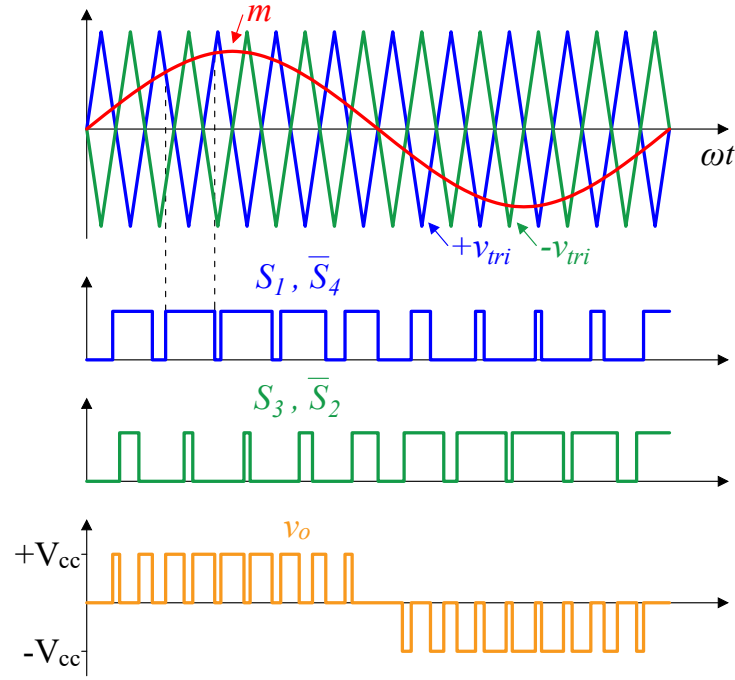
S_1	S_2	S_3	S_4	v_o
1	1	0	0	$+V_{cc}$
0	0	1	1	$-V_{cc}$
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0

Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 2.8 são mostradas as formas de onda da modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*, PWM) senoidal unipolar [Hart, 2011]. Uma das formas de executar a PWM unipolar, é pela comparação entre duas portadoras triangulares e

uma referência senoidal m . Sempre que m for maior que $+v_{tri}$, o interruptor S_1 é fechado e S_4 é aberto. No outro braço, sempre que m for menor que a triangular $-v_{tri}$, o interruptor S_3 conduz e S_2 bloqueia. Dessa forma, a tensão sintetizada pode ser observada no último gráfico, sendo dada pela diferença entre as tensões nos braços.

Figura 2.8 – Formas de onda das portadoras triangulares e da referência senoidal usadas na estratégia PWM unipolar.



Fonte: notas de aula da disciplina de Eletrônica de Potência, prof. Andei de O. Almeida.

Considerando a forma de onda da tensão de saída e desprezando as componentes harmônicas de chaveamento, a tensão média instantânea na saída do inversor em ponte completa é descrita como:

$$v_t(t) = V_{cc}m(t), \quad (2.23)$$

em que $m(t)$ é o índice de modulação, limitado ao intervalo $-1 \leq m(t) \leq 1$.

2.3.1 Controle de Corrente do Inversor Monofásico

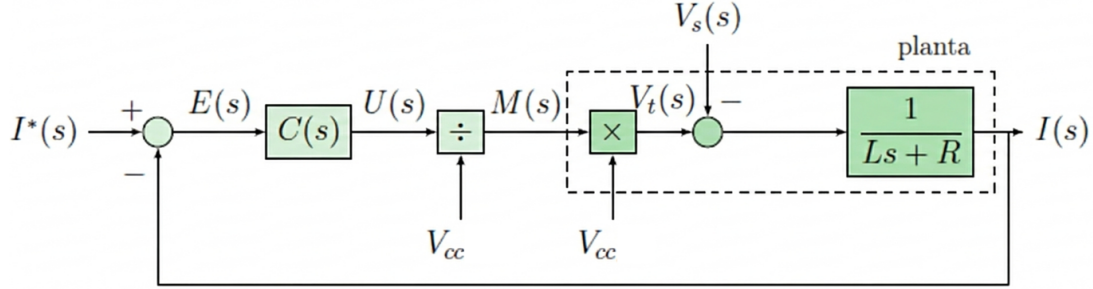
Tendo em mente o circuito da Figura 2.7, a dinâmica da corrente no lado CA é descrita por:

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = v_t(t) - v_o(t), \quad (2.24)$$

em que $v_t(t)$ é a tensão sintetizada pelo inversor e $v_o(t)$ representa a tensão da carga ou da rede.

Aplicando a Transformada de Laplace em (2.24) e considerando o modelo descrito por (2.23), obtém-se o modelo da planta no domínio da frequência, que permite definir o diagrama de blocos do sistema em malha fechada apresentado na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Diagrama de blocos do controle da corrente do inversor em ponte completa.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para anular os erros de amplitude e fase em regime permanente no rastreamento de sinais senoidais, são utilizados controladores tipo Proporcional-Ressonante (PR). Diferentemente do controlador PI, que apresenta alto ganho apenas em baixas frequências, o controlador PR introduz um ganho alto na frequência central ω_0 escolhida, permitindo o rastreamento de referências senoidais.

A fim de reduzir a sensibilidade à frequência do controlador PR puro, nesse trabalho foi utilizado um controlador *quasi*-PR, cuja função de transferência é dada por [Ye et al., 2016]:

$$G_i(s) = k_p + \frac{k_r \omega_b s}{s^2 + \omega_b s + \omega_0^2}, \quad (2.25)$$

em que:

- k_p é o ganho proporcional;
- k_r é o ganho ressonante;
- ω_0 é a frequência central ou de ressonância;
- ω_b é a largura de banda.

No controlador *quasi*-PR, o termo proporcional contribui para a estabilidade e melhora a resposta transitória, enquanto o termo ressonante garante elevado ganho em torno de ω_0 , reduzindo o erro em regime permanente. O procedimento utilizado para projeto do controlador *quasi*-PR da malha de corrente segue os seguintes passos [Teodorescu et al., 2011]:

1. Defini-se a frequência fundamental:

$$\omega_0 = 2\pi f_0. \quad (2.26)$$

2. Escolhe-se a largura de banda:

$$\omega_b \ll \omega_0. \quad (2.27)$$

3. Determina-se o ganho proporcional k_p de forma a garantir a dinâmica desejada da malha de corrente.
4. Ajusta-se o ganho ressonante k_r de modo a obter elevado ganho na frequência ω_0 , garantindo erro nulo em regime permanente.

A saída do controlador corresponde à tensão de referência v_t^* , que deve ser normalizada em relação à tensão V_{cc} , a fim de determinar o índice de modulação m usado na PWM.

2.3.2 Modelagem do Comportamento Dinâmico da Tensão de Saída

Considerando um capacitor C em paralelo com a carga resistiva R , conforme é mostrado na Figura 2.7, a corrente fornecida pelo indutor do filtro, $i(t)$, se divide entre a corrente no capacitor e na carga. Dessa forma, pode-se escrever:

$$i(t) = i_C(t) + i_R(t). \quad (2.28)$$

A corrente no capacitor é dada por:

$$i_C(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt}. \quad (2.29)$$

Enquanto a corrente na carga resistiva é:

$$i_R(t) = \frac{v_o(t)}{R}. \quad (2.30)$$

Substituindo (2.29) e (2.30) em (2.28), obtém-se a dinâmica da tensão de saída:

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{R} = i(t). \quad (2.31)$$

Aplicando a Transformada de Laplace (condições iniciais nulas), resulta:

$$CsV_o(s) + \frac{1}{R}V_o(s) = I(s). \quad (2.32)$$

Reorganizando:

$$V_o(s) \left(Cs + \frac{1}{R} \right) = I(s). \quad (2.33)$$

Assim, a função de transferência da planta da malha de tensão é dada por:

$$G_p(s) = \frac{V_o(s)}{I(s)} = \frac{R}{1 + RCs}. \quad (2.34)$$

2.3.3 Projeto do Controlador *quasi*-PR da Malha de Tensão

O procedimento utilizado para o projeto do controlador *quasi*-PR da malha de tensão segue os seguintes passos [Teodorescu et al., 2006, Yepes et al., 2011]:

1. Escolhe-se uma dinâmica mais lenta que a malha de corrente, garantindo separação de escalas de tempo.
2. Definem-se os ganhos K_p e K_r do controlador, a fim de garantir estabilidade e bom rastreamento da referência senoidal.
3. O parâmetro de largura de banda do termo ressonante ω_b é ajustado de forma a garantir compromisso entre seletividade e robustez frente a variações da frequência fundamental.

O controlador *quasi*-PR é dado por:

$$G_v(s) = K_p + \frac{K_r \omega_b s}{s^2 + \omega_b s + \omega_0^2}. \quad (2.35)$$

A partir da planta dada em (2.34), observa-se que o sistema apresenta comportamento de primeira ordem com constante de tempo:

$$\tau = RC. \quad (2.36)$$

Define-se a frequência de cruzamento (ω_{cv}) da malha de tensão, sendo esta escolhida como uma fração da frequência de cruzamento da malha de corrente, de forma a garantir a separação de dinâmicas.

Para a determinação do ganho proporcional, considera-se a magnitude da planta em ω_{cv} :

$$|G_p(j\omega_{cv})| = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega_{cv}RC)^2}}. \quad (2.37)$$

Impondo condição de cruzamento de ganho unitário, obtém-se:

$$K_p \cdot |G_p(j\omega_{cv})| \approx 1. \quad (2.38)$$

Logo, o ganho proporcional pode ser aproximado por:

$$K_p \approx \frac{1}{|G_p(j\omega_{cv})|}, \quad (2.39)$$

ou explicitamente:

$$K_p \approx \frac{\sqrt{1 + (\omega_{cv}RC)^2}}{R}. \quad (2.40)$$

Conforme discutido por [Teodorescu et al., 2006], o aumento da largura de banda no termo ressonante permite aumentar a robustez do controlador frente a variações da frequência da rede elétrica, ao custo de redução do pico de ganho na frequência de ressonância. De forma complementar, [Yepes et al., 2011] demonstram, por meio de análise da função sensibilidade e diagramas de Nyquist, que o aumento de ω_b amplia a faixa de atuação do controlador, melhorando a tolerância a desvios da frequência fundamental.

A escolha de ω_b pode ser realizada com base na variação $\Delta\omega$ esperada da frequência da rede elétrica ω_0 . A largura de banda do controlador deve ser suficiente para abranger essas variações, garantindo desempenho adequado do rastreamento senoidal. Assim, uma regra prática derivada da análise de sensibilidade apresentada por Yepes et al. [2011] é dada por:

$$\omega_b = (4 \sim 10)\Delta\omega \quad (2.41)$$

O ganho ressonante K_r não possui uma expressão analítica única no projeto clássico de controladores *quasi*-PR, sendo ajustado de forma independente do ganho proporcional K_p . O termo ressonante é responsável por garantir erro nulo em regime permanente na frequência fundamental, enquanto sua magnitude influencia diretamente a rejeição de distúrbios e o desempenho harmônico do sistema.

Uma forma prática de sintonia consiste em relacionar K_r ao ganho proporcional por meio de um fator de ajuste:

$$K_r = \beta K_p, \quad (2.42)$$

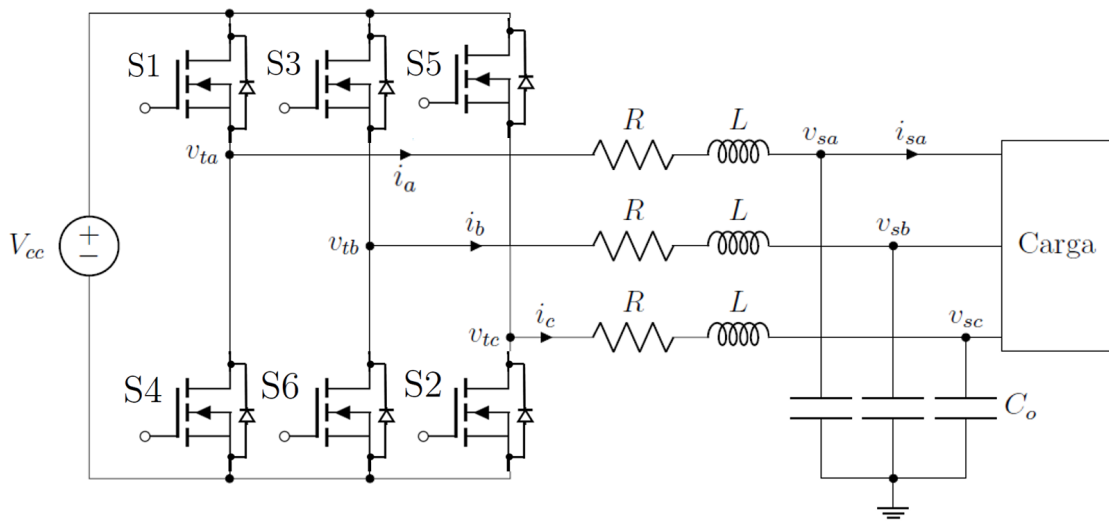
em que β é determinado empiricamente com base em simulações e requisitos de desempenho dinâmico, tipicamente variando entre 5 e 50 em aplicações de conversores estáticos conectados à rede.

Alternativamente, K_r pode ser ajustado iterativamente até que se obtenha erro nulo em regime permanente e níveis aceitáveis de distorção harmônica, respeitando as margens de estabilidade do sistema. Esse procedimento está alinhado com as metodologias de projeto baseadas em análise de frequência apresentadas em [Teodorescu et al., 2006] e [Yepes et al., 2011].

2.4 INVERSOR TRIFÁSICO EM PONTE COMPLETA

Na Figura 2.10 é ilustrado o circuito de um inversor trifásico em ponte completa, que contém três braços com dois interruptores MOSFET com diodos em antiparalelo. O ponto médio de cada braço é o terminal de saída de uma fase do inversor. Para alimentação da carga, utiliza-se um filtro LC.

Figura 2.10 – Circuito do inversor trifásico em ponte completa.



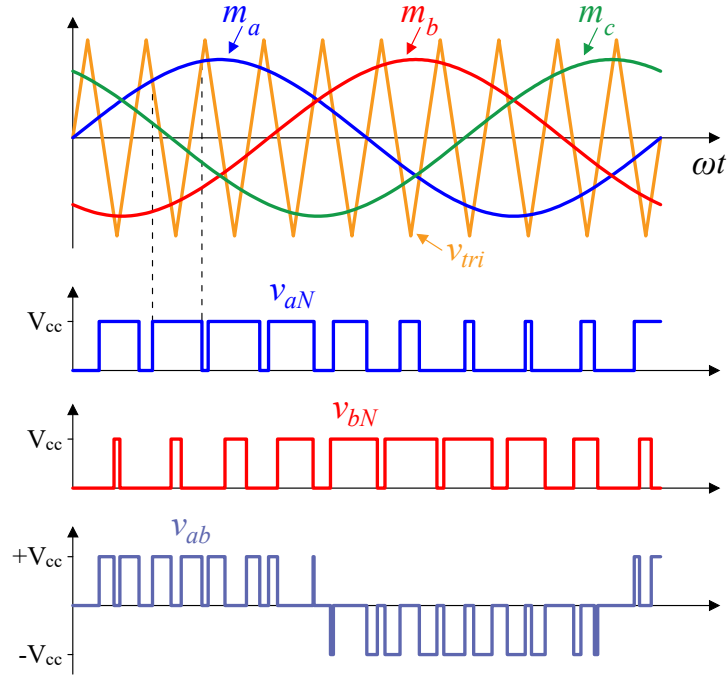
Fonte: elaborado pelo autor.

A utilização de técnicas avançadas de modulação, como a PWM senoidal trifásica ou a modulação por vetor espacial (do inglês, *space vector modulation*, SVM), possibilita ao inversor sintetizar tensões com baixo conteúdo harmônico e melhor aproveitamento da tensão do barramento [Holtz, 2002]. Contudo, nesse trabalho será utilizada a técnica PWM senoidal trifásica, devido a sua simplicidade de implementação no microcontrolador, como será evidenciado no capítulo subsequente.

O acionamento por PWM pode ser realizado utilizando uma portadora triangular com frequência elevada em relação a frequência dos sinais de referência e três referências senoidais, defasadas 120° entre si. A comparação entre cada uma das senoidais e a triangular, é usada para acionar o par de interruptores de seu respectivo braço. Na Figura 2.11 são ilustradas as formas de onda da portadora triangular v_{tri} , dos índices de modulação m_{abc} , das tensões terminais das fases a e b em relação ao polo negativo N da fonte CC, e a tensão de linha v_{ab} .

Em cargas indutivas, quanto maiores são os valores de indutância e da frequência de chaveamento, mais facilmente as componentes harmônicas das correntes filtradas. Utilizando uma frequência de chaveamento suficientemente alta, as correntes trifásicas tendem a um formato senoidal, com baixa presença de componentes harmônicas de chaveamento,

Figura 2.11 – Formas de onda da PWM senoidal trifásica.



Fonte: notas de aula da disciplina de Eletrônica de Potência, prof. Andrei de O. Almeida.

resultando em menor ondulação de conjugado em máquinas elétricas, redução de perdas e maior eficiência global do sistema. Além disso, essa topologia permite operação em quatro quadrantes, possibilitando a regeneração de energia em aplicações como frenagem elétrica [Bose, 2010].

2.4.1 Controle das Correntes Trifásicas

No controle de inversores trifásicos é possível transformar um conjunto de variáveis trifásicas em dois sinais contínuos no sistema de coordenadas síncronas (do inglês, *synchronous reference frame*, SRF). Essa abordagem permite a utilização de controladores PI, já que as referências usadas serão valores constantes em regime permanente. Nesse trabalho, no lugar dos controladores ressonantes usados para o inversor monofásico, essa técnica foi adotada a fim de demonstrar a versatilidade do kit didático proposto.

Considerando inicialmente que as tensões na carga do circuito mostrado na Figura 2.10 são balanceadas e com frequência e amplitude constantes, a dinâmica das correntes trifásicas pode ser descrita por:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = v_{ta} - v_{sa} \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = v_{tb} - v_{sb} \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = v_{tc} - v_{sc} \end{cases}, \quad (2.43)$$

onde v_{ta}, v_{tb}, v_{tc} são as tensões sintetizadas pelo inversor, v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} são as tensões na carga, R e L são a resistência e indutância do indutor.

O sistema trifásico descrito por (2.43) pode ser transformado para coordenadas dq , ou novamente para abc , usando as seguintes transformações:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (2.44)$$

e

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}, \quad (2.45)$$

em que as variáveis x representam as tensões e correntes de forma genérica e θ é o ângulo de referência do SRF, que no caso do conversor formador de rede deve ser sintetizado conforme a frequência desejada. A componente de sequência zero foi desprezada, uma vez que os sistemas investigados serão equilibrados.

Aplicando a transformação abc/dq em (2.43), obtém-se o modelo dinâmico no referencial síncrono:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + Ri_d = v_{td} - v_{sd} \\ L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + Ri_q = v_{tq} - v_{sq} \end{cases}. \quad (2.46)$$

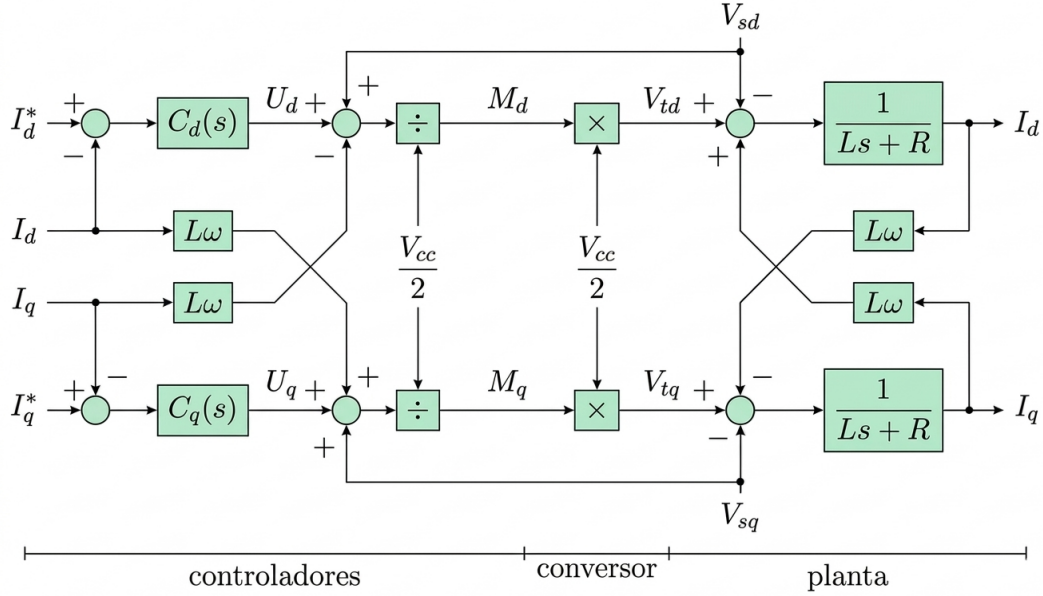
É possível observar em (2.46) que as equações apresentam termos de acoplamento cruzado, $-\omega Li_q$ e ωLi_d , indicando que as dinâmicas dos eixos d e q não são independentes. Para simplificar o projeto do controlador, realiza-se o desacoplamento das equações por meio da definição de novas variáveis de controle u_d e u_q :

$$\begin{cases} v_{td} = u_d + \omega Li_q + v_{sd} \\ v_{tq} = u_q - \omega Li_d + v_{sq} \end{cases}. \quad (2.47)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (2.46) e (2.47), é possível definir os diagrama de blocos mostrado na Figura 2.12. Na parte dos controladores, é possível observar o desacoplamento cruzado e uma realimentação *feed-forward* com a medição da tensão na carga v_{sd} e v_{sq} [Yazdani and Iravani, 2010]. Além disso, as tensões terminais de referência são divididas por $V_{cc}/2$, a fim de normalizar os índices de modulação entre -1 e 1.

Considerando que o desacoplamento, a realimentação *feed-forward* e a normalização são canceladas pela característica da planta, para fins de projeto dos controladores, pode-se definir duas plantas desacopladas para os eixos d e q :

Figura 2.12 – Diagrama de blocos do controle das correntes do VSI trifásico com desacoplamento das malhas dq.



Fonte: elaborado pelo autor.

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = u_d \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = u_q \end{cases} \quad (2.48)$$

Utilizando controladores PI, a função de transferência de ramo direto é descrita como:

$$\frac{I_{dq}}{I_{dq}^* - I_{dq}} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \left(\frac{1}{Ls + R} \right). \quad (2.49)$$

Uma possível estratégia para projetar os ganhos do controlador consiste em cancelar o polo da planta com o zero do controlador ($k_i/k_p = R/L$), resultando na escolha dos ganhos como:

$$\begin{cases} k_p = \frac{L}{\tau} \\ k_i = \frac{R}{\tau} \end{cases}, \quad (2.50)$$

onde τ é a constante de tempo desejada para o sistema em malha fechada. Tipicamente, τ é escolhido pequeno suficiente para garantir uma resposta rápida, mantendo estabilidade e filtragem adequada.

2.4.2 Controle das Tensões Trifásicas

Para o controle das tensões trifásicas na carga, que são as próprias tensões nos capacitores, utilizam-se malhas externas de controle no referencial dq, responsáveis por

gerar as referências de corrente. A dinâmica das tensões nos capacitores pode ser obtida considerando que a corrente no capacitor é a diferença entre as correntes no indutor e na carga, da seguinte forma:

$$\begin{cases} C_o \frac{dv_{sa}}{dt} = i_a - i_{sa} \\ C_o \frac{dv_{sb}}{dt} = i_b - i_{sb} \\ C_o \frac{dv_{sc}}{dt} = i_c - i_{sc} \end{cases}, \quad (2.51)$$

onde $v_{s,abc}$ são as tensões nos capacitores, i_{abc} são as correntes nos indutores e $i_{s,abc}$ são as correntes na carga. Aplicando diretamente a transformação abc/dq , obtém-se o modelo no referencial síncrono:

$$\begin{cases} C_o \frac{v_{sd}}{dt} = i_d - i_{sd} + C_o \omega v_{sq} \\ C_o \frac{v_{sq}}{dt} = i_q - i_{sq} - C_o \omega v_{sd} \end{cases}. \quad (2.52)$$

Observa-se que as equações em (2.52) apresentam termos de acoplamento cruzado, $C_o \omega v_{sq}$ e $-C_o \omega v_{sd}$, indicando que as dinâmicas dos eixos d e q são acopladas. Para simplificar o projeto do controlador, realiza-se o desacoplamento das equações de forma semelhante ao que foi feito na malha de controle das correntes, permitindo o controle independente de cada eixo. Utilizando a malha interna de corrente previamente projetada, o sistema completo pode ser representado por um diagrama de blocos equivalente com desacoplamento entre os eixos d e q , conforme mostrado na Figura 2.13.

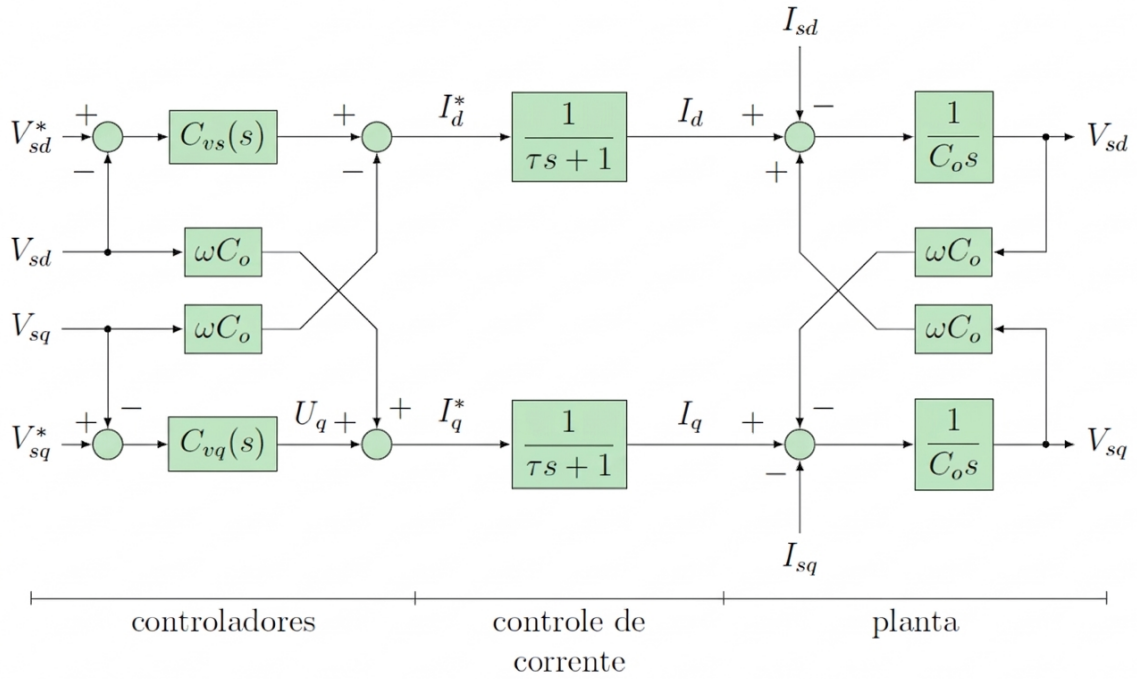
No diagrama de blocos apresentado na Figura 2.13, observa-se que a estratégia de desacoplamento implementada no sistema de controle compensa os termos de acoplamento presentes na planta. Como resultado, as dinâmicas dos eixos d e q tornam-se independentes, permitindo a definição de duas malhas de controle desacopladas para as tensões v_d e v_q . Considerando ainda, que a malha de corrente é significativamente mais rápida que a malha de tensão, sua dinâmica pode ser aproximada por um ganho unitário. Dessa forma, a função de transferência de ramo direto para o controle das tensões v_{sd} e v_{sq} pode ser escrita como:

$$\frac{V_{s,dq}}{V_{s,dq}^* - V_{s,dq}} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \left(\frac{1}{C_o s} \right). \quad (2.53)$$

Já a função de transferência em malha fechada do sistema pode ser escrita como:

$$\frac{V_{dq}}{V_{dq}^*} = \frac{\left(\frac{K_p}{C_o} \right) s + \left(\frac{K_i}{C_o} \right)}{s^2 + \left(\frac{K_p}{C_o} \right) s + \left(\frac{K_i}{C_o} \right)}. \quad (2.54)$$

Figura 2.13 – Diagrama de blocos simplificado das malhas de controle das tensões dq do VSI trifásico com desacoplamento das malhas dq.



Fonte: elaborado pelo autor.

Comparando o denominador de (2.54) com o da forma canônica de um sistema de segunda ordem [Ogata, 2010], os ganhos do controlador podem ser definidos como:

$$\begin{cases} k_p = 2\xi\omega_n C_o \\ k_i = \omega_n^2 C_o \end{cases}, \quad (2.55)$$

onde ω_n é a frequência natural não amortecida e ξ é o coeficiente de amortecimento, que devem ser escolhidos pelo projetista.

2.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

As estratégias de controle apresentadas nesse capítulo, para os quatro conversores analisados, seguem a mesma filosofia: uma malha interna para as correntes nos indutores e uma malha externa para as tensões nos capacitores, ou tensões na carga. Para que essa estratégia funcione corretamente, é necessário que a malha interna do controle de corrente seja muito mais rápida que a malha externa do controle de tensão. Além disso, as particularidades de cada conversor, fazem necessárias algumas mudanças no controle de cada topologia analisada.

Por fim, é importante chamar atenção para duas considerações práticas: a primeira é a saturação das referências de corrente para proteger o sistema, uma vez que elas são geradas pelos controladores de tensão; a segunda é a filtragem das medições para evitar

que ruídos sejam processados pelos sistemas de controle projetados, o que pode ser feito utilizando um filtro passa-baixas no próprio diagrama de blocos do PLECS.

3 METODOLOGIA DE DESENVOLVIMENTO DO KIT DIDÁTICO

A consolidação dos conceitos abordados na eletrônica de potência exige, além da fundamentação teórica, a experimentação prática em ambientes controlados e seguros. Kits didáticos permitem a visualização direta dos fenômenos associados à conversão de energia, tais como comutação de dispositivos semicondutores, filtragem passiva, modulação por largura de pulso e programação de estratégias de controle em microcontroladores.

Com esse objetivo, este capítulo apresenta o desenvolvimento dos componentes físicos do kit didático projetado para o estudo experimental de conversores CC-CC e CC-CA, abrangendo topologias monofásicas e trifásicas. Além dos detalhes envolvendo a parte física do kit didático, nesse capítulo também serão apresentados detalhes sobre a implementação das estratégias de controle no DSP, utilizando linguagem de blocos no programa PLECS.

Nas Figuras 3.1a e 3.1b são mostrados os módulos passivo e ativo, respectivamente, do kit didático desenvolvido. Os módulos foram confeccionados em caixas de madeira e acrílico. Com o objetivo de proteger os componentes e facilitar a identificação visual, foi desenvolvida uma tampa individual para cada módulo, confeccionada em acrílico leitoso. Foram instaladas terminações para cabos tipo banana e interruptores para as conexões entre os dois módulos. No módulo ativo, foi confeccionada uma proteção sobreposta com acrílico transparente. As tampas foram projetadas no AutoCAD e usinadas em máquina CNC.

3.1 MÓDULO PASSIVO

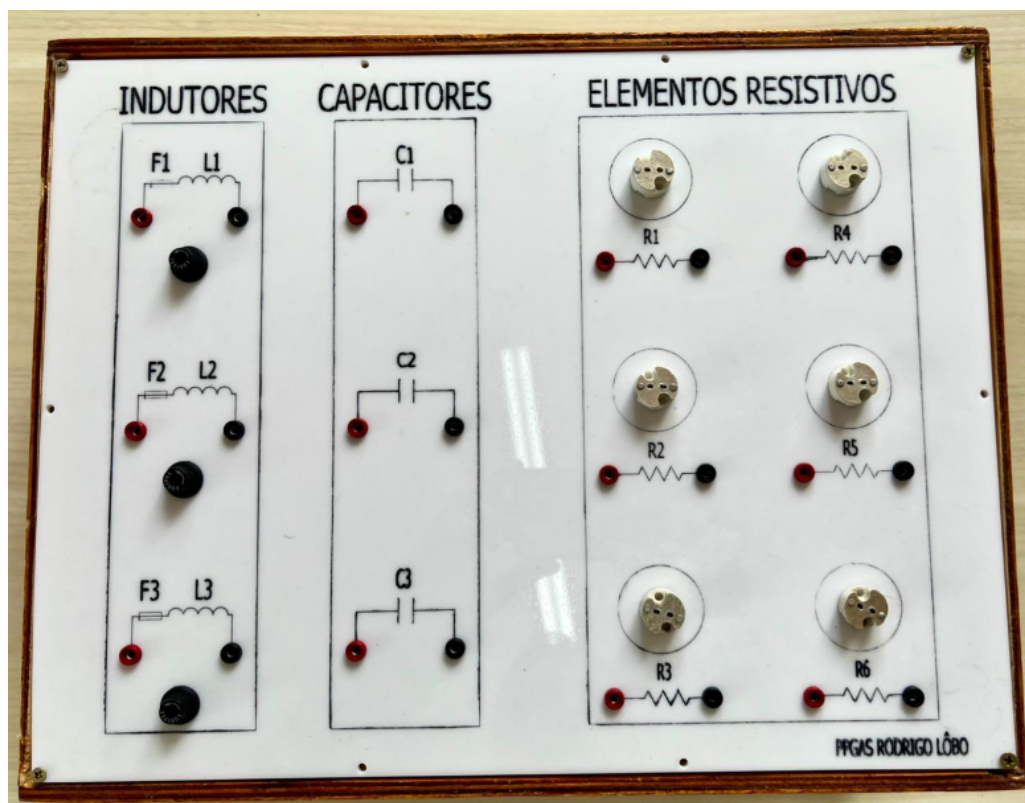
O módulo passivo do kit didático, mostrado na Figura 3.1a, é composto por três indutores e três capacitores, usados como filtros passivos, e seis lâmpadas halógenas dicróicas, usadas como carga resistiva. Esse módulo foi projetado de forma independente, permitindo sua utilização tanto na parte ativa do kit desenvolvido neste trabalho, quanto em outras plataformas.

3.1.1 Construção dos Indutores

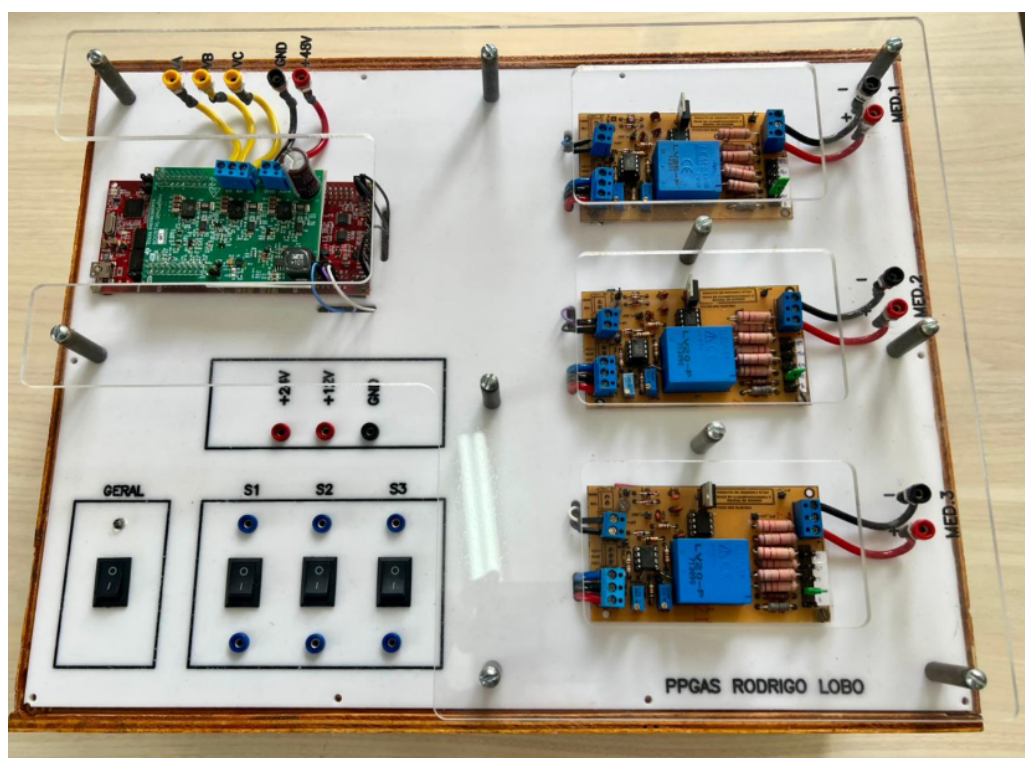
Foram construídos três indutores, projetados para operar como filtros de corrente. Cada indutor foi confeccionado com 115 espiras, utilizando fio de cobre esmaltado 26 AWG. Para cada indutor, foram utilizados aproximadamente 75 metros de fio. Os indutores foram projetados para trabalhar com uma corrente nominal de 5A. Antes do enrolamento, os condutores foram trançados em cinco partes, com o objetivo de melhorar

Figura 3.1 – Módulos (a) passivo e (b) ativo do kit didático.

(a)



(b)



Fonte: elaborado pelo autor.

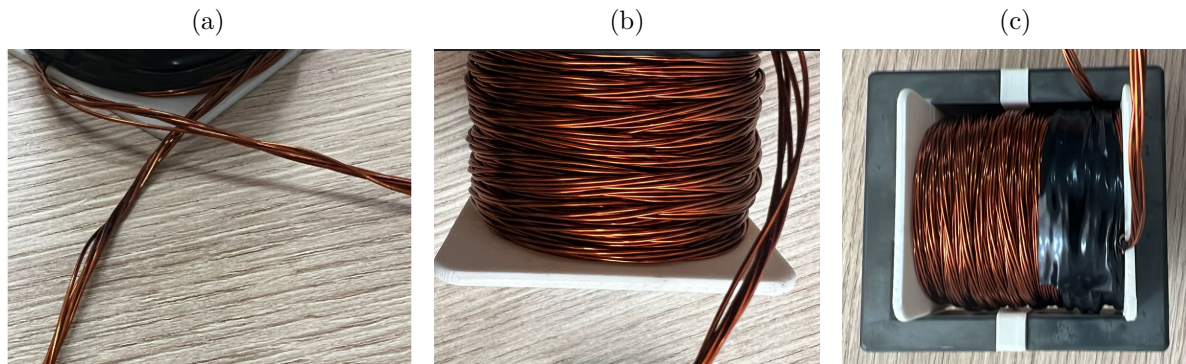
a distribuição de corrente, reduzir efeitos de proximidade e minimizar perdas associadas a correntes parasitas, totalizando cerca de 15 metros de condutor. Com as bobinas confeccionadas, foram utilizados núcleos de ferrite de acordo com os parâmetros mostrados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros efetivos do núcleo de ferrite

Descrição	Parâmetro	Valor	Unidade
Relutância geométrica do núcleo	$\Sigma l/A$	0,34	mm^{-1}
Comprimento efetivo do caminho magnético	L_e	120	mm
Área efetiva da seção transversal	A_e	354	mm^2
Volume efetivo do núcleo	V_e	42500	mm^3
Massa aproximada	m_n	109	g

Nas Figuras 3.2a, 3.2b e 3.2c são mostradas os resultados das três etapas do processo de confecção dos indutores: cabos trançados com cinco fios esmaltados, bobina enrolada em carretel e indutor com núcleo de ferrite final. Ao final do processo, as medições das indutâncias de cada indutor já adaptados ao kit didático foram respectivamente de 5,461 mH, 5,381 mH e 5,393 mH, e a resistência elétrica de cada indutor foram respectivamente de 0,586 Ω , 0,563 Ω e 0,572 Ω .

Figura 3.2 – Confeção dos indutores: (a) trançamento do cabo com cinco fios esmaltados; (b) bobinas enroladas em carretel; (c) indutores com núcleo de ferrite finais.



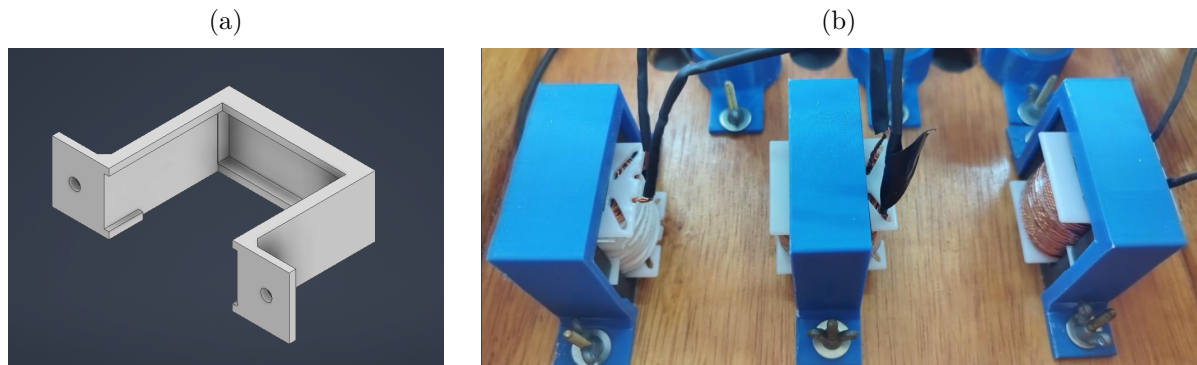
Fonte: elaborado pelo autor.

3.1.2 Projeto e Fabricação dos Suportes dos Indutores por Impressão 3D

Visando garantir fixação mecânica adequada, isolamento elétrico e organização do conjunto, foram projetados suportes específicos para os indutores, fabricados por meio de impressão 3D. Essa abordagem permitiu rápida prototipagem, baixo custo e personalização geométrica.

Os suportes foram modelados no programa de modelagem tridimensional *Autodesk Inventor*, considerando o diâmetro dos indutores, a necessidade de ventilação natural e os pontos de fixação à caixa de madeira do kit didático. As Figuras 3.3a e 3.3b apresentam, respectivamente, o modelo tridimensional e o suporte impresso já adaptado ao indutor e fixado no kit didático.

Figura 3.3 – Suporte dos indutores: (a) modelo 3D e (b) montagem no kit.

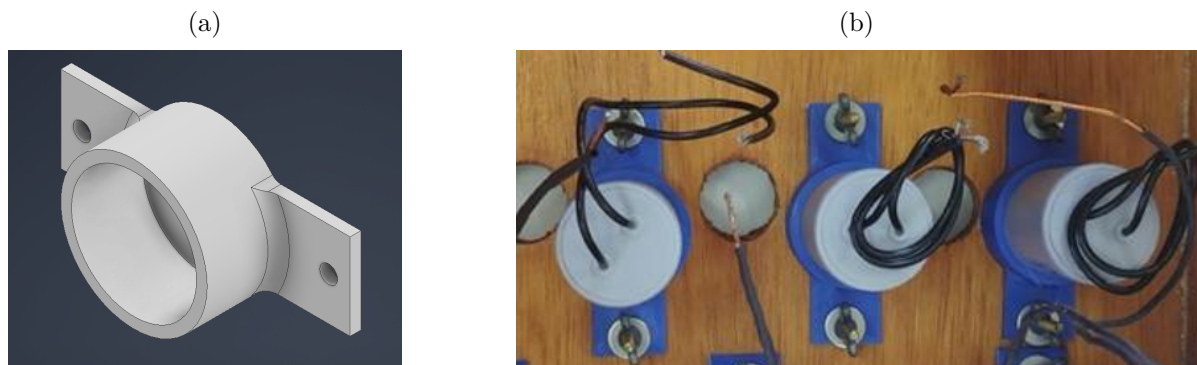


Fonte: elaborado pelo autor.

3.1.3 Capacitores, Suportes Impressos e Cargas Resistivas

O kit passivo também é composto por três capacitores despolarizados de $20\ \mu\text{F}$ e 250 V, selecionados para suportar as tensões presentes nos experimentos. Assim como os indutores, os capacitores foram montados em suportes impressos em 3D, garantindo isolamento elétrico e organização do conjunto. Nas Figuras 3.4a e 3.4b são mostrados, respectivamente, o projeto em 3D do suporte dos capacitores e os capacitores fixados no kit.

Figura 3.4 – Suporte dos capacitores: (a) modelo 3D e (b) montagem no kit.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para as cargas resistivas, foram utilizadas seis lâmpadas halógenas mini dicróicas, com potência nominal de 35 W e tensão de 12 V, permitindo visualização imediata de

variações de potência na saída do conversor. O modelo da lâmpada e do soquete utilizados são mostrados nas Figuras 3.5a e 3.5b.

Figura 3.5 – Cargas resistivas: (a) lâmpada dicróica e (b) soquete.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.2 MÓDULO ATIVO

A segunda parte do kit didático é responsável pela etapa ativa de conversão, controle e sensoriamento, sendo utilizado para a implementação prática de conversores CC–CC e CC–CA. Nessa parte se encontra a plataforma de conversão, que contém três braços em meia-ponte com MOSFETs GaN, um sensor de corrente por braço e um sensor de tensão no barramento CC. Diretamente acoplado à plataforma de conversão, encontra-se o DSP. Além disso, essa parte contém três sensores de tensão isolados, uma fonte de ± 15 V para alimentar os sensores e o DSP, e duas fontes CC, de 12 V e 24 V, conectadas a bornes tipo banana para alimentarem o barramento CC dos conversores implementados.

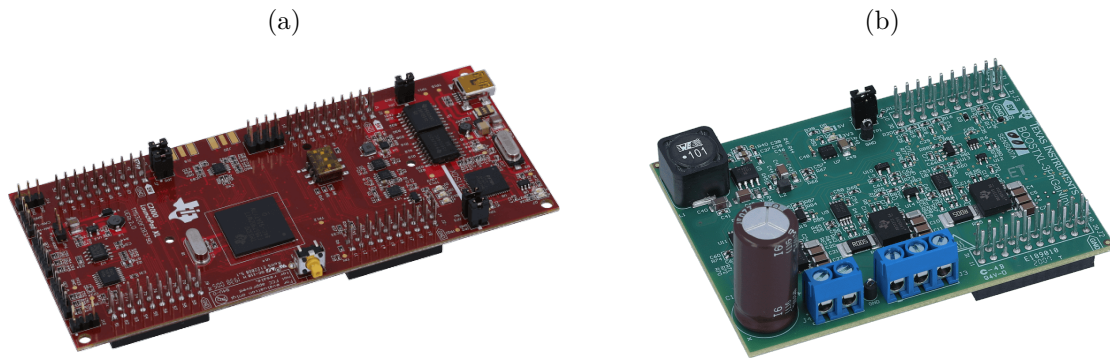
3.2.1 Conversor e DSP

O sistema de controle é baseado no DSP LAUNCHXL-F28379D, da Texas Instruments, acoplado ao módulo BOOSTXL-3PHGANINV, um inversor trifásico baseado em dispositivos GaN. Essa plataforma permite a implementação de estratégias avançadas de controle digital. Nas Figuras 3.6a e 3.6b são mostrados, respectivamente, o DSP LAUNCHXL-F28379D e o inversor trifásico BOOSTXL-3PHGANINV.

3.2.2 Sensores de Tensão

Para a medição das tensões das cargas ligadas aos conversores, foram projetadas três Placas de Circuito Impresso (PCI) baseadas no transdutor de tensão LV-20P, que são alimentadas por uma fonte chaveada simétrica de ± 15 V. Cada PCI tem como entrada as tensões das cargas e como saída os sinais condicionados entre 0 V e 3,3 V para leitura dos conversores analógicos/digitais (do inglês, *analogic/digital converter*, ADC) presentes no DSP. A PCI referente ao sensor de tensão com seus componentes soldados é mostrada

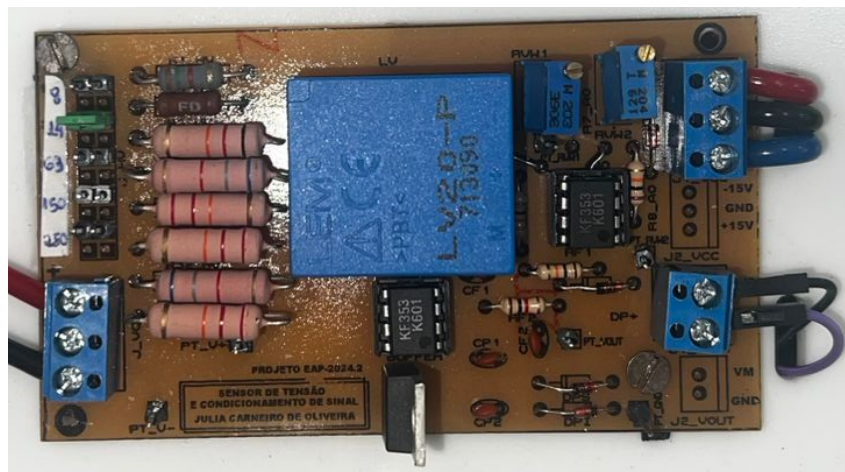
Figura 3.6 – Placas de circuito impresso do (a) DSP LAUNCHXL-F28379D e do (b) módulo conversor trifásico BOOSTXL-3PHGANINV.



Fonte: (a) <https://www.ti.com/tool/BOOSTXL-3PHGANINV>
 (b) <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>.

na Figura 3.7.

Figura 3.7 – Placa de Circuito Impresso do sensor de tensão.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 3.8 é mostrado um esquemático do circuito da PCI com sensor de tensão. Foram empregados 6 conjuntos de resistores com diferentes valores de resistência, que permitem a seleção de diferentes valores de tensão na entrada, para estabelecer um fundo de escala variável através de *jumpers*, que possibilitam um fundo de escala de 8V, 14V, 63V, 150V e 250V na etapa de medição. Essa configuração possibilita a adequação do nível de tensão do sinal ao estágio de condicionamento, garantindo compatibilidade com os limites do sistema de aquisição.

Na saída do transdutor LV-20P, foram utilizados três estágios com amplificador operacional LM358. O primeiro estágio, na configuração inversora, possui um potenciômetro usado para ajustar o ganho, a fim de ajustar a amplitude máxima do sinal medido

sem que haja distorção. No segundo estágio, na configuração inversora de um somador, o potenciômetro é usado para ajustar o *offset* do sinal, para que o eixo zero da tensão real corresponda ao eixo de 1,65 V na entrada do DSP, aproveitando a escala do ADC. Por fim, no terceiro estágio, é utilizado um seguidor unitário (*buffer*), na configuração não-inversora para evitar atenuação do sinal.

Na saída do *buffer*, utiliza-se um circuito de proteção com dois diodos. O diodo de baixo tem o anodo aterrado, de forma que uma tensão negativa o polariza diretamente, fixando na entrada do DSP a tensão de condução direta do diodo, de aproximadamente -0,7 V. Já o diodo de cima tem o catodo conectado ao potencial 3,3 V, obtido com o regulador de tensão UP7833, de forma que se a tensão ultrapassa 3,3 V, o diodo entra em condução limitando a tensão na entrada do DSP em aproximadamente 4 V. A variação de $\pm 0,7$ V que extrapola as tensões nominais do DSP, 0 e 3,3 V, são suportadas pelos ADC.

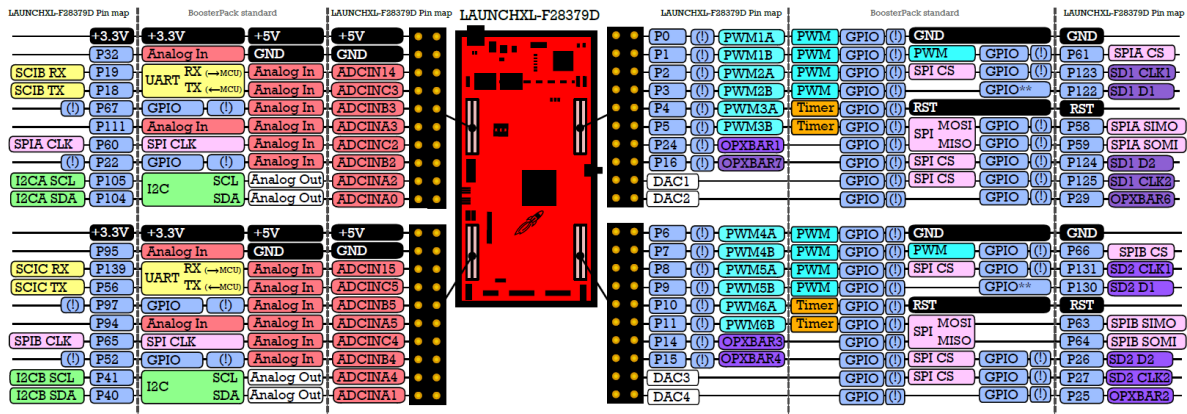
3.3 PROGRAMAÇÃO DO DSP NO PLECS

O PLECS (*Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation*) é um software de simulação desenvolvido pela Plexim GmbH voltado principalmente para a modelagem e controle de sistemas de eletrônica de potência. Além de realizar simulações digitais, o PLECS também permite programar microcontroladores das linhas C2000 e STM32. Além disso, pode ser usado para modelagem e controle da plataforma RTbox, que é um simulador em tempo real *hardware-in-the-loop* desenvolvido pela própria Plexim.

Para a implementação e validação de conversores estáticos é necessário a correta configuração das conexões entre os sensores, o DSP e os estágios de potência. A seguir, será descrito como realizar a montagem e configuração do sistema, conforme aplicado experimentalmente.

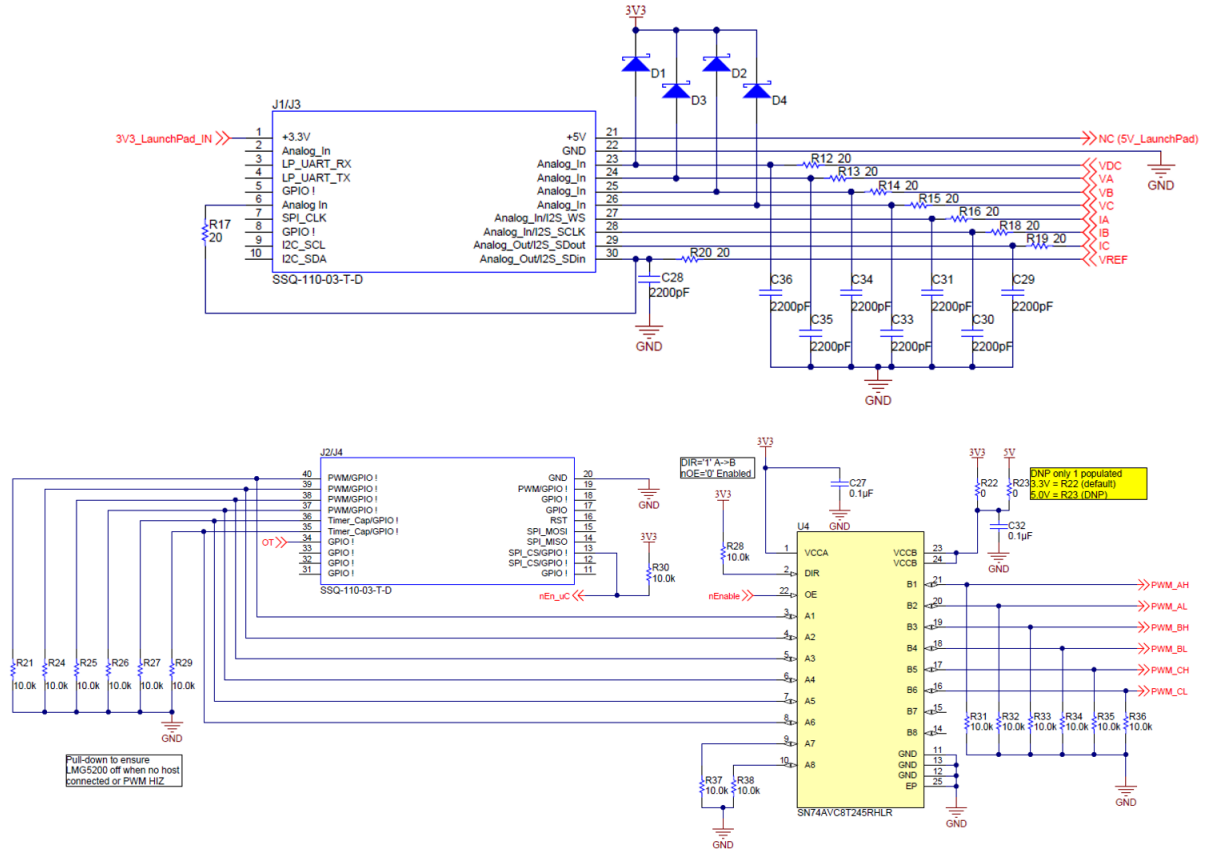
Na Figura 3.9 é mostrado o mapa de pinos do DSP LAUNCHXL-F28379D, enquanto na Figura 3.10 é mostrada uma parte do mapa de pinos do módulo trifásico BOOSTXL-3PhGaNInv, que é a parte essencial para comunicação com o DSP. Tendo em mente esses dois mapas, a seguir serão detalhados os procedimentos para programação da PWM para acionamento do módulo conversor trifásico e para leitura de sinais através dos ADC.

Figura 3.9 – Pinagem do DSP LAUNCHXL-F28379D.



Fonte: [Texas Instruments, 2026c]

Figura 3.10 – Pinagem do inversor trifásico BOOSTXL-3PHGANINV.



Fonte: [Texas Instruments, 2026c]

3.3.1 Implementação Prática do Bloco PWM no PLECS

Os pulsos de disparo sintetizados pela PWM são fornecidos aos pinos J4-40 (PWM1A), J4-38 (PWM2A) e J4-36 (PWM3A), correspondendo respectivamente às fases A, B e C do inversor trifásico. Cada braço do conversor pode ser acionado por uma saída PWM, que pode ter um sinal independente para cada interruptor ou sinais complementares com implementação de tempo morto. A segunda estratégia é usada nesse trabalho, portanto os canais PWM1B, PWM2B e PWM3B não são usados diretamente, pois são complementares aos sinais com terminação A.

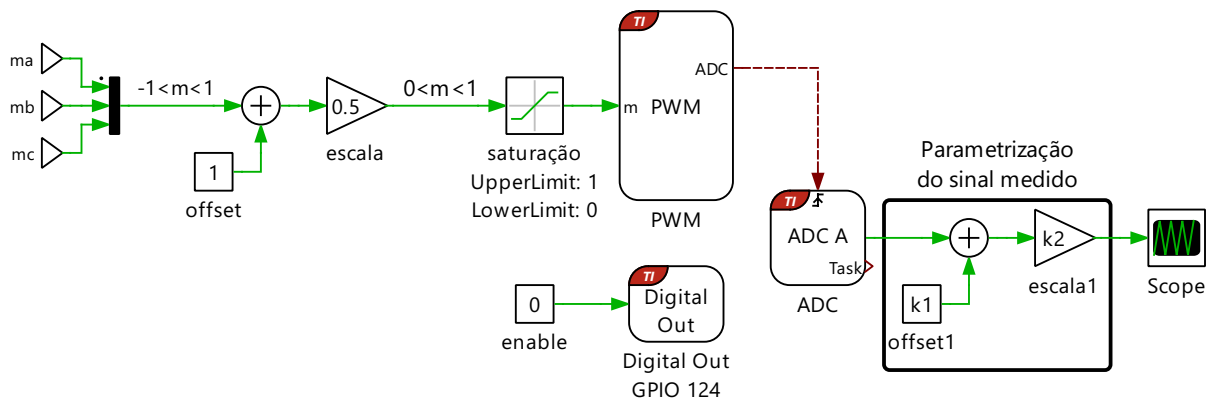
A configuração do bloco PWM depende diretamente da topologia do conversor em estudo. Para conversores CC-CC, como buck e boost, utiliza-se um único braço. Já para inversores monofásicos em ponte completa, são necessários dois braços, enquanto inversores trifásicos requerem a configuração de três braços.

Na Figura 3.11 é mostrado um exemplo com o bloco da PWM recebendo três sinais multiplexados. É importante ressaltar que a portadora triangular da PWM sempre fica compreendida entre 0 e 1. Portanto, os sinais originais normalizados entre -1 e 1, têm seu *offset* e sua amplitude corrigidas antes de serem fornecidos ao bloco PWM. Além disso,

são usados blocos de saturação para evitar que uma referência fora do limite entre 0 e 1 seja fornecida à PWM.

Um detalhe muito importante mostrado na Figura 3.11 é a conexão entre o bloco PWM e o ADC. Essa conexão permite sincronizar as amostragens com a mesma taxa para os dois blocos, ou seja, entrada e saída do DSP. Para ativar essa conexão externa, nas configurações da PWM, na aba *Events*, escolhe-se para o *ADC Trigger* a opção *Underflow and Overflow*. No bloco do ADC, na aba *Main*, escolhe-se como *Trigger Source* a opção *Show Trigger Port*. Na saída do bloco ADC, é necessário parametrizar a medição, para que sejam observados os valores originais da grandeza medida.

Figura 3.11 – Diagrama de blocos da PWM trifásica sincronizada com o ADC.



Fonte: elaborado pelo autor.

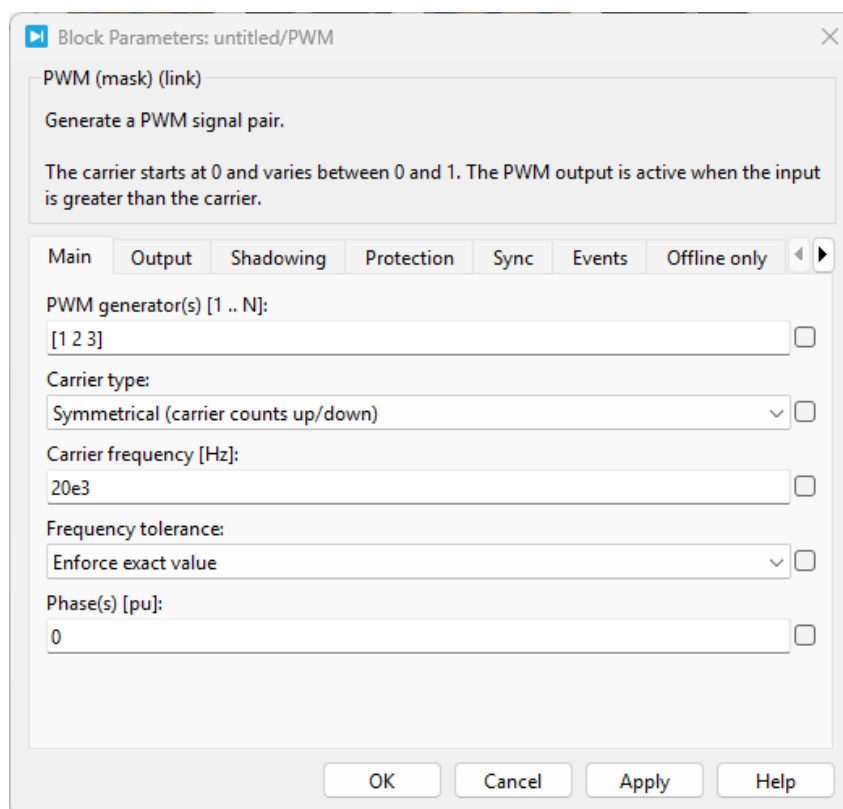
Na Figura 3.12 é mostrada a janela de configuração do bloco PWM. Na primeira opção, *PWM generator(s)*, são escolhidos quais canais PWM serão acionados. Para acionar apenas o braço da fase A, escolhe-se apenas a opção [1]. Para acionar os três braços, escolhe-se as opções [1,2,3]. A frequência da portadora triangular é definida diretamente no bloco PWM. Além disso, pode-se alterar a forma de onda da portadora triangular de simétrica para dente de serra.

3.3.2 Aquisição de Sinais pelo ADC no PLECS

Como dito anteriormente, o módulo inversor possui três sensores de corrente na saída dos braços meia-ponte e um sensor de tensão no barramento CC, que são usados nas estratégias de controle implementadas. Também existem três sensores de tensão nas saídas dos braços, porém esses não são usados para fins de controle. Além disso, foram apresentados também os sensores de tensão isolados desenvolvidos para medição das tensões na carga.

Na Figura 3.13 é mostrada a conexão das saídas dos sensores de tensão com as entradas dos ADC do DSP. Para o envio de sinal para medição das tensões, os sensores foram ligados nos pinos do DSP conforme o seguinte mapeamento: o sensor 1 conectado

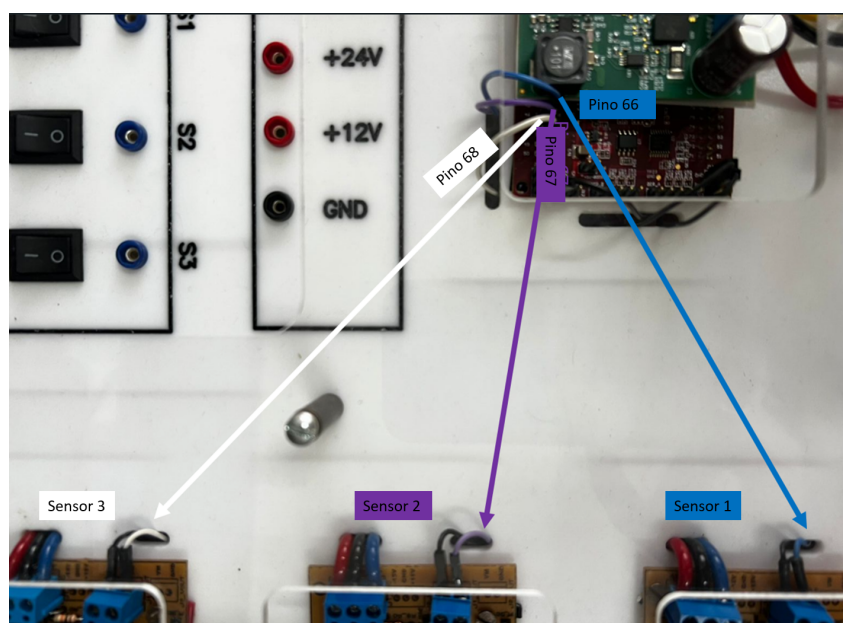
Figura 3.12 – Configurações do bloco PWM no PLECS.



Fonte: elaborado pelo autor.

ao canal ADCINA5 (pino 66), o sensor 2 ao canal ADCINC4 (pino 67) e o sensor 3 ao canal ADCINB4 (pino 68).

Figura 3.13 – Ligação física dos sensores de tensão com o DSP.

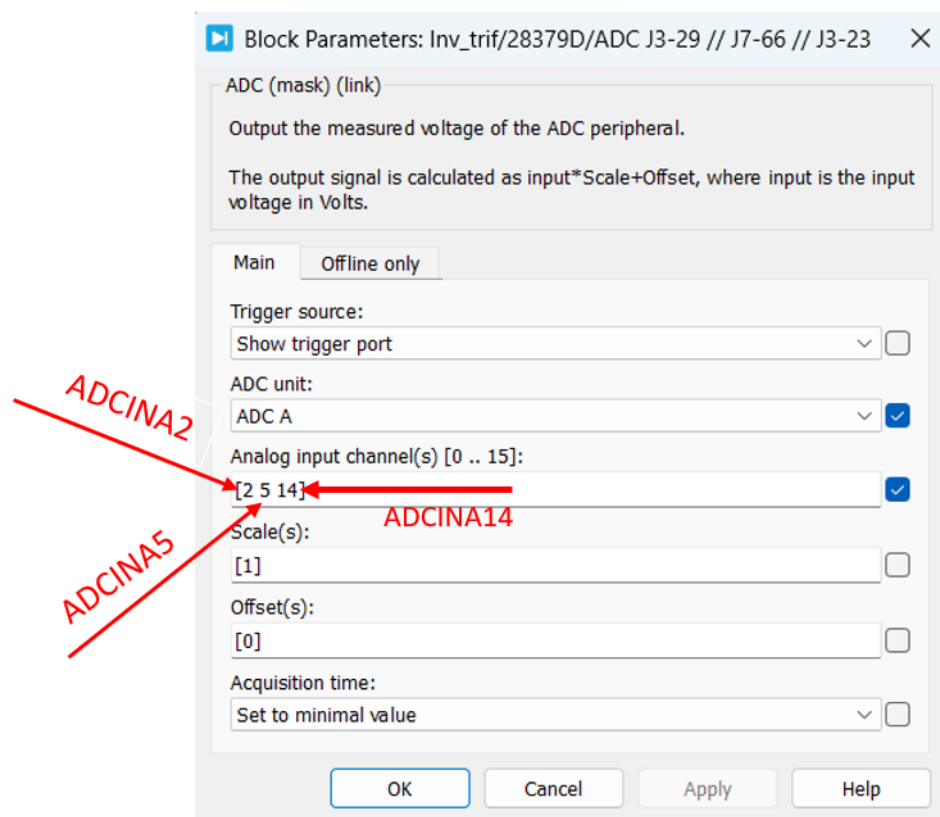


Fonte: elaborado pelo autor.

Para a medição da tensão do barramento CC, é utilizado um sensor de tensão interno já conectado diretamente ao barramento do conversor que é ligada ao pino J3-23 do inversor trifásico, correspondente ao canal ADCINA14 do DSP. Para a medição das correntes do inversor trifásico, as configurações de cada ADC respectivo no programa do PLECS deve ser realizada da seguinte forma: a corrente da fase A no pino J3-27 (ADCINC2), a corrente da fase B no pino J3-28 (ADCINB2) e a corrente da fase C no pino J3-29 (ADCINA2).

A Figura 3.14 mostra um exemplo de configuração do ADC A, utilizado para o inversor trifásico, onde na aba *Analog input channel(s)* foram configurados o canal ADCINA2, referente ao sensor de corrente da fase A, o canal ADCINA5, referente ao sensor de tensão 1, e o canal ADCINA14, referente ao sensor interno de medição da tensão do barramento CC.

Figura 3.14 – Configurações do bloco ADC no PLECS.



Fonte: elaborado pelo autor.

Todas essas relações de conexões são mostradas na Tabela 3.2. É importante ressaltar que todos os endereços que serão colocados dentro de cada ADC no PLECS devem conter o código referente ao pino do DSP, então quando um sinal vem do inversor, deve-se consultar na Tabela 3.2 o código referente ao pino do DSP ligado ao inversor.

Tabela 3.2 – Mapeamento das conexões entre DSP e inversor.

Função	Sinal	Pino Inversor	Canal DSP	Aplicação
PWM Fase A	V_a	J4-40	PWM1A	Acionamento da fase A
PWM Fase B	V_b	J4-38	PWM2A	Acionamento da fase B
PWM Fase C	V_c	J4-36	PWM3A	Acionamento da fase C
Corrente Fase A	I_a	J3-29	ADCINA2	Medição da corrente da fase A
Corrente Fase B	I_b	J3-28	ADCINB2	Medição da corrente da fase B
Corrente Fase C	I_c	J3-27	ADCINC2	Medição da corrente da fase C
Tensão Barramento CC	V_{dc}	J3-23	ADCINA14	Medição da tensão CC
Sensor de Tensão 1	V_a	–	ADCINA5	Medição da tensão da fase A
Sensor de Tensão 2	V_b	–	ADCINC4	Medição da tensão da fase B
Sensor de Tensão 3	V_c	–	ADCINB4	Medição da tensão da fase C

Fonte: elaborado pelo autor.

3.3.3 Proteções do Módulo BOOSTXL-3PhGaNInv

O módulo BOOSTXL-3PhGaNInv possui duas proteções por hardware. A temperatura da placa é monitorada próxima dos interruptores GaN por um módulo TMP302, que faz a abertura dos interruptores caso a temperatura ultrapasse uma temperatura máxima. Contudo, o valor máximo de temperatura não é informado na folha de dados. Além da proteção térmica, há uma proteção por hardware contra sobrecorrentes, que é implementada através de um módulo TLV3201, com um limiar de corrente de 12 A e histerese de 1 A.

Além das proteções por hardware, é possível implementar proteções por software na programação do DSP. O sinal *enable*, mostrado na Figura 3.11, pode ser usado para desabilitar o chaveamento quando alguma condição é excedida, como por exemplo um valor de corrente ou tensão na saída de um dos ADC.

3.4 PROCEDIMENTOS PRELIMINARES PARA EXECUÇÃO DAS PRÁTICAS

Antes do início de cada prática experimental, é fundamental que se realize uma série de verificações para garantir o correto funcionamento do kit didático e a segurança durante os ensaios. A execução desses procedimentos minimiza a possibilidade de erros de montagem, evita danos aos componentes eletrônicos e assegura a obtenção de resultados confiáveis.

Antes de energizar o sistema, recomenda-se verificar os seguintes itens:

1. Confirmar se o conversor a ser estudado está corretamente montado conforme o roteiro da prática;

2. Verificar se todos os cabos banana estão conectados nos terminais corretos e firmemente encaixados;
3. Conferir a polaridade das fontes de alimentação e das cargas conectadas ao circuito;
4. Inspeccionar visualmente os componentes do kit, verificando a ausência de danos físicos ou conexões soltas;
5. Certificar-se de que as chaves de seleção estão posicionadas conforme a configuração desejada para o experimento;
6. Confirmar que os sensores de tensão e corrente estão corretamente conectados às entradas do controlador;
7. Verificar se o código correspondente à prática foi carregado corretamente no DSP;
8. Conferir se os parâmetros de controle e proteção utilizados no software correspondem aos valores especificados no roteiro experimental;
9. Certificar-se de que os instrumentos de medição, como osciloscópio e multímetro, estão configurados adequadamente e conectados aos pontos de teste corretos;
10. Garantir que não existam objetos metálicos ou cabos soltos sobre a bancada que possam provocar curto-circuito;
11. Energizar o kit somente após a conferência completa de todos os itens anteriores.

A realização sistemática desses procedimentos contribui para aumentar a segurança dos usuários, preservar a integridade dos equipamentos e proporcionar maior confiabilidade aos resultados obtidos durante as atividades experimentais.

3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

As etapas para confecção do kit didático proposto, descritas nesse capítulo, permitem replicar o projeto ou adaptá-lo com outros componentes para um protótipo semelhante, usando outros componentes disponíveis. Para a programação do DSP, o método apresentado utilizou diagramas de blocos no PLECS, no entanto nada impede que seja usada outra linguagem de programação para essa tarefa, por exemplo a partir do programa *Code Composer Studio*.

A Tabela 3.2 lista as portas usadas para leitura dos sinais pelos ADC, assim como as portas utilizadas na PWM. No entanto, é importante ter atenção à montagem do circuito de potência para que as leituras de tensão e corrente, assim como a PWM, correspondam à fase conectada fisicamente no módulo conversor. Além disso, é fundamental atentar-se a

polaridade do barramento CC. Caso o barramento seja alimentado com polaridade reversa, pode-se danificar o capacitor eletrolítico soldado no módulo trifásico e os reguladores de tensão que alimentam a placa.

Um outro ponto importante a ser ressaltado, é o ajuste dos sensores de tensão isolados. Os potenciômetros devem ser ajustados para que a amplitude máxima do sinal medido não ultrapasse 0 V e 3,3 V, para que não haja ceifamento das formas de onda e consequentemente a distorção do sinal. No PLECS, é importante também realizar a parametrização dos sinais medidos, para que retornem à unidades originais e sejam devidamente usados no sistema de controle, como mostrado na Figura 3.11.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da implementação das estratégias de controle apresentadas no Capítulo 2, aplicadas ao protótipo desenvolvido no Capítulo 3. A seguir, serão mostrados e discutidos os resultados obtidos a partir da implementação das quatro topologias analisadas até aqui: conversor CC-CC buck, conversor CC-CC boost, inversor monofásico em ponte completa e inversor trifásico

Na Tabela 4.1 são listados os principais parâmetros dos componentes utilizados no kit didático, assim como os valores de tensão e corrente suportados pelo módulo trifásico BOOSTXL-3PhGaNInv.

Tabela 4.1 – Principais parâmetros do kit didático.

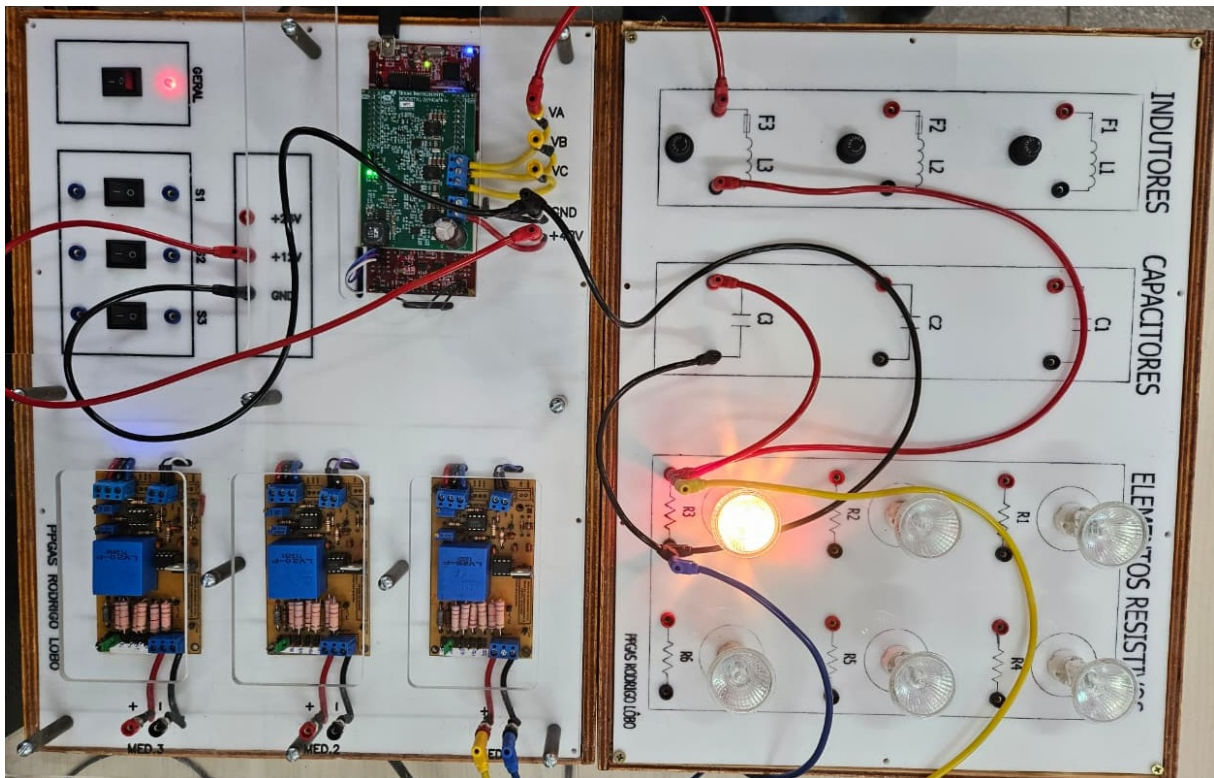
Parâmetro	Valor	Unidade
Indutâncias	5,4	mH
Resistência dos indutores	0,6	Ω
Capacitâncias de saída	20	μF
Capacitância do barramento CC	250	μF
Potência nominal das lâmpadas	35	W
Tensão nominal das lâmpadas	12	V
Resistência das lâmpadas*	4,1	Ω
Frequência de chaveamento	20	kHz
Tensão nominal do barramento CC	48	V
Tensão máxima do barramento CC	60	V
Corrente máxima dos MOSFET	12	A

*Resistência pode variar com a temperatura.

4.1 CONVERSOR BUCK

Na Figura 4.1 é mostrado o kit didático com a montagem do conversor *buck* conforme o circuito da Figura 2.1, utilizando a fase A do módulo trifásico. A porta PWM utilizada foi a PWM1A, enquanto as medições foram a corrente no indutor, porta ADCINA2, tensão na carga, porta ADCINA5, e tensão no barramento CC, porta ADCINA14. A fonte de alimentação utilizada foi de 12 V, enquanto a carga foi de apenas uma lâmpada.

Na Tabela 4.2 são listados os parâmetros usados para projetar os controladores da corrente no indutor e da tensão no capacitor do conversor *buck*, assim como os ganhos calculados.

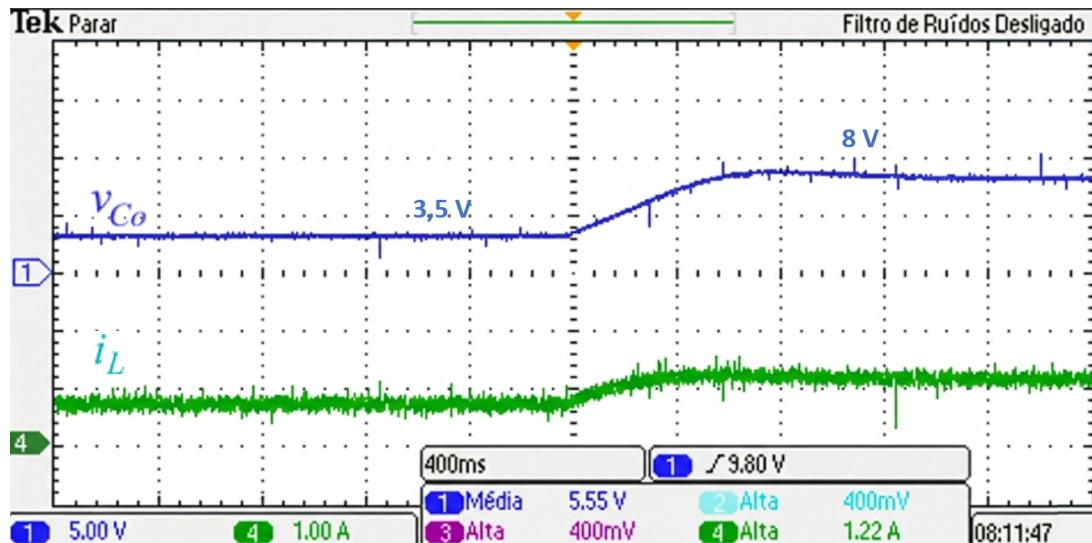
Figura 4.1 – Montagem do conversor *buck* no kit didático.

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 4.2 – Parâmetros do sistema de controle do conversor *buck*.

Descrição	Parâmetro	Valor	Unidade
Constante de tempo (malha de corrente)	τ	2	ms
Ganho proporcional (malha de corrente)	k_{pi}	2,7	V/A
Ganho integral (malha de corrente)	k_{ii}	325	V/(As)
Fator de amortecimento (malha de tensão)	ξ	0,9	
Freq. natural não amortecida (malha de tensão)	ω_n	0,9	rad/s
Ganho proporcional (malha de tensão)	k_{pv}	0,000133	A/V
Ganho integral (malha de tensão)	k_{iv}	0,000274	A/(Vs)

Na Figura 4.2 são mostradas as curvas obtidas para a corrente no indutor e a tensão na carga do conversor *buck*. O experimento teve início com uma referência de 3,5 V para a tensão na carga, condição na qual a carga drenou aproximadamente 450 mA. Com o sistema em regime permanente, a referência da tensão de saída sofreu uma variação em degrau para 8 V, o que fez o valor da corrente ir para 1,2 A. Observa-se que a resposta transitória da tensão apresenta comportamento bem amortecido, o sobressinal possui baixa amplitude, representando apenas uma pequena porcentagem da tensão final, indicando uma adequada sintonia dos controladores empregados.

Figura 4.2 – Corrente no indutor e tensão no capacitor do conversor *buck*.

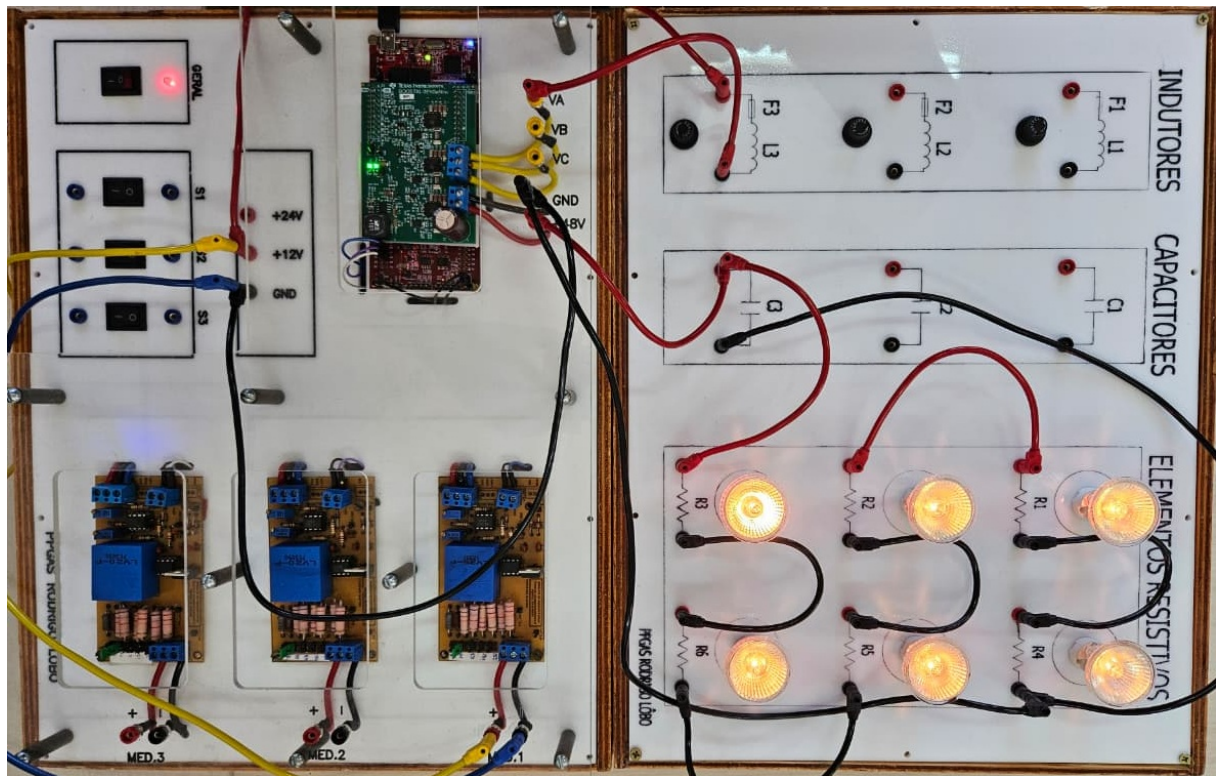
Fonte: elaborado pelo autor.

A corrente do conversor acompanha a dinâmica do sistema de forma suave, sem variações abruptas ou oscilações perceptíveis. O formato da resposta sugere um comportamento aproximado de primeira ordem, caracterizado por uma evolução exponencial até o novo ponto de operação. Esse resultado está de acordo com o esperado, uma vez que a malha de corrente foi projetada para apresentar resposta rápida e bem amortecida, sem a introdução de polos complexos dominantes.

4.2 CONVERSOR BOOST

Na Figura 4.3 é mostrado o kit didático com a montagem do conversor *boost*. Para este experimento foram utilizadas as mesmas configurações de ligação do braço A, da porta PWM e das medições de corrente e tensão que foram feitas no experimento anterior do conversor *buck*. No entanto, na configuração do conversor *boost*, a carga é conectada ao barramento CC do braço meia-ponte, juntamente com o filtro capacitivo. Já a fonte é conectada à saída do braço, porém com o indutor entre a fonte e o terminal.

Na Tabela 4.3 são listados os parâmetros usados para projetar os controladores da corrente no indutor e da tensão no capacitor do conversor *boost*, assim como os ganhos calculados.

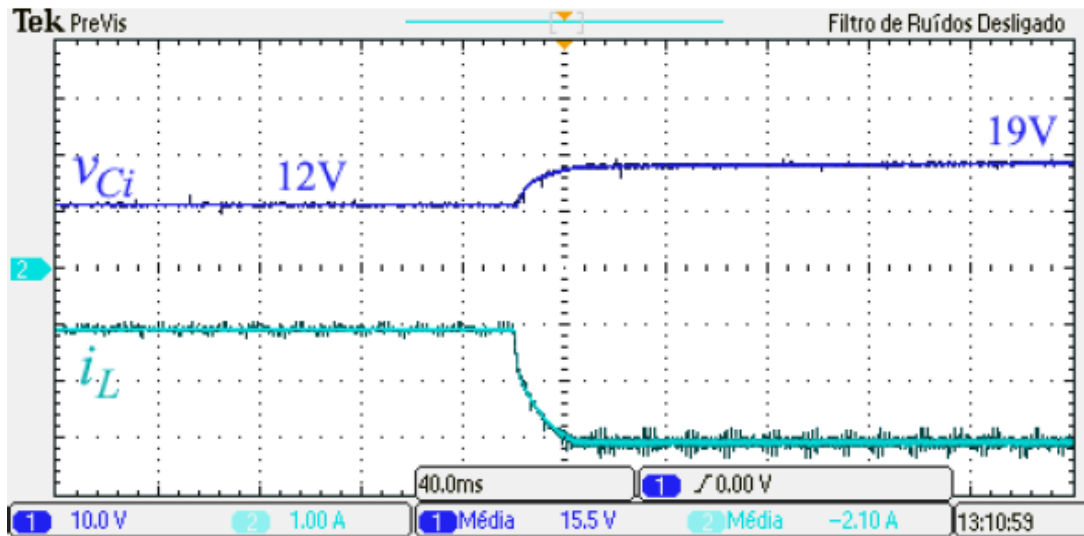
Figura 4.3 – Montagem experimental do conversor *boost* no kit didático.

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 4.3 – Parâmetros do sistema de controle do conversor *boost*.

Descrição	Parâmetro	Valor	Unidade
Constante de tempo (malha de corrente)	τ	1	ms
Ganho proporcional (malha de corrente)	k_{pi}	5,1	V/A
Ganho integral (malha de corrente)	k_{ii}	630	V/(As)
Fator de amortecimento (malha de tensão)	ξ	1	
Freq. natural não amortecida (malha de tensão)	ω_n	200	rad/s
Ganho proporcional (malha de tensão)	k_{pv}	0,008	A/V
Ganho integral (malha de tensão)	k_{iv}	0,8	A/(Vs)

Na Figura 4.4 são mostrados os resultados obtidos para a corrente no indutor e para a tensão no capacitor, que é a mesma tensão da carga. Inicialmente a referência de tensão foi mantida em 12 V, condição na qual a carga drenou aproximadamente 1,1 A. Em um determinado instante, foi aplicado um degrau na referência de tensão, aumentando-a de 12 V para 19 V, o que provocou a correspondente aumento da corrente de saída para aproximadamente 3 A. Observa-se que a tensão de saída rastreia a referência conforme esperado, apresentando resposta sem sobressinal. No gráfico, a corrente negativa deve-se ao referencial adotado para medição, que foi o mesmo do conversor *buck*.

Figura 4.4 – Corrente no indutor e tensão no capacitor do conversor *boost*.

Fonte: elaborado pelo autor.

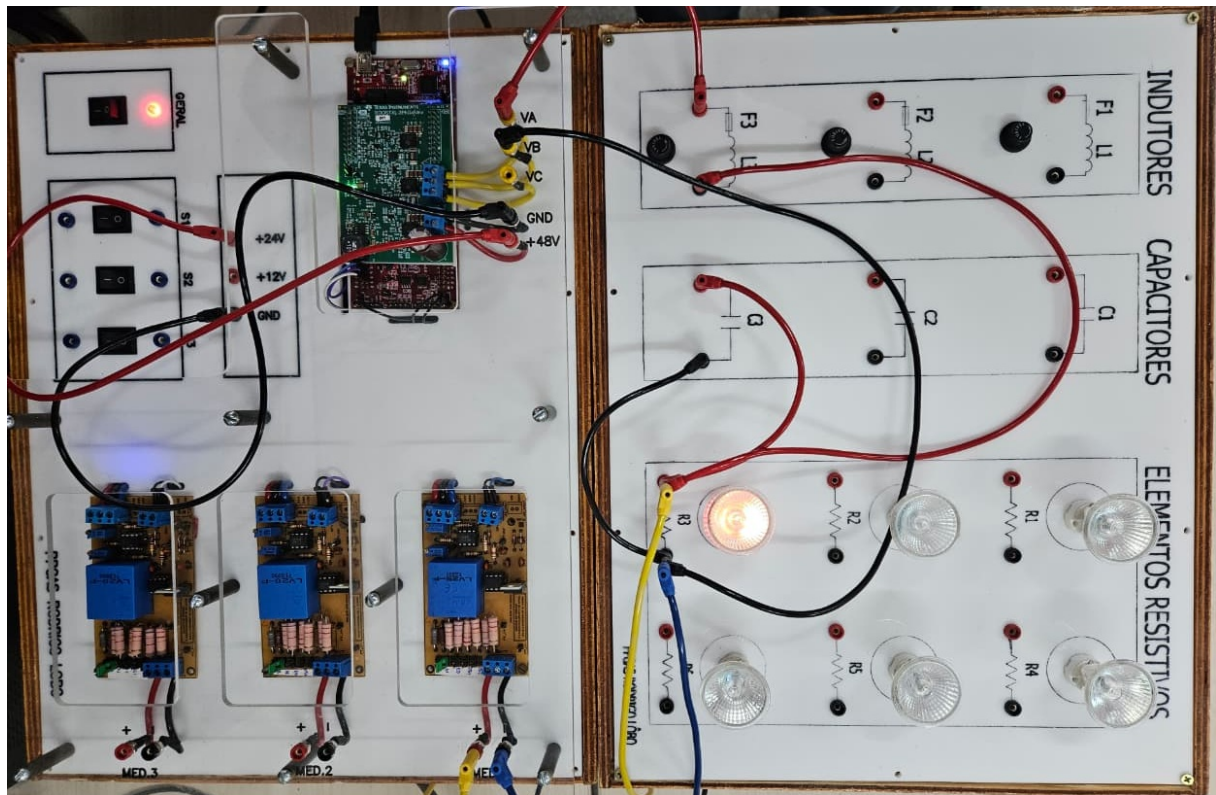
É importante destacar que a carga foi constituída por lâmpadas halógenas, cuja resistência elétrica não é constante, variando em função da temperatura do filamento, da tensão aplicada e do nível de luminosidade. Dessa forma, as alterações observadas na corrente não decorrem apenas da mudança da referência de tensão, mas também do comportamento não linear inerente à carga utilizada, característica que torna o ensaio mais representativo de condições práticas de operação. Os parâmetros do controlador de tensão do conversor *boost* foram ajustados de forma distinta em relação ao conversor *buck* devido às diferenças na capacitância do filtro de saída. No conversor *boost*, utilizou-se o capacitor do barramento CC compartilhado com o inversor, apresentando maior valor de capacitância quando comparado ao capacitor do kit passivo empregado no conversor *buck*. Essa diferença modifica a dinâmica da planta controlada, especialmente a constante de tempo associada ao circuito de saída, exigindo um novo dimensionamento dos ganhos do controlador para garantir o desempenho desejado em termos de estabilidade e resposta transitória.

4.3 INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA

Na Figura 4.5 é mostrado o kit didático com a montagem do inversor monofásico em ponte completa, conforme o circuito da Figura 2.7, onde foram utilizados sinais PWM complementares através dos canais PWM1A e PWM2A do DSP. A tensão de saída foi medida diretamente nos terminais da carga, sendo utilizado o sensor de tensão 1, conectado à porta ADCINA5 do DSP. Para a medição de corrente foi utilizada a porta ADCINC2. A fonte de alimentação conectada ao barramento foi de 24 V e para a carga foi utilizada uma lâmpada. Os parâmetros utilizados no projeto, assim como os ganhos dos controladores,

são listados na Tabela 4.4.

Figura 4.5 – Montagem experimental do inversor monofásico no kit didático.



Fonte: elaborado pelo autor.

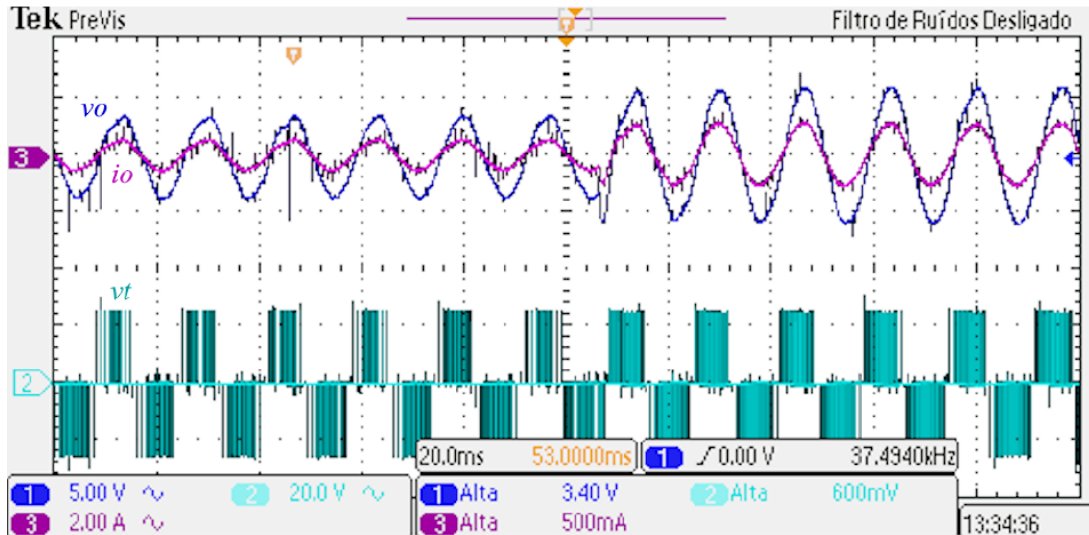
Tabela 4.4 – Parâmetros do controlador PR do inversor monofásico.

Descrição	Parâmetro	Valor	Unidade
Ganho proporcional (malha de corrente)	k_{pi}	10	V/A
Ganho ressonante (malha de corrente)	k_{ri}	100	V/(As)
Ganho proporcional (malha de tensão)	k_{pv}	0,1	A/V
Ganho ressonante (malha de tensão)	k_{rv}	10	A/(Vs)
Largura de banda do ressonante	ω_b	10	rad/s
Frequência angular fundamental	ω_0	$2\pi 60$	rad/s

Na Figura 4.6 são mostradas as curvas obtidas para a tensão no capacitor v_o , corrente no indutor i_L e tensão terminal do inversor v_t . Por se tratar de um inversor monofásico, a referência da tensão de saída foi uma senoidal, com a frequência mantida sempre igual a 60 Hz. Inicialmente, a amplitude da tensão de referência foi de 4 V. Após o sistema atingir regime permanente, aplicou-se uma variação em degrau na referência de tensão, que passou a ter amplitude de 6 V. O rastreamento das referências pode ser observado no gráfico analisando o pico da tensão de saída v_o , que em regime permanente

segue os valores de referência. A tensão terminal v_t permite observar a característica real da tensão chaveada sintetizada pelo inversor.

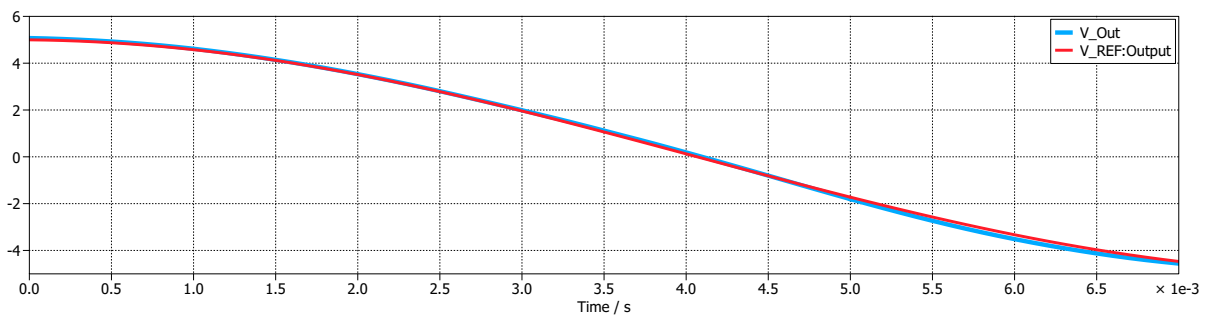
Figura 4.6 – Corrente no indutor, tensão no capacitor e tensão terminal do inversor monofásico em ponte completa.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 4.7 são mostradas a tensão de saída de referência e a tensão medida, ambas plotadas internamente no PLECS, com o bloco SCOPE. A medição interna de sinais no PLECS não permite ajustar o TRIGGER para que se observe um ou mais ciclos completos de uma forma de onda senoidal de 60 Hz. Contudo, mesmo sem estabilizar um ciclo completo, é possível observar que a tensão de saída rastreia a referência tanto em amplitude, quanto em fase.

Figura 4.7 – Tensões de saída medida e de referência plotadas no PLECS.



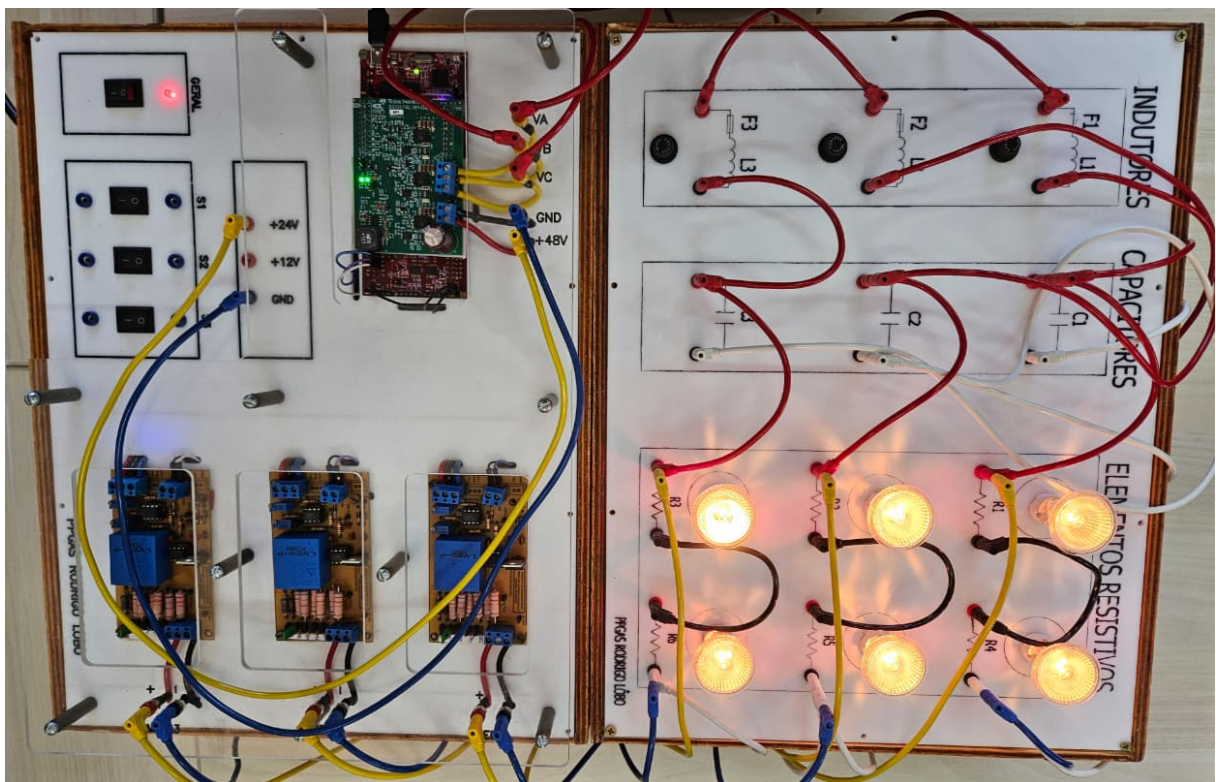
Fonte: elaborado pelo autor.

4.4 INVERSOR TRIFÁSICO

Na Figura 4.8 é mostrado o kit didático com a montagem do inversor trifásico, conforme o circuito da Figura 2.10, onde foram utilizados três canais PWM independentes

(PWM1A, PWM2A e PWM3A) do DSP, que geram respectivamente os sinais de chaveamento para as fases A, B e C. Para a medição das correntes das três fases foi feita a seguinte configuração: a corrente da fase A no pino J3-27 (ADCINC2), a corrente da fase B no pino J3-28 (ADCINB2) e a corrente da fase C no pino J3-29 (ADCINA2). Para a medição da tensão na carga foi adotada a configuração mostrada na Figura 3.13. A fonte de alimentação utilizada para o barramento foi de 24 V e para a carga foram utilizadas duas lâmpadas em série por fase. Na Tabela 4.5 são listados os parâmetros do sistema de controle do inversor trifásico.

Figura 4.8 – Montagem experimental do inversor trifásico no kit didático.



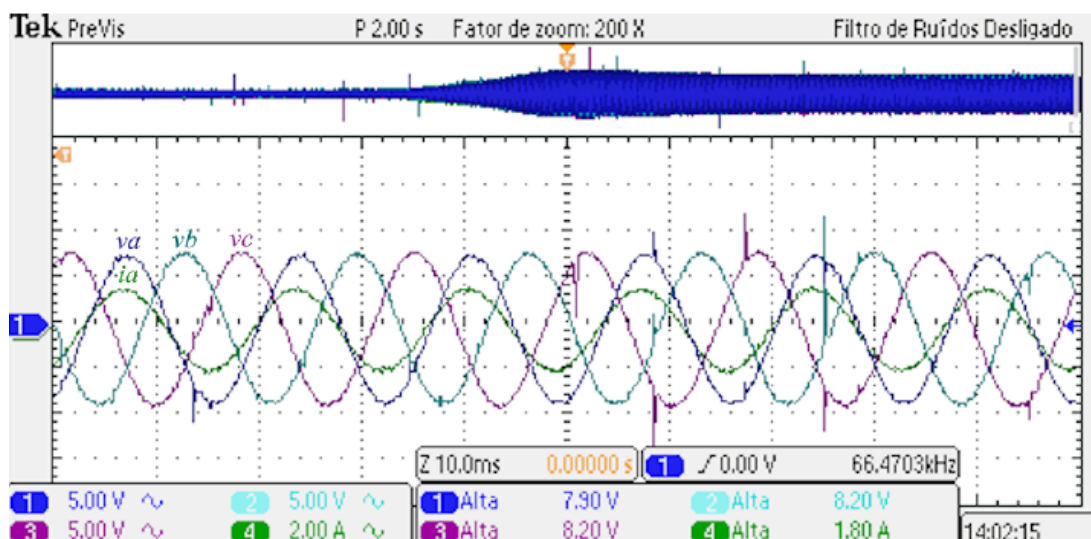
Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 4.5 – Parâmetros do sistema de controle do inversor trifásico.

Descrição	Parâmetro	Valor	Unidade
Constante de tempo (malha de corrente)	τ	2,5	ms
Ganho proporcional (malha de corrente)	k_{pi}	2,1	V/A
Ganho integral (malha de corrente)	k_{ii}	520	V/(As)
Fator de amortecimento (malha de tensão)	ξ	1	
Freq. natural não amortecida (malha de tensão)	ω_n	80	rad/s
Ganho proporcional (malha de tensão)	k_{pv}	0,032	A/V
Ganho integral (malha de tensão)	k_{iv}	0,128	A/(Vs)

Na Figura 4.9 são mostradas as curvas obtidas para as tensões trifásicas e para a corrente da fase A. No gráfico de cima é mostrada a variação das tensões e da corrente ao longo do período analisado. Já no gráfico de baixo, é mostrado um detalhe das curvas já em regime permanente. Para este ensaio, a referência da tensão no eixo d foi mantida constante e igual a zero durante todo o experimento, enquanto a referência da tensão no eixo q foi inicialmente ajustada em 2 V e, após um determinado intervalo de tempo, submetida a uma variação em degrau para 8 V. Considerando as transformações abc/dq empregadas, invariantes em amplitude, e com o eixo d nulo, a componente no eixo q é igual ao valor de pico das tensões trifásicas.

Figura 4.9 – Tensões das três fases e corrente da fase A do inversor trifásico.



Observa-se que as tensões apresentam forma senoidal e defasagem de 120° , caracterizando um sistema trifásico equilibrado. Além disso, no gráfico superior é possível observar uma variação lenta das tensões após a mudança na referência, o que se deve à dinâmica estipulada pelos ganhos dos controladores. Apesar do coeficiente de amortecimento $\xi = 1$ escolhido, foi observado um pequeno sobressinal, que pode ser atribuído ao zero da função de transferência de malha fechada, que não existe na forma canônica de segunda ordem [Ogata, 2010].

4.5 ANÁLISE DE CUSTO DO KIT DIDÁTICO

A Tabela 4.6 apresenta o custo dos principais componentes utilizados na construção do kit didático desenvolvido neste trabalho. O custo total da plataforma foi de R\$ 3.613,26, considerando os módulos passivo e ativo, incluindo os componentes eletrônicos, dispositivos de controle, sensores, fontes de alimentação, estrutura mecânica e cabos de conexão.

Tabela 4.6 – Custo dos componentes utilizados na construção do kit didático.

Qtd.	Componente	Valor Unitário (R\$)	Valor Total (R\$)
Kit Passivo			
2	Caixa de madeira	100,00	200,00
3	Capacitor de 20 μ F	25,00	75,00
3	Suporte para capacitor	20,00	60,00
1	Rolo de fio esmaltado 26 AWG (550 g)	125,00	125,00
3	Núcleo de ferrite com carretel sem gap	120,00	360,00
3	Suporte para indutor	20,00	60,00
24	Borne fêmea para pino banana de 4 mm	2,50	60,00
6	Lâmpada halógena dicróica 12 V / 35 W	15,00	90,00
6	Soquete GU10 de porcelana	2,50	15,00
1	Chapa de acrílico branco 4 mm (60 $\times$ 40 cm)	95,00	95,00
Subtotal Kit Passivo			1.140,00
Kit Ativo			
1	DSP LAUNCHXL-F28379D	231,66	231,66
1	Conversor BOOSTXL-3PHGANINV	264,60	264,60
1	Fonte chaveada 12 V / 10 A	30,00	30,00
1	Fonte chaveada 24 V / 10 A	44,00	44,00
1	Fonte chaveada ± 15 V / 2,2 A	220,00	220,00
3	PCI de sensores de tensão isolados	350,00	1.050,00
4	Chave liga/desliga com retenção	5,00	20,00
20	Borne fêmea para pino banana de 4 mm	2,50	50,00
1	Chapa de acrílico transparente 5 mm (60 $\times$ 40 cm)	108,00	108,00
1	Chapa de acrílico branco 4 mm (60 $\times$ 40 cm)	95,00	95,00
10	Cabo banana de 1 m	15,00	150,00
10	Cabo banana de 50 cm	12,00	120,00
10	Cabo banana de 30 cm	9,00	90,00
Subtotal Kit Ativo			2.473,26
Custo Total do Kit Didático			3.613,26

Esse valor evidencia que a plataforma proposta pode ser construída com um investimento relativamente baixo, especialmente quando comparada a equipamentos didáticos comerciais destinados ao ensino de Eletrônica de Potência. A utilização de componentes comerciais de baixo custo e a concepção modular do sistema contribuíram para a redução do investimento necessário, mantendo a flexibilidade para a implementação de diferentes topologias de conversores e estratégias de controle digital.

Com o intuito de avaliar a competitividade econômica da solução proposta, a Tabela 4.7 apresenta uma comparação entre o custo do kit desenvolvido e o custo de dois kits didáticos comerciais disponíveis no mercado nacional.

Tabela 4.7 – Comparação de custos entre o kit didático desenvolvido e kits comerciais.

Kit Didático	Custo (R\$)
Kit didático desenvolvido	3.613,26
Bancada Didática Algetec AG-EPOT	74.890,00
Conjunto Educacional SPCE 1000-75-20 (Supplier)	5.892,11

A partir dos valores apresentados, observa-se que o kit desenvolvido possui o menor custo entre as soluções analisadas, totalizando R\$ 3.613,26. Em comparação com o Conjunto Educacional SPCE 1000-75-20, comercializado por R\$ 5.892,11, o kit proposto

apresenta uma redução aproximada de 38,7% no custo de aquisição. Quando comparado à Bancada Didática Algetec AG-EPOT, cujo valor é de R\$ 74.890,00, a economia é superior a 95%.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse trabalho foi proposto um kit didático para práticas de eletrônica de potência, envolvendo conversores CC-CC e inversores. O kit proposto baseou-se no módulo conversor trifásico BOOSTXL-3PhGaNInv, controlado por um DSP LAUNCHXL-F28379D, além de outros componentes como sensores de tensão isolados, fontes CC, indutores, capacitores e cargas resistivas. Para comprovação do funcionamento do kit, foram implementadas quatro topologias de conversores: conversor CC-CC buck, conversor CC-CC boost, inversor monofásico em ponte completa e inversor trifásico.

Inicialmente, foram apresentadas as características básicas de cada um dos conversores implementados, assim como a modelagem e o projeto dos controladores. A adoção de uma estrutura de controle com malhas em cascata, com malha interna de corrente e malha externa de tensão, mostrou-se adequada para garantir bom desempenho dinâmico e estabilidade do sistema.

Na sequência, foi descrita a implementação física dos kits didáticos, desenvolvidos com o objetivo de proporcionar uma plataforma modular, flexível e de fácil utilização para experimentação em eletrônica de potência. A organização dos circuitos, a padronização das conexões e a integração com a plataforma de controle digital permitiram a realização dos ensaios de forma segura e reprodutível, além de facilitar a análise dos fenômenos envolvidos.

Por fim, foram apresentados resultados experimentais obtidos com a implementação dos quatro conversores propostos. Os resultados permitiram comprovar o funcionamento do kit proposto, assim como demonstrar a possibilidade de realização de controle em malha fechada.

De forma geral, observou-se que os resultados experimentais mostraram-se coerentes com as previsões teóricas, evidenciando a validade dos modelos adotados e da metodologia de projeto dos controladores. Tal consistência reforça a confiabilidade da abordagem empregada e demonstra a viabilidade de sua aplicação em sistemas reais de conversão de energia.

Os resultados de comparação de custos com kits educacionais comercializados atualmente demonstram que o kit didático desenvolvido constitui uma alternativa economicamente viável para laboratórios de ensino e pesquisa, possibilitando a realização de experimentos envolvendo conversores CC-CC e CC-CA, técnicas de modulação PWM e controle digital com um investimento significativamente inferior ao exigido por plataformas comerciais de características semelhantes.

Por fim, ressalta-se que o desenvolvimento dos kits didáticos, aliado à implementação das estratégias de controle e à validação experimental, contribui significativamente tanto para fins acadêmicos quanto para aplicações práticas. A plataforma proposta pode ser utilizada como ferramenta de ensino e pesquisa, permitindo a exploração de diferentes técnicas de controle e o aprofundamento no estudo de sistemas de eletrônica de potência. Além disso, o kit pode servir como plataforma de testes para validação de estratégias de controle, como uma etapa preliminar à implementação em um sistema de escala real.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como desdobramentos do trabalho proposto, sugerem-se os seguintes tópicos para trabalhos futuros:

1. Implementação de outras topologias de conversores CC-CC não isolados como *buck-boost* e *Cùk*.
2. Implementação de topologias de conversores CC-CC isolados como flyback, forward e push-pull.
3. Integração com outro módulo BOOSTXL-3PhGaNInv, a fim de implementar conversores CC-CC isolados com estágios trifásicos dos tipos *single active bridge* e *dual active bridge*.
4. Integração com outro módulo BOOSTXL-3PhGaNInv, a fim de implementar um conversor back-to-back, com entrada e saída CA.
5. Conexão do kit com a rede elétrica usando transformadores para adequação dos níveis de tensão, a fim de permitir a operação no modo seguidor de rede.

REFERÊNCIAS

- B. Jayant Baliga. *Wide Bandgap Semiconductor Power Devices: Materials, Physics, Design, and Applications*. Woodhead Publishing, Cambridge, 2013.
- B Jayant Baliga. *Fundamentals of power semiconductor devices*. Springer, 2 edition, 2019.
- I. B. Barboza. Estimativa de perdas em conversor buck síncrono com transistores gan. 2023.
- Juergen Biela, Mathias Schweizer, Stefan Waffler, and Johann W. Kolar. Sic and gan power devices — an overview of technological advances and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(9):7444–7463, 2018.
- Frede Blaabjerg. Power electronics – key technology for renewable energy systems – status and future. pages 1–7, 2013. doi: 10.1109/EPECS.2013.6712980.
- Bimal K. Bose. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, 2010.
- Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, New York, 2 edition, 2001.
- Daniel W Hart. *Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos*. Mc Graw Hill, 1 edition, 2011.
- Joachim Holtz. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 2002.
- Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Wiley, 3 edition, 2012.
- Katsuhiko Ogata. *Engenharia de Controle Moderno*. Pearson, 5 edition, 2010.
- C. P. C. Oliveira and L. H. S. C. Barreto. Comparative analysis of sic and gan semiconductors applied to dab converters for electric vehicle chargers. 2020.
- Muhammad H Rashid. *Power Electronics-Circuits, Devices, and Applications*. Pearson, 4 edition, 2014.
- Krupali Virag Shah. Evolution of thyristors. *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, 101(5):553–563, 2020.
- Remus Teodorescu, Frede Blaabjerg, Marco Liserre, and Poh Chiang Loh. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 2006.

- Remus Teodorescu, Marco Liserre, and Pedro Rodríguez. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- Texas Instruments. Automotive gan fets engineered for high frequency and robustness in hev/evs, 2026a. URL <https://www.ti.com/document-viewer/lit/html/SSZT220>. Acesso em: 09 jan. 2026.
- Texas Instruments. Texas instruments, 2026b. URL <https://www.ti.com>. Acesso em: 9 jan. 2026.
- Texas Instruments. Texas instruments, 2026c. URL <https://www.ti.com>. Acesso em: 24 mar. 2026.
- P. J. Wellmann, N. Ohtani, and R. Rupp. *Wide Bandgap Semiconductors for Power Electronics: Materials, Devices, and Applications*. Springer, Berlin, 2020.
- Amirnaser Yazdani and Reza Iravani. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. John Wiley & Sons, 2010.
- Tao Ye, NingYi Dai, Chi-Seng Lam, Man-Chung Wong, and Josep M. Guerrero. Analysis, design, and implementation of a quasi-proportional-resonant controller for a multi-functional capacitive-coupling grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(5):4269–4280, 2016.
- Alejandro G Yepes, Francisco D Freijedo, Oscar López, and Jesus Doval-Gandoy. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(11):5231–5250, 2011.