

Controle Fuzzy Aplicado a Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional de Quatro Chaves

Marcelo Oliveira de Jesus Júnior

Victor Pereira dos Santos

William Souza Santos

São Paulo

2025

Controle Fuzzy Aplicado a Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional de Quatro Chaves

Monografia apresentada
para a obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Eletrônica no
Instituto Federal de Educação,
Ciência e Tecnologia de São Paulo,
campus São Paulo.
Orientador: Prof.Dr Ricardo Pires.

São Paulo
2025

AGRADECIMENTOS

Dedicamos este trabalho, em primeiro lugar, a Deus, pela vida, por ter nos guiado por todo caminho, e a nossas famílias, por estarem sempre ao nosso lado, nos amparando em todos os momentos, concedendo amor, compreensão e todo incentivo possível contribuindo muito para esta trajetória acadêmica.

Ao nosso orientador, Professor Ricardo Pires pela confiança depositada em nós e por sua dedicação, orientação e tempo disponibilizado para concretizar este projeto, por sua experiência e disposição para compartilhar conhecimento, sendo essencial para o desenvolvimento de nosso trabalho e também para o nosso crescimento como estudantes e futuros profissionais.

A todos os professores e orientadores de projetos que nos acompanharam neste percurso ao longo dos últimos anos. A todos aqueles que torceram pelo nosso sucesso e contribuíram para nossa chegada até aqui.

Agradecemos também ao Instituto Federal de São Paulo, que nos proporcionou uma formação acadêmica de qualidade, e também um ambiente desafiador e enriquecedor para o nosso desenvolvimento pessoal e técnico.

Este trabalho é resultado de muito esforço e dedicação, e temos a sincera expectativa de que ele agregue valor ao avanço do conhecimento em nossa área.

"Somos o que fazemos repetidamente.
A excelência, então, não é um feito, mas um hábito."

Aristóteles

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento e a implementação de um sistema de controle digital baseado em lógica *fuzzy* aplicado a um conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional de quatro chaves. O objetivo principal é garantir a estabilidade, precisão e eficiência no gerenciamento de energia em sistemas eletrônicos embarcados, com foco em aplicações automotivas, onde a compatibilidade de tensão entre diferentes módulos é crucial. A metodologia abrangeu o dimensionamento dos componentes, a modelagem e simulação do conversor nos ambientes MATLAB/Simulink e Proteus, e o desenvolvimento do controlador *fuzzy*. As regras de inferência e as funções de pertinência foram definidas para ajustar dinamicamente o ciclo de trabalho do conversor, corrigindo o erro entre a tensão de saída e o valor de referência. Os resultados das simulações demonstraram a eficácia do controlador em manter a tensão de saída estável sob diversas condições de operação e durante as transições entre os modos *buck*, *boost* e *buck-boost*, apresentando resposta dinâmica robusta e erro em regime permanente reduzido. Adicionalmente, foi projetada a placa de circuito impresso (PCI) e o firmware para um microcontrolador ATmega328P, confirmando a viabilidade prática da solução proposta. Conclui-se que o controle difuso é uma abordagem robusta e adaptativa, adequada para sistemas de conversão de potência não lineares como o proposto.

Palavras-chave: Controle *Fuzzy*, Conversor CC-CC Bidirecional, *Buck-Boost*, Eletrônica Automotiva, Sistemas Embarcados.

ABSTRACT

This work presents the development and implementation of a digital control system based on fuzzy logic applied to a four-switch bidirectional buck-boost DC-DC converter. The main objective is to ensure stability, precision, and efficiency in power management for embedded electronic systems, focusing on automotive applications where voltage compatibility between different modules is critical. The methodology included component sizing, converter modeling and simulation in MATLAB/Simulink and Proteus environments, and the development of the fuzzy controller. Inference rules and membership functions were defined to dynamically adjust the converter's duty cycle, correcting the error between the output voltage and the reference value. Simulation results demonstrated the controller's effectiveness in maintaining a stable output voltage under various operating conditions and during transitions between buck, boost, and buck-boost modes, showing a robust dynamic response and reduced steady-state error. Additionally, a printed circuit board (PCB) and the firmware for an ATmega328P microcontroller were designed, confirming the practical feasibility of the proposed solution. It is concluded that fuzzy control is a robust and adaptive approach, suitable for non-linear power conversion systems as proposed.

Keywords: Fuzzy Control, Bidirectional DC-DC Converter, Buck-Boost, Automotive Electronics, Embedded Systems.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Unidades Eletrônicas Automotivas Conectadas pelo Barramento CAN .	15
Figura 2 – Disposição de um módulo CC/CC em veículos	16
Figura 3 – Classificação Conversores CC-CC	19
Figura 4 – Conversor <i>Chopper</i> de 1 Quadrante	20
Figura 5 – Conversor <i>Chopper</i> de 2 Quadrantes	21
Figura 6 – Conversor <i>Chopper</i> de 4 Quadrantes	21
Figura 7 – Estrutura básica de um conversor <i>Buck (Step-down)</i>	22
Figura 8 – Estrutura básica de um conversor <i>Boost (Step-Up)</i>	23
Figura 9 – Estrutura básica de um conversor Síncrono	25
Figura 10 – Estrutura básica de um conversor de Quatro Chaves	25
Figura 11 – Estrutura básica de um conversor SEPIC	26
Figura 12 – Estrutura básica de um conversor CUK	27
Figura 13 – Estrutura básica de um conversor ZETA	27
Figura 14 – Estrutura básica de um conversor <i>Buck-Boost</i>	28
Figura 15 – Comportamento para Modo de Condução Contínua	30
Figura 16 – Comportamento para Modo de Condução Descontínua	31
Figura 17 – Circuito Conversor Bidirecional	33
Figura 18 – Esquema de um Sistema de Controle PID	34
Figura 19 – Esquema de um Sistema de Controle <i>Fuzzy</i>	37
Figura 20 – Circuito Ilustrativo do Conversor <i>Buck-Boost</i> de Quatro Chaves	41
Figura 21 – Ciclo de Trabalho Complementar	43
Figura 22 – <i>Buck</i> Síncrono	44
Figura 23 – <i>Boost</i> Síncrono	45
Figura 24 – <i>buck-boost</i> Síncrono	46
Figura 25 – Modos de Operação com Base nas Tensões	47
Figura 26 – Gráfico de Contorno das Regiões de Operação	52
Figura 27 – Gráfico do ciclo de trabalho por Região de Operação	53
Figura 28 – Subsistema do Conversor <i>Buck-Boost</i> Implementada	56
Figura 29 – Subsistema de Ativação dos <i>Switches</i> Implementada	58
Figura 30 – Subsistema de Escolha de Modos Implementada	59
Figura 31 – Equações do Ciclo de Trabalho Implementada	60
Figura 32 – Direcionamento dos Valores A, B e D Implementada	61
Figura 33 – Valor Final de A e B Implementada	62
Figura 34 – Valor Final de D Implementada	62
Figura 35 – Subsistema Final para o Cálculo do Ciclo de Trabalho Implementada .	63

Figura 36 – Subsistema do Erro Normalizado Implementado	64
Figura 37 – Sistema em Malha Aberta Implementado	64
Figura 38 – Gráfico da Tensão de Entrada (SS)	65
Figura 39 – Gráfico da Tensão de Referência (RS)	66
Figura 40 – Gráfico Resultante da Tensão de Saída do Sistema em Malha Aberta .	66
Figura 41 – Gráfico Resultante do Erro e Variação do Erro do Sistema em Malha Aberta	67
Figura 42 – Gráfico Resultante da Corrente de Saída do Sistema em Malha Aberta	67
Figura 43 – Gráfico Resultante do Ciclo de Trabalho do Sistema em Malha Aberta	68
Figura 44 – Funções de Pertinência da Entrada do FIS	69
Figura 45 – Funções de Pertinência da Saída do FIS	69
Figura 46 – Superfície de Comportamento do FIS	70
Figura 47 – Superfície de Comportamento do FIS Amostrado	70
Figura 48 – Subsistema do FIS Implementado	71
Figura 49 – Sistema em Malha Fechada Implementado	71
Figura 50 – Gráfico Resultante da Tensão de Saída do Sistema em Malha Fechada	72
Figura 51 – Gráfico Resultante do Erro e Variação do Erro do Sistema em Malha Fechada	72
Figura 52 – Gráfico Resultante da Corrente de Saída do Sistema em Malha Fechada	73
Figura 53 – Gráfico Resultante do Ciclo de Trabalho do Sistema em Malha Fechada	73
Figura 54 – Conversor <i>Buck-Boost</i> Proteus	74
Figura 55 – Circuito Lógico de Ativação das Chaves	75
Figura 56 – <i>Gate Drivers</i> Simplificado no Proteus	77
Figura 57 – Divisor de Tensão para Realimentação no Proteus	78
Figura 58 – Sistema Implementado no Proteus	80
Figura 59 – Gráfico da Tensão de Entrada (Proteus)	80
Figura 60 – Gráfico da Tensão de Referência (Proteus)	81
Figura 61 – Gráfico Resultante da Tensão de Saída do Sistema em Malha Aberta no Proteus	81
Figura 62 – Gráfico Resultante da Corrente de Saída do Sistema em Malha Aberta no Proteus	82
Figura 63 – Gráfico Resultante da Tensão de Saída do Sistema em Malha Fechada no Proteus	84
Figura 64 – Gráfico Resultante da Corrente de Saída do Sistema em Malha Fechada no Proteus	84
Figura 65 – LCD para Visualização das Informações Implementada no Proteus . .	85
Figura 66 – Esquemático do Conversor	89
Figura 67 – <i>Layout</i> do Conversor	91
Figura 68 – Visão 3D da Placa de Circuito Impresso Vista de Cima	92

Figura 69 – Visão 3D da Placa de Circuito Impresso Vista de Lado	92
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS

ABS *Sistemas de freio antibloqueio*

ADAS *Advanced Driver Assistance System*

CAN *Controller Area Network*

CC *Corrente Contínua*

COG *Centro de Gravidade*

ECU *Engine Control Unit*

EGR *Exhaust Gas Recirculation*

FIS *Sistema de Interferência Fuzzy*

GPS *Sistema de Posicionamento Global*

LIN *Local Interconnect Network*

PCI *Placa de Circuito Impresso*

PID *Proporcional Integrativo Derivativo*

PWM *Modulação por Largura de Pulso*

SUMÁRIO

Lista de ilustrações		6
1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Desenvolvimento da Eletrônica Automotiva	13
1.2	Unidades Eletrônicas Automotivas	14
1.3	Motivação	15
1.4	Objetivos	16
2	ESTUDO BIBLIOGRÁFICO	17
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	19
3.1	Topologias e Classificações de Conversores CC-CC	19
3.1.1	Choppers	20
3.1.2	Fontes Chaveadas Não Isoladas	21
3.1.2.1	Conversores de Segunda Ordem	21
3.1.2.1.1	Conversores <i>Buck</i>	22
3.1.2.1.2	Conversores <i>Boost</i>	23
3.1.2.1.3	Conversores Síncronos (2Q)	24
3.1.2.1.4	Conversores de Quatro Chaves	25
3.1.2.2	Conversores de Quarta Ordem	25
3.1.2.2.1	Conversores SEPIC	26
3.1.2.2.2	Conversores CUK	26
3.1.2.2.3	Conversores ZETA	27
3.2	Conversor <i>Buck-Boost</i> Detalhado	28
3.2.1	Operação em modo Contínuo	29
3.2.2	Operação em modo Descontínuo	30
3.2.3	Cálculo de L e de C	32
3.2.4	Conversor <i>Buck-Boost</i> Bidirecional	32
3.3	Sistema de Controle Aplicado a Conversores CC CC	33
3.3.1	Controle PID	33
3.3.2	Etapas de Implementação do Controle PID	35
3.3.3	Desafios de Implementação do Controle PID	35
3.3.4	Controle <i>Fuzzy</i>	36
3.3.5	Etapas de Implementação do Controle <i>Fuzzy</i>	37
3.3.6	Desafios de Implementação do Controle <i>Fuzzy</i>	38
3.3.7	Controle PID vs Controle <i>Fuzzy</i>	39

4	METODOLOGIA	41
4.1	Configuração de um conversor <i>Buck-boost</i> Bidirecional de Quatro Chaves	41
4.1.1	Princípios de Operação	42
4.1.1.1	<i>Buck</i> Síncrono	43
4.1.1.2	<i>Boost</i> síncrono	44
4.1.1.3	<i>Buck-Boost</i> Síncrono	45
4.1.2	Modo de Operação	46
4.1.3	Implementação	47
4.1.3.1	<i>Buck</i>	47
4.1.3.2	<i>Buck-Boost</i>	48
4.1.3.3	<i>Boost</i>	49
4.1.4	Projeto do Conversor	49
4.1.4.1	Região <i>Buck</i>	50
4.1.4.2	Região <i>Boost</i>	50
4.1.4.3	Região <i>Buck-Boost</i>	51
4.1.4.4	Regiões de Operação	51
4.1.4.5	Dimensionamento dos Componentes	53
4.1.4.6	Dimensionamento dos Componentes <i>buck</i>	53
4.1.4.7	Dimensionamento dos Componentes <i>buck-boost</i>	54
4.1.4.8	Dimensionamento dos Componentes <i>boost</i>	54
4.1.4.9	Verificação	54
4.1.4.9.1	Novas Considerações:	54
4.1.4.9.2	Cálculo do <i>Ripple</i> Máximo:	54
4.1.4.10	Verificação <i>buck</i>	55
4.1.4.11	Verificação <i>buck-boost</i>	55
4.1.4.12	Verificação <i>boost</i>	55
4.1.4.13	Resumo Final	55
4.2	Simulações	56
4.2.1	MATLAB Simulink	56
4.2.2	Simulação em Malha Aberta Simulink	66
4.2.3	Controle	68
4.2.4	Simulação em Malha Fechada com Simulink	71
4.2.5	Implementação Proteus (ATmega328P)	74
4.2.6	Simulação em Malha Aberta com Proteus	81
4.2.7	Controle	82
4.2.8	Simulação em malha fechada com Proteus	84
4.2.9	Simulação LCD com Proteus	85
4.2.10	Bidirecionalidade Proteus	86

5	RESULTADOS	88
5.1	Avaliação do Sistema de Controle <i>Fuzzy</i> Final	88
5.2	PCI	88
5.2.1	Esquemático	88
5.2.2	<i>Layout</i>	90
5.2.3	Visão 3D	91
5.3	Firmware Final Completo	93
5.4	Eficiência do Conversor	93
6	CONCLUSÕES	95
	REFERÊNCIAS	97

1 INTRODUÇÃO

Devido às profundas e constantes inovações na engenharia nas últimas décadas, é possível notar uma presença cada vez mais sólida de dispositivos eletrônicos inteligentes. As interações com tais dispositivos vão desde o monitoramento de batimentos cardíacos até a consolidação dos meios de comunicação. No entanto, engana-se quem acredita que a eletrônica moderna se limita apenas às novas tendências de mercado. Atualmente, o nível de automação proporcionado por esses dispositivos se dissemina em áreas cada vez mais específicas e nichadas, que, em tempos anteriores, estavam restritas apenas pela robustez da área mecânica, como o setor automobilístico.

A eletrônica automotiva é uma área que ganha bastante destaque no cenário de automação, prevenção e confiabilidade de veículos modernos. A aplicabilidade desses dispositivos é bastante diversificada, podendo abranger desde o aquecimento inteligente do bico injetor, por meio de um controle Proporcional Integral Derivativo, pelo qual o combustível passa até a câmara de combustão de um veículo, até sistemas complexos de direção autônoma, como o *Advanced Driver Assistance System* (ADAS).

Outro aspecto que favorece a adoção de módulos eletrônicos no setor automobilístico é a crescente preocupação com as mudanças climáticas e ambientais, que se intensificam ao longo dos anos. Dessa forma, impulsiona-se a eletrificação e a busca pela viabilidade de veículos que utilizam energias renováveis e a redução dos níveis de poluição emitida pela combustão (Carglass, 2023).

1.1 Desenvolvimento da Eletrônica Automotiva

Na década de 1950, a eletrônica começou a ser utilizada em automóveis para funções básicas, como a ignição eletrônica, que substituiu os sistemas mecânicos de ignição. Esses avanços buscavam melhorar o desempenho e a confiabilidade dos motores (Versis, 2017).

Nos anos 1960, surgiram os primeiros rádios automotivos transistorizados, que marcaram o início da eletrônica de entretenimento nos veículos. Esses avanços permitiram maior acessibilidade às comunicações e à informação durante viagens (Anjos, 2011).

Nos anos 1970, com a crescente preocupação ambiental e a regulamentação de emissões, sistemas eletrônicos como o controle de emissão (EGR - *Exhaust Gas Recirculation*) foram introduzidos. A década também viu o desenvolvimento dos primeiros sistemas de freio antibloqueio (ABS), inicialmente utilizados em aviões, mas adaptados para veículos comerciais (Tiandiano, 2024).

Os anos 1980 foram marcados pela introdução de microprocessadores nos veículos, possibilitando o desenvolvimento de sistemas como o gerenciamento eletrônico de motores (ECU - *Engine Control Unit*). A eletrônica passou a ser crucial para a eficiência de combustível e o controle de emissões, alavancando tecnologias que ainda hoje são fundamentais na indústria ([Reparação Automotiva, 2025](#)).

Nos anos 1990, módulos como o *airbag*, os Sistema de Posicionamento Global (GPS) e os painéis de instrumentos digitais (*instrument cluster*) se tornaram mais comuns, reforçando a segurança e a conveniência dos motoristas ([Anjos, 2011](#)).

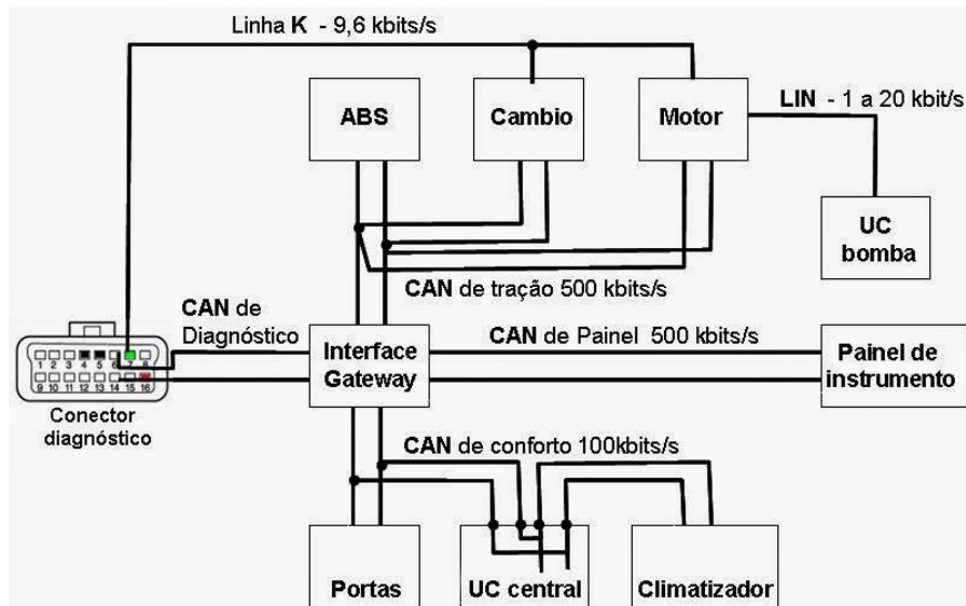
Com a chegada do século XXI, a eletrônica automotiva entrou na era da conectividade e da automação. Módulos avançados como os sistemas ADAS surgiram, incluindo controle de cruzeiro adaptativo, frenagem automática de emergência e assistência de permanência em faixa. Os painéis digitais evoluíram para displays multifuncionais totalmente configuráveis, permitindo que os motoristas personalizassem informações. Além disso, sistemas de entretenimento e conectividade, como integração com smartphones e redes 5G, passaram a ser padrão em veículos modernos ([Versis, 2017](#)).

1.2 Unidades Eletrônicas Automotivas

Atualmente, devido à complexidade das unidades eletrônicas no setor automotivo, foram desenvolvidos protocolos de comunicação para simplificar a distribuição das conexões. Entre esses protocolos destacam-se o CAN (*Controller Area Network*) e o LIN (*Local Interconnect Network*), responsáveis pela transferência de informações entre os diferentes módulos. O protocolo CAN, desenvolvido pela Bosch na década de 1980, é uma rede de comunicação que permite a interação em tempo real e de alta velocidade entre diversos módulos de controle, utilizando um sistema de barramento composto por dois fios elétricos (CAN high e CAN low) para transmitir informações. ([J2534, 2024](#))

Os principais módulos eletrônicos automotivos incluem o ABS, que impede o travamento das rodas durante a frenagem, melhorando a segurança em situações de emergência. O *Instrument Cluster*, que pode ser digital ou analógico, fornece informações essenciais ao motorista, como velocidade, nível de combustível e diagnósticos do veículo. A ECU gerencia o funcionamento do motor, otimizando seu desempenho e o consumo de combustível. O *Airbag* é um sistema de segurança que utiliza sensores eletrônicos para inflar bolsas de proteção em caso de colisão. Os ADAS são sistemas avançados de assistência ao motorista, como frenagem automática e controle de cruzeiro adaptativo. Por fim, os *Infotainment Systems* são sistemas de entretenimento e conectividade que integram funções como navegação, multimídia e conectividade com dispositivos externos. A distribuição das unidades eletrônicas no barramento pode ser ilustrado na Figura 1 .

Figura 1 – Unidades Eletrônicas Automotivas Conectadas pelo Barramento CAN

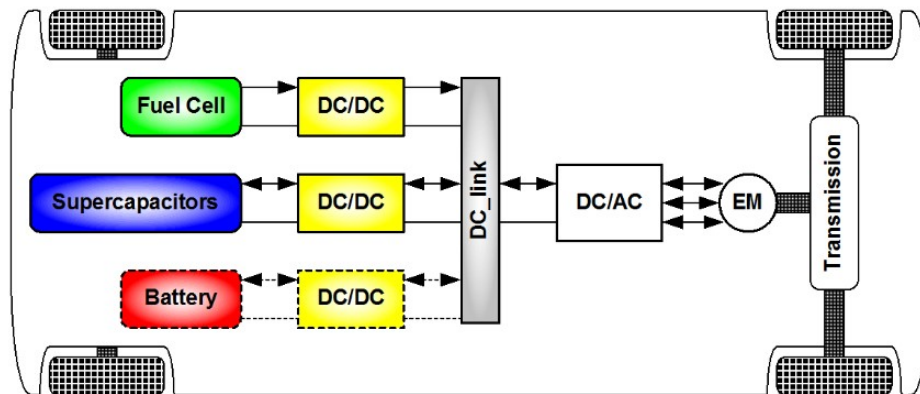


Fonte: Material de Aula, “Circuitos Eletrônicos Automotivos”, Prof. Leopoldo Yoshioka, Escola Politécnica da USP (EPUSP).

1.3 Motivação

Devido ao crescente número de módulos eletrônicos embarcados em veículos modernos, é necessário garantir que toda essa eletrônica seja capaz de se comunicar sem erros. Esse problema foi resolvido pela Bosch ao desenvolver o protocolo CAN, que permite que todas as unidades eletrônicas se conectem utilizando apenas dois fios. No entanto, ao analisar essa questão do ponto de vista da tensão elétrica, constata-se a existência de um desafio que ainda necessita ser superado., já que cada módulo eletrônico possui características elétricas únicas. Diante desse cenário, amplamente presente em veículos modernos, os conversores CC-CC (que convertem um sinal contínuo em outro sinal contínuo com uma tensão diferente) surgem como uma solução. Eles atuam como interface de compatibilidade elétrica, permitindo que módulos eletrônicos se conectem a outros sem serem danificados por diferenças de tensão. Esse cenário pode ser ilustrado na Figura 2.

Figura 2 – Disposição de um módulo CC/CC em veículos



Fonte: Monzer Al Sakka, Joeri Van Mierlo e Hamid Gualousa, DC/DC Converters for Electric Vehicles, disponível em: <https://www.intechopen.com/chapters/19583>.

1.4 Objetivos

O objetivo deste trabalho é desenvolver e implementar um sistema de controle digital em malha fechada, projetado para atender a requisitos de estabilidade, precisão e desempenho em sistemas eletrônicos embarcados. Utilizando um sistema aplicado a um conversor CC-CC *Buck-Boost* bidirecional, permitindo o controle eficiente e robusto de tensão e corrente em ambos sentidos.

Os objetivos específicos são:

- Desenvolvimento de uma simulação com o objetivo de determinar a função de transferência, projetar o controlador e analisar as principais características de controle.
- Desenvolvimento de uma simulação do circuito do conversor CC-CC *Buck-Boost* com o objetivo de dimensionar e testar características elétricas, garantindo a viabilidade do projeto em termos de eficiência e estabilidade.
- Desenvolvimento e implementação de um firmware de controle a ser embarcado em um microcontrolador, com foco na otimização de recursos e tempo de resposta.
- Implementação de um sistema supervisor para o monitoramento em tempo real e manipulação de parâmetros de controle, visando facilitar a análise e ajuste do sistema.

2 ESTUDO BIBLIOGRÁFICO

Para se conhecer o estado atual da tecnologia em controle digital para conversores CC CC, realizou-se pesquisa no Google Acadêmico, usando-se como termos de busca:

PID Digital Control DC DC Converter Bidirecional Buck Boost

Dentre os artigos encontrados, foram selecionados aqueles que, com base em seus títulos, resumos e alinhamento com os objetivos deste estudo, se mostraram mais relevantes para a fundamentação teórica e prática. A seguir, destacam-se os principais trabalhos analisados e suas contribuições para o entendimento do controle PID digital em conversores *buck-boost* bidirecionais.

O artigo de [Viswanatha, Venkata e Rajeswari \(2019\)](#) discute a comparação entre controle analógico e digital em conversores CC-CC para aplicações em energia renovável. Os autores concluem que o controle digital apresenta vantagens significativas, como maior flexibilidade, estabilidade e melhor resposta dinâmica frente a variações de operação.

No trabalho de [Liu et al. \(2016\)](#), é proposto um conversor bidirecional não isolado com controle adaptativo por deslocamento de fase (APS). A abordagem é totalmente baseada em *software*, eliminando a necessidade de circuitos adicionais e reduzindo a suscetibilidade a ruídos. Um protótipo de 300W foi implementado e demonstrou melhorias significativas na eficiência, especialmente em condições de baixa carga.

Já o estudo de [Septiawan, Tahtawi e Iلمان \(2024\)](#) apresenta o projeto e a implementação de um controle PID para um conversor bidirecional DC-DC operando nos modos de carga e descarga. As simulações, realizadas no ambiente MATLAB/Simulink, indicaram tempos de subida inferiores a 1 segundo e erro em regime permanente menor que 2%. No entanto, os testes com hardware baseados em Arduino revelaram tempos de resposta mais lentos e erros ligeiramente maiores. O artigo também sugere que melhorias podem ser obtidas com a utilização de controladores PID adaptativos ou baseados em lógica *fuzzy*.

Apesar da ampla utilização do controle PID em sistemas lineares e de sua simplicidade de implementação, esse tipo de controle apresenta limitações significativas em sistemas não lineares e sujeitos a variações rápidas de regime. Como destacado por [Åström e Hägglund \(2006\)](#), os ganhos fixos do PID dificultam a adaptação a diferentes condições de operação, o que pode comprometer a estabilidade e a precisão do sistema.

Em contraste, a lógica *fuzzy* surge como uma alternativa promissora, especialmente em sistemas dinâmicos com comportamento não linear, como é o caso do conversor *buck-boost* bidirecional de quatro chaves. Essa técnica de controle, conforme proposto

inicialmente por Zadeh (1965) e detalhado por Passino e Yurkovich (1998), permite lidar com incertezas e variações sem a necessidade de uma modelagem matemática precisa, utilizando regras heurísticas baseadas no conhecimento do comportamento do sistema.

Diante do cenário atual da eletrônica embarcada em veículos modernos, onde diferentes módulos eletrônicos precisam se comunicar de forma eficiente e segura, torna-se essencial garantir a compatibilidade elétrica entre esses sistemas. Cada módulo possui características elétricas próprias, o que pode resultar em diferenças significativas de tensão. Nesse contexto, o conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional de quatro chaves atua como uma interface fundamental, promovendo a adequação dos níveis de tensão entre os dispositivos. A aplicação do controle *fuzzy* nesse tipo de conversor justifica-se pela necessidade de robustez e adaptabilidade frente às variações de carga, tensão de entrada e requisitos operacionais. Tais qualidades são essenciais para garantir a operação estável e eficiente em ambientes automotivos, onde a dinâmica dos sistemas e a variabilidade das condições de operação exigem soluções de controle mais flexíveis.

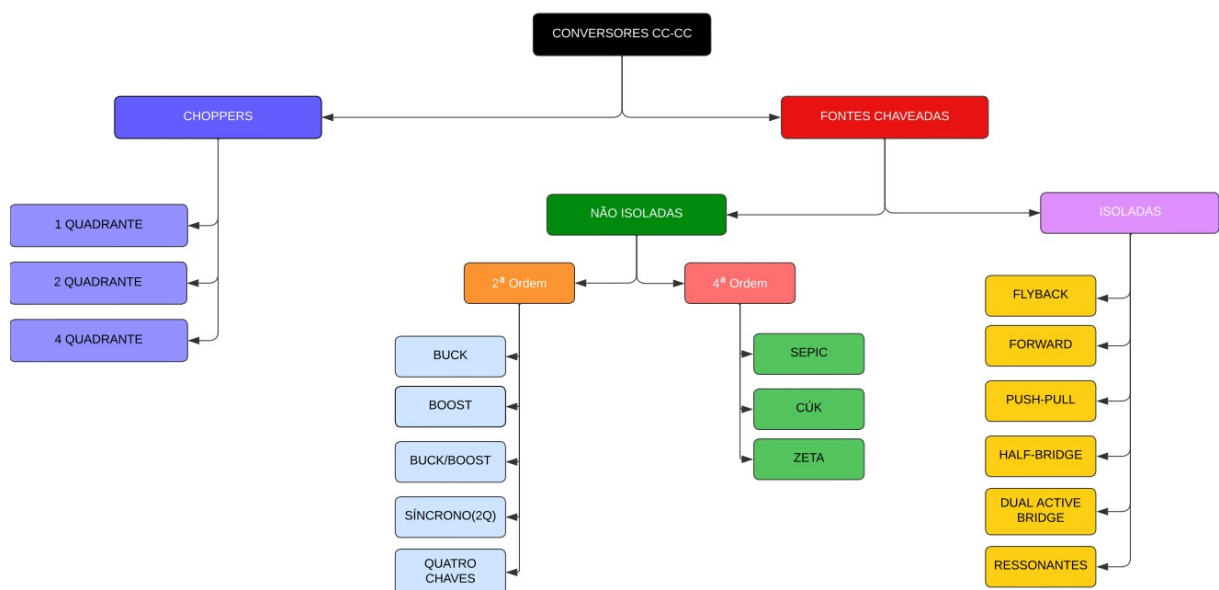
3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, serão apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC, acompanhadas de suas respectivas classificações e aplicações práticas. Além disso, será explorado um panorama detalhado sobre as técnicas de controle mais empregadas em conversores e em sistemas de eletrônica de potência. Serão discutidos aspectos teóricos e práticos que fundamentam o funcionamento dessas tecnologias, destacando suas vantagens, limitações e contextos de uso.

3.1 Topologias e Classificações de Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC são dispositivos eletrônicos amplamente utilizados para modificar os níveis de tensão de corrente contínua (CC) em sistemas de energia. Eles são cruciais em aplicações como fontes de alimentação, sistemas embarcados e gerenciamento de energia em dispositivos eletrônicos. A seguir, apresenta-se uma análise abrangente dos principais tipos de conversores CC-CC e suas categorias, incluindo *choppers*, fontes chaveadas não isoladas e isoladas. É possível visualizar uma classificação abrangente dos principais conversores CC-CC, na Figura 3.

Figura 3 – Classificação Conversores CC-CC



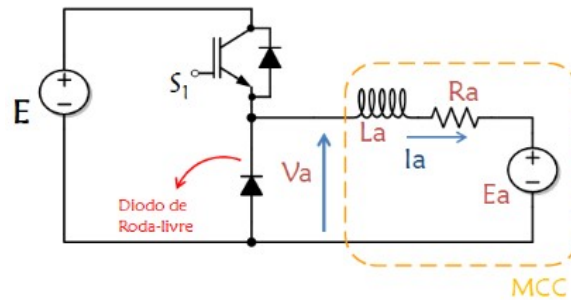
Fonte: OLIVEIRA, Thiago de (2024).

3.1.1 Choppers

Os *choppers* são uma categoria de conversores CC-CC que operam como interruptores eletrônicos, controlando a tensão de saída por meio da modulação do ciclo de trabalho (Thiago Oliveira, 2024a). Eles são classificados com base nos quadrantes do plano tensão-corrente em que operam:

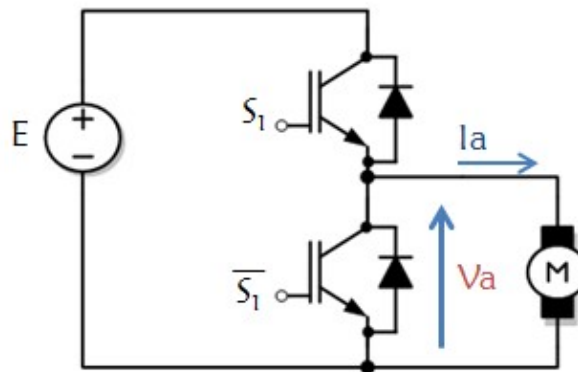
O *chopper* de 1 quadrante opera apenas no primeiro quadrante (tensão e corrente positivas) e é usado no controle de motores de corrente contínua em sentido único. Ele é o mais simples, composto por uma chave eletrônica (transistor) e um diodo de roda-livre. A chave comuta entre E e 0 (zero) (desconsiderando a queda de tensão do diodo), sendo controlada por PWM, que ajusta a tensão média aplicada ao motor via ciclo de trabalho (D). Como a comutação ocorre mais rápido que a constante de tempo do motor, este responde apenas ao valor médio da tensão (Thiago Oliveira, 2024a), conforme ilustrado na Figura 4.

Figura 4 – Conversor *Chopper* de 1 Quadrante



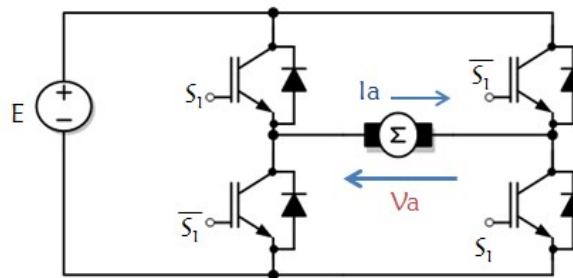
Fonte: OLIVEIRA, Thiago de (2024).

O *chopper* de 2 quadrantes opera no primeiro e segundo quadrantes, permitindo fluxo bidirecional de corrente, mas sem reversão de sentido. Ele substitui o diodo de roda-livre por uma segunda chave, comandada de forma complementar à primeira. A tensão na armadura é igual à do *chopper* de 1 quadrante, mas quando os pulsos de comando são cortados, a chave inferior mantém um caminho para a corrente circular, tornando-a negativa e extraíndo energia do motor. Isso possibilita frenagem regenerativa, útil em aplicações como elevadores e trens (Thiago Oliveira, 2024a), conforme ilustrado na Figura 5.

Figura 5 – Conversor *Chopper* de 2 Quadrantes

Fonte: OLIVEIRA, Thiago de (2024).

Os *choppers* de 4 quadrantes, também conhecidos como ponte H, são os mais versáteis e permitem controle completo de sentido e reversão de fluxo de energia. Eles consistem em dois braços de transistores com a carga em ponte, permitindo a aplicação de tensões positivas e negativas, e, conseqüentemente, a inversão da corrente e a frenagem regenerativa. São amplamente utilizados em sistemas de tracionamento elétrico, aplicações que exigem controle bidirecional completo e em pequenos robôs e motores de passo (Thiago Oliveira, 2024a), conforme ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – Conversor *Chopper* de 4 Quadrantes

Fonte: OLIVEIRA, Thiago de (2024).

3.1.2 Fontes Chaveadas Não Isoladas

As fontes chaveadas não isoladas transferem energia diretamente entre entrada e saída, sem utilização de transformadores (Carlos Delfino, 2024). São classificadas em função de sua ordem: Segunda ou Quarta Ordem.

3.1.2.1 Conversores de Segunda Ordem

Conversores de segunda ordem são topologias de conversores eletrônicos que utilizam dois elementos de armazenamento de energia, geralmente uma combinação de indutores e

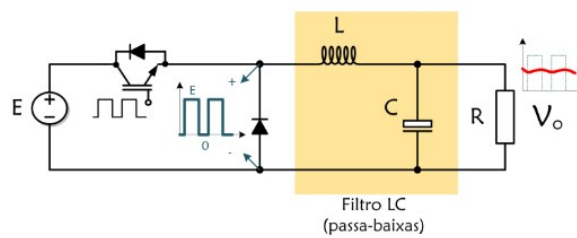
capacitores, para realizar a conversão de energia. Esses circuitos possuem uma resposta dinâmica mais complexa devido à interação dos dois elementos, resultando em uma segunda ordem na equação diferencial que descreve seu comportamento (Camila Schuina Neves, Ana Pavani, 2022).

3.1.2.1.1 Conversores *Buck*

Um conversor *Buck* é um circuito eletrônico utilizado para reduzir a tensão de entrada para um nível mais baixo na saída, sendo amplamente aplicado em fontes reguladas de baixa tensão, como carregadores de bateria, sistemas de alimentação para microcontroladores e dispositivos embarcados. Ele opera de forma eficiente ao utilizar a comutação de semicondutores e componentes passivos como indutores e capacitores para armazenar e transferir energia. Sua eficiência elevada o torna ideal para aplicações em que o consumo de energia deve ser minimizado. Além disso, o conversor *Buck* pode ser projetado para fornecer uma tensão de saída estável mesmo diante de variações na carga ou na tensão de entrada, o que é essencial em sistemas sensíveis (Thiago Oliveira, 2024b).

A Figura 7 ilustra a estrutura fundamental de um Conversor *Buck*, que pode ser visto como um *Chopper* equipado com um filtro passa-baixas LC na saída. O transistor opera através de um sinal PWM, alternando entre os estados ligado e desligado. Isso faz com que a tensão na entrada do filtro oscile entre o valor da fonte (E) e zero. No entanto, o filtro atenua essas variações, suavizando a tensão de saída e reduzindo os ruídos de alta frequência.

Figura 7 – Estrutura básica de um conversor *Buck* (*Step-down*)



Fonte: OLIVEIRA, Thiago de (2024).

O conversor CC-CC ilustrado na Figura 7 corresponde a um conversor *buck*, o qual rebaixa a tensão de entrada E para uma tensão de saída V_o , em função do ciclo de trabalho D do sinal PWM aplicado ao interruptor. Assumindo operação em modo de condução contínua, a relação estática entre as tensões é dada por:

$$V_o = D \cdot E \quad (3.1)$$

Para representar a dinâmica do sistema, considerando o filtro LC na saída, obtêm-se as seguintes equações diferenciais:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = D(t) \cdot E - v_C(t) \quad (3.2)$$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R} \quad (3.3)$$

Ao transformar essas equações para o domínio de Laplace e assumir pequenas variações em torno do ponto de operação, obtêm-se a função de transferência linearizada entre a razão cíclica $D(s)$ e a tensão de saída $V_o(s)$:

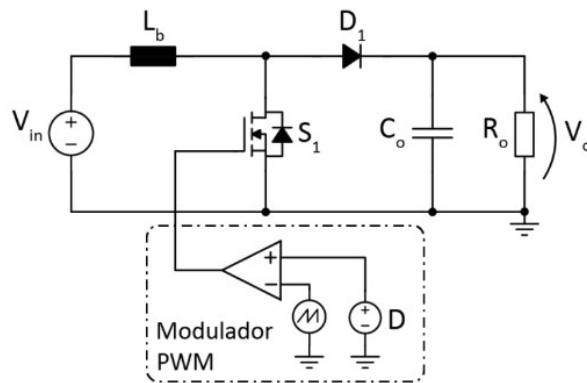
$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{E}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (3.4)$$

3.1.2.1.2 Conversores *Boost*

O conversor *Boost* é um circuito utilizado para elevar a tensão de entrada para um nível superior na saída, empregando um indutor, um interruptor controlado e um diodo. Seu funcionamento baseia-se na comutação controlada por PWM, que determina os períodos de carga e descarga do indutor. Durante o acionamento do interruptor, a corrente flui pelo indutor, armazenando energia no campo magnético. Quando o interruptor é desligado, a energia acumulada é transferida para a carga por meio do diodo, resultando em uma tensão de saída superior à de entrada. Devido à sua alta eficiência e controle preciso da tensão de saída, o conversor *Boost* é amplamente utilizado em sistemas que exigem conversão CC-CC com elevada confiabilidade (Caio Morais, 2023).

A estrutura básica de um conversor *boost* está representada na Figura 8, onde S1 é o interruptor de potência, D_1 é o diodo de potência, L_b é o indutor e C_o é o capacitor.

Figura 8 – Estrutura básica de um conversor *Boost* (*Step-Up*)



Fonte: MORAIS, Caio de (2023).

O conversor *Boost* ilustrado na Figura 8 é utilizado para rebaixar a tensão de entrada V_{in} para uma tensão de saída V_o , por meio da modulação por largura de pulso (PWM). A relação fundamental em regime permanente, assumindo operação em modo contínuo e componentes ideais, é expressa por:

$$V_o = D \cdot V_{in} \quad (3.5)$$

Para uma análise dinâmica, levando em conta os elementos indutivo (L_b) e capacitivo (C_o), o sistema pode ser descrito pelas seguintes equações diferenciais:

$$L_b \frac{di(t)}{dt} = D(t) \cdot V_{in} - v_o(t) \quad (3.6)$$

$$C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i(t) - \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (3.7)$$

No domínio de Laplace, o modelo linearizado resulta na seguinte função de transferência entre a razão cíclica $D(s)$ e a saída $V_o(s)$:

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{V_{in}}{L_b C_o s^2 + \frac{L_b}{R_o} s + 1} \quad (3.8)$$

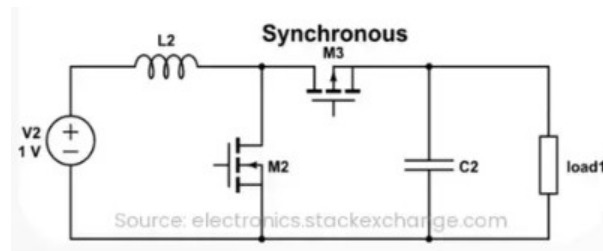
Este modelo é essencial para o projeto de controladores e análise da resposta dinâmica do conversor.

3.1.2.1.3 Conversores Síncronos (2Q)

Os conversores síncronos (2Q) são uma evolução das topologias tradicionais de conversores, substituindo os diodos por transistores controlados, como MOSFETs, para aumentar a eficiência do circuito. Essa configuração reduz as perdas por condução, especialmente em aplicações de baixa tensão, onde a queda de tensão nos diodos pode ser significativa (electricity-magnetism-org, 2025). São amplamente utilizados em fontes de alimentação modernas, dispositivos portáteis e sistemas embarcados, onde a eficiência energética é crítica. Os conversores síncronos podem ser aplicados em diversas topologias, como *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, garantindo maior controle sobre a operação e menor geração de calor. Essa tecnologia é ideal para atender às demandas de alta eficiência e densidade de potência em projetos eletrônicos avançados.

Esta topologia pode ser ilustrada na Figura 9, onde existe a substituição do diodo pelo segundo transistor do tipo MOSFET.

Figura 9 – Estrutura básica de um conversor Síncrono



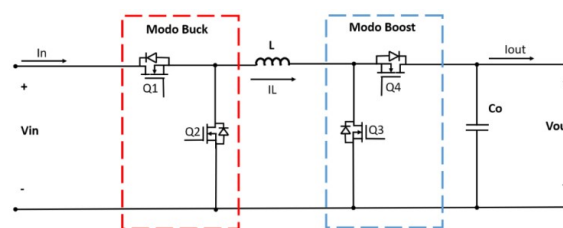
Fonte: <https://www.electricity-magnetism.org> (2025).

3.1.2.1.4 Conversores de Quatro Chaves

O conversor de quatro chaves é uma topologia avançada de conversor que utiliza quatro interruptores controlados, como MOSFETs ou IGBTs, para oferecer maior flexibilidade no controle da conversão de energia. Essa configuração permite operar de forma bidirecional, possibilitando o fluxo de energia em ambos sentidos, além de suportar modos de operação como *Buck*, *Boost* ou *Buck-Boost*. É amplamente utilizado em sistemas de armazenamento de energia, veículos elétricos e redes inteligentes, onde a necessidade de gerenciamento dinâmico de energia é fundamental. Sua versatilidade e capacidade de resposta rápida o tornam ideal para aplicações que demandam alta eficiência, controle preciso e compatibilidade com diferentes condições de entrada e saída (Côrtes, 2021).

A topologia de conversores de quatros chaves pode ser ilustrado na Figura 10 com 4 MOSFETS.

Figura 10 – Estrutura básica de um conversor de Quatro Chaves



Fonte: Côrtes de (2021)

3.1.2.2 Conversores de Quarta Ordem

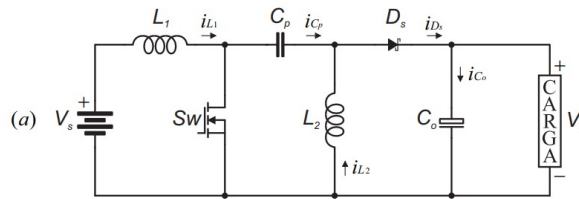
Conversores de quarta ordem são topologias de conversores eletrônicos que utilizam quatro elementos de armazenamento de energia, como indutores e capacitores, em sua configuração. Esses circuitos possuem uma resposta dinâmica descrita por uma equação diferencial de quarta ordem, resultando em um comportamento mais complexo e avançado em termos de controle e operação (Tofoli, 2018). As topologias de conversores de quarta ordem mais conhecidas são: SEPIC, CUK e ZETA que serão abordados na sequência.

3.1.2.2.1 Conversores SEPIC

Os conversores SEPIC (*Single-Ended Primary Inductor Converter*) são topologias de conversores DC-DC derivadas do conversor *Boost*. A principal característica do SEPIC é a capacidade de fornecer uma tensão de saída que pode ser maior ou menor que a tensão de entrada, dependendo do ciclo de trabalho do sinal de controle da chave. Isso torna essa topologia ideal para aplicações em que a tensão de entrada não é regulada e pode sofrer variações (Araújo, 2017). A Figura 11 exemplifica um circuito básico de um conversor SEPIC.

A estrutura do conversor SEPIC inclui um filtro passa-baixa LC entre os estágios de entrada e saída, garantindo um melhor controle sobre o *ripple* da tensão de saída. Entretanto, um possível ponto negativo dessa topologia é o uso de dois indutores, tornando o circuito relativamente maior que um conversor *Boost* convencional. No entanto, esses indutores podem ser acoplados, reduzindo o tamanho e permitindo que a indutância necessária seja reduzida em 50% para uma mesma variação de corrente (Falin, 2008).

Figura 11 – Estrutura básica de um conversor SEPIC



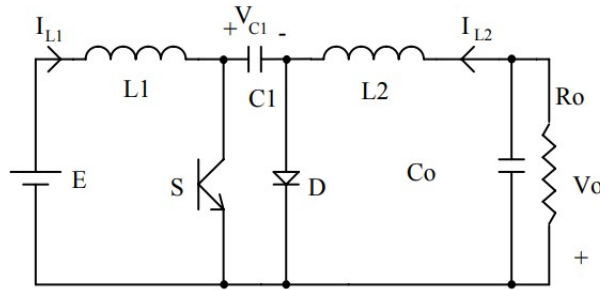
Fonte: ARAÚJO, Gabriela de (2017)

3.1.2.2.2 Conversores CUK

Os conversores CUK são topologias de conversores DC-DC que oferecem uma conversão de tensão tanto para maior quanto para menor que a tensão de entrada, assim como os conversores SEPIC. A principal característica dos conversores CUK é que eles utilizam um capacitor de acoplamento para transferir a energia entre o indutor e o circuito de saída, o que permite que a tensão de saída seja invertida em relação à tensão de entrada, ou seja, a tensão de saída pode ser positiva ou negativa (Pomilio, 2010a). Na Figura 12 está um exemplo básico do circuito de um conversor CUK.

Uma das vantagens é que tanto a corrente de entrada quanto a de saída podem ser contínuas, graças à presença dos indutores. Além disso, ambos os indutores estão submetidos à mesma tensão instantânea, o que possibilita sua construção em um único núcleo. Esse acoplamento magnético, se bem projetado, pode reduzir a ondulação de corrente em um dos enrolamentos. Por fim, os interruptores devem ser capazes de suportar a soma das tensões de entrada e saída (Pomilio, 2010a).

Figura 12 – Estrutura básica de um conversor CUK



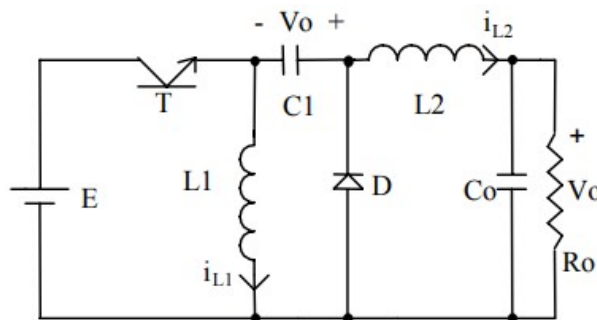
Fonte: POMILIO, José de (2010)

3.1.2.2.3 Conversores ZETA

Os conversores ZETA são topologias de conversores DC-DC que, assim como os conversores SEPIC e CUK, são capazes de fornecer uma tensão de saída tanto maior quanto menor do que a tensão de entrada. A principal característica do conversor ZETA é a sua capacidade de fornecer uma saída com uma tensão de polaridade positiva, independentemente da polaridade da tensão de entrada, o que os torna especialmente úteis em sistemas onde é necessário fornecer uma tensão de saída constante e positiva (Pomilio, 2010b). Na Figura 13 está um exemplo básico do circuito de um conversor ZETA.

Nesse conversor, a corrente de entrada é descontínua, enquanto a de saída é contínua. A transferência de energia ocorre por meio do capacitor. No modo descontínuo, também há a inversão do sentido da corrente em uma das indutâncias. Além disso, a posição do interruptor proporciona uma proteção natural contra sobrecorrentes (Pomilio, 2010b).

Figura 13 – Estrutura básica de um conversor ZETA



Fonte: POMILIO, José de (2010)

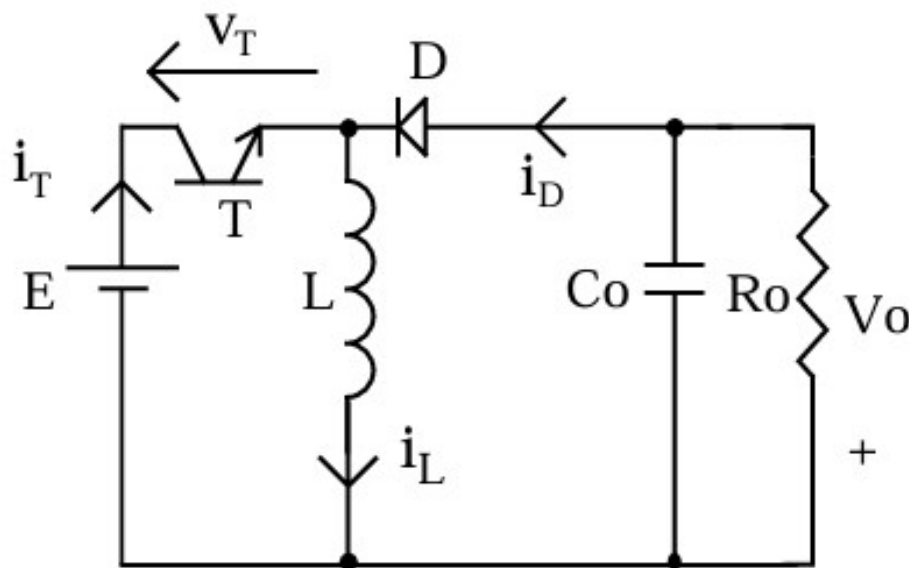
3.2 Conversor *Buck-Boost* Detalhado

O conversor *Buck-Boost* é um circuito capaz de aumentar ou reduzir a tensão de entrada, dependendo do ciclo de trabalho aplicado ao interruptor (Transistor) (Pomilio, 2010c). Ele é ideal para sistemas que exigem flexibilidade no nível de tensão, como dispositivos alimentados por baterias, onde a tensão pode variar significativamente durante o uso. Essa topologia combina características dos conversores *Buck* e *Boost*, permitindo que a saída seja maior, menor ou igual à tensão de entrada, dependendo das condições de operação (Pomilio, 2010c).

O funcionamento básico do conversor *Buck-Boost* baseia-se na ilustração da Figura 14 é observado que quando T está ligado, a fonte transfere energia para o indutor. Nesse momento, o diodo permanece bloqueado, e a carga é alimentada pelo capacitor. Ao desligar T, a corrente do indutor continua fluindo através do diodo, que entra em condução. A energia armazenada em L é então fornecida ao capacitor e à carga (Pomilio, 2010c).

Tanto a corrente na entrada quanto na saída apresentam caráter descontínuo. A tensão que o diodo e o transistor devem suportar corresponde à soma das tensões de entrada e saída, $V_o + E$ (Pomilio, 2010c).

Figura 14 – Estrutura básica de um conversor *Buck-Boost*



Fonte: POMILIO, José de (2010)

3.2.1 Operação em modo Contínuo

No conversor *Buck-Boost*, os modos **contínuo** e **descontínuo** referem-se ao **comportamento da corrente no indutor durante o ciclo de comutação** (Pomilio, 2010c).

No modo de condução contínuo a **corrente no indutor nunca zera durante o ciclo de operação**. Isso ocorre quando a carga é suficientemente alta para manter um fluxo constante de energia (Pomilio, 2010c). Neste modo, as seguintes situações são:

$$v_L = E \quad (\text{durante } tT) \quad (3.9)$$

$$v_L = -V_o \quad (\text{durante } \tau - tT) \quad (3.10)$$

No modo contínuo podem-se observar as seguinte equações que descrevem o comportamento do conversor *buck-boost*:

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \quad (3.11)$$

Onde: δ representa a razão cíclica, também conhecida como ciclo de trabalho. Em um conversor *buck-boost*, essa razão corresponde à fração do tempo total de chaveamento durante a qual o interruptor permanece ligado. Além disso, é possível observar como δ se comporta ao longo do funcionamento do conversor. Assim:

$$\text{Se } 0 < \delta < 0.5, \text{ o conversor se comporta como } \textit{Buck}. \quad (3.12)$$

$$\text{Se } 0.5 < \delta < 1, \text{ o conversor se comporta como } \textit{Boost}. \quad (3.13)$$

O ganho estático é essencial para o projeto de conversores, pois determina a eficiência e a viabilidade da conversão de tensão (Pomilio, 2010c). O ganho estático nesse modo de operação pode ser obtido manipulando a equação da tensão da saída do conversor (Pomilio, 2010c):

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{1 - \delta} = G \quad (3.14)$$

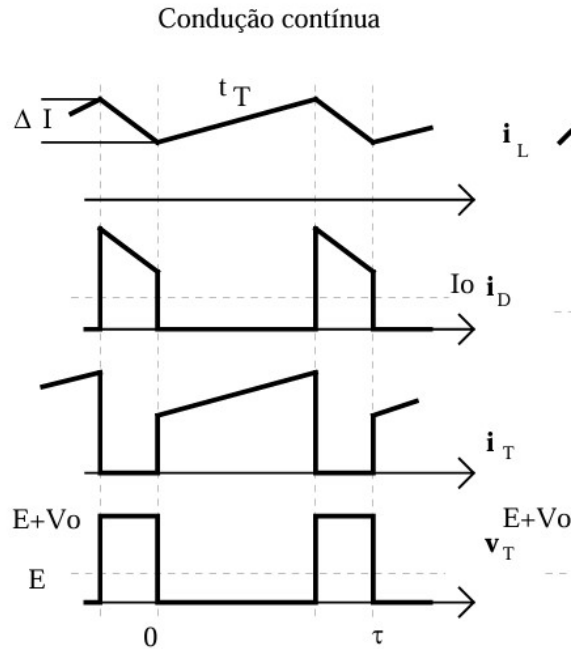
Agora, ressaltando a equação da corrente do indutor:

$$\Delta I_i = \frac{E \cdot tT}{L} = \frac{V_o \cdot (\tau - tT)}{L} \quad (3.15)$$

Onde: (E) Tensão de entrada, (V_o) Tensão de saída, (L) Indutância do indutor, (τ) Tempo de condução do interruptor (relacionado ao ciclo de trabalho $\delta = \tau/T$) e (tT) tempo total de um ciclo.

Em sequência, na Figura 15 , estão as formas das correntes e tensões ao longo do tempo.

Figura 15 – Comportamento para Modo de Condução Contínua



Fonte: POMILIO, José de (2010)

3.2.2 Operação em modo Descontínuo

O modo de condução descontínua em um conversor *Buck-Boost* ocorre quando a **corrente no indutor cai a zero durante parte do período de chaveamento** (Pomilio, 2010c). Neste modo, observam-se as seguintes situações:

$$\text{Quando T conduz: } v_L = E \quad (3.16)$$

$$\text{Quando D conduz: } v_L = -V_o \quad (3.17)$$

No modo descontínuo podem-se observar as seguintes equações que descrevem o comportamento do conversor *buck-boost*:

$$V_0 = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_0} \quad (3.18)$$

Onde: I_0 é corrente na carga e os demais membros da equação já foram descritos em equações acima.

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, e sabendo que a corrente máxima de entrada ocorre ao final do intervalo de condução do transistor (Pomilio, 2010c):

$$iLmax = \frac{E \cdot tT}{L} \quad (3.19)$$

Seu valor médio é:

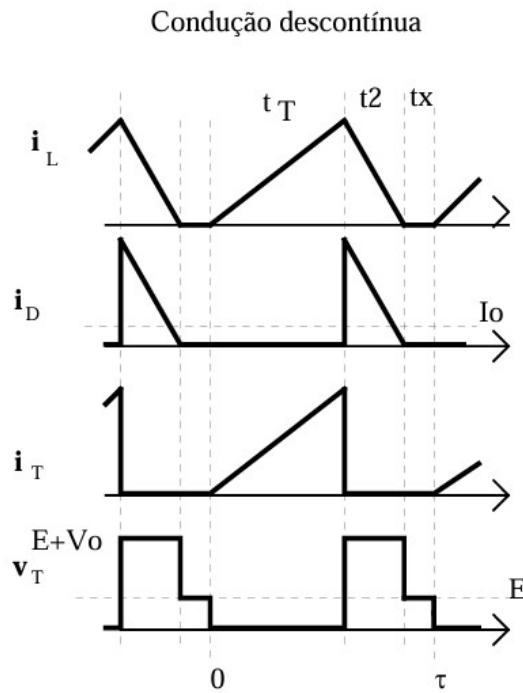
$$iLMed = \frac{Ilmax \cdot tT}{2 \cdot \tau} \quad (3.20)$$

Do balanço de potência tem-se:

$$iL = \frac{Io \cdot Vo}{E} \quad (3.21)$$

Em sequência, na Figura 16 será ilustrado o ciclo de trabalho do conversor no modo de condução Descontínua.

Figura 16 – Comportamento para Modo de Condução Descontínua



Fonte: POMILIO, José de (2010)

Observa-se, que para baixos valores de I_o , o conversor tende a operar no modo descontínuo, logo, para que isso não ocorra, deve-se garantir um consumo mínimo de corrente (Pomilio, 2010c).

3.2.3 Cálculo de L e de C

O limiar entre as situações de condução contínua e descontínua é dado por (Pomilio, 2010c) :

$$I_o = \frac{V_o \cdot \tau \cdot (1 - \delta)^2}{2 \cdot L} \quad (3.22)$$

$$L_{min} = \frac{E \cdot \tau \cdot \delta \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot I_{omin}} \quad (3.23)$$

$$C_o = \frac{I_{omax} \cdot \tau \cdot \delta}{\Delta_{Vo}} \quad (3.24)$$

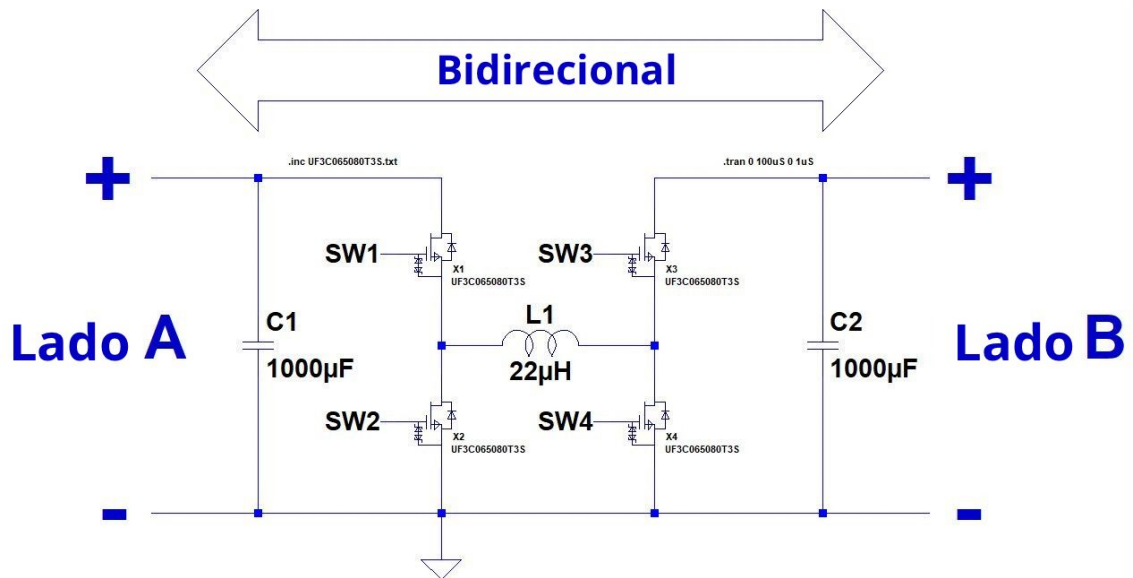
3.2.4 Conversor *Buck-Boost* Bidirecional

Os conversores CC-CC bidirecionais são dispositivos essenciais em sistemas de energia moderna, permitindo o fluxo de potência em dois sentidos entre duas fontes ou cargas de tensão contínua (CC). Eles são amplamente utilizados em aplicações que exigem recarga e descarga de energia, como em veículos elétricos, sistemas de armazenamento com baterias (Autor, 2024; Pandey; outros, 2021).

Esses conversores operam alternando entre modos *boost* (elevação de tensão) e *buck* (redução de tensão), dependendo do sentido do fluxo de energia. Por exemplo, em um veículo elétrico, durante a frenagem regenerativa, o conversor atua no modo *boost* para elevar a tensão da bateria e armazenar energia. No sentido oposto, no modo *buck*, ele fornece energia do banco de baterias para os motores. O controle é realizado por técnicas de modulação por largura de pulso (PWM) e chaveamento de semicondutores (como MOSFETs ou IGBTs).

Algumas aplicações práticas: Em veículos elétricos, os conversores bidirecionais integram baterias e sistemas de recuperação de energia, alternando entre modos *boost* (armazenamento na frenagem regenerativa) e *buck* (alimentação dos motores). Em sistemas com células fotovoltaicas, regulam o fluxo entre painéis solares e baterias, armazenando excedentes diurnos e liberando energia à noite. Já em sistemas aeroespaciais, gerenciam a transferência entre células a combustível (energia contínua) e supercapacitores (picos de demanda), garantindo eficiência em missões críticas. Na Figura 17, pode-se observar um exemplo de circuito de um conversor bidirecional.

Figura 17 – Circuito Conversor Bidirecional



Fonte: Power Electronics News (2020)

3.3 Sistema de Controle Aplicado a Conversores CC CC

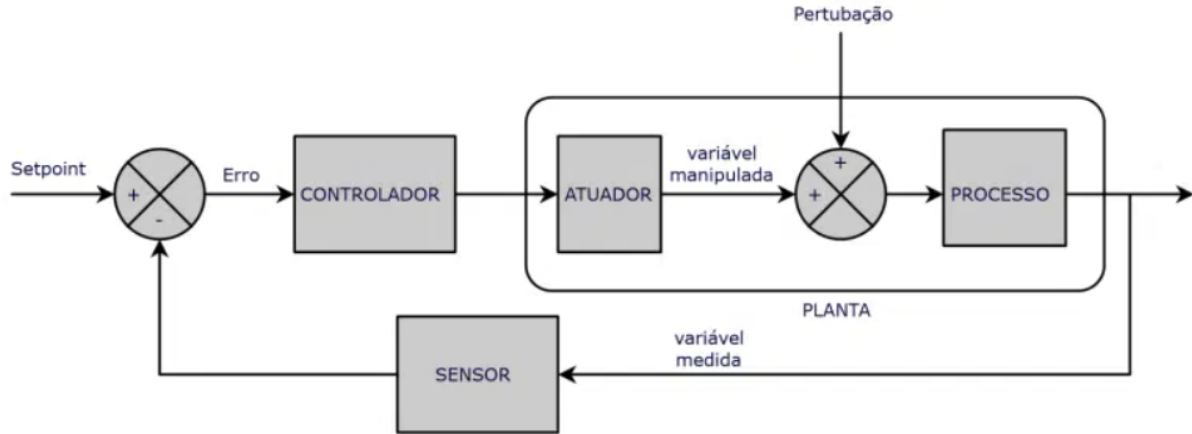
O controle de conversores CC-CC, especialmente do tipo *buck-boost* bidirecional, exige estratégias que conciliem precisão, robustez e velocidade de resposta frente a dinâmicas não lineares e variações rápidas de carga (Viswanatha; Ramachandra; Reddy, 2022).

Duas abordagens amplamente estudadas para esse fim são o controle PID (Proporcional-Integral-Derivativo) e o controle *fuzzy* (baseado em lógica *fuzzy*). Ambas possuem características distintas quanto à modelagem, projeto, implementação e desempenho. Na sequência será abordado com mais detalhes a características de cada um com o objetivo de definir a melhor técnica de controle para esse projeto.

3.3.1 Controle PID

O controlador PID é um dos algoritmos de controle mais utilizados na engenharia, devido à sua simplicidade e boa performance em uma ampla gama de aplicações industriais e embarcadas (Technology, 2015). Ele atua sobre o erro $e(t)$, que é definido como a diferença entre o valor de referência (setpoint) e o valor medido da variável controlada, como pode ser ilustrado na Figura 18.

Figura 18 – Esquema de um Sistema de Controle PID



Fonte: Maker Hero (2022)

A ação de controle é composta por três termos: proporcional, integral e derivativo. A equação geral do controlador PID no domínio do tempo contínuo é dada por:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.25)$$

onde:

- $u(t)$: saída do controlador (ex.: ciclo de trabalho aplicado ao conversor);
- K_p : ganho proporcional;
- K_i : ganho integral;
- K_d : ganho derivativo;
- $e(t)$: erro em função do tempo.

O termo proporcional (K_p) corrige o erro com base na sua magnitude instantânea. O termo integral (K_i) busca eliminar o erro em regime permanente ao considerar o acúmulo histórico do erro. Já o termo derivativo (K_d) atua antecipando variações rápidas do erro, contribuindo para a estabilidade do sistema (Technology, 2015).

A sintonia dos ganhos do PID pode ser realizada por diversos métodos, como tentativa e erro, métodos clássicos (ex.: Ziegler-Nichols) ou ferramentas computacionais de otimização. Após determinada a sintonia, o PID pode ser discretizado para implementação digital usando métodos como o de Euler ou Tustin (Technology, 2015).

O controle PID bem ajustado pode proporcionar bom desempenho transitório e em regime permanente, mesmo em sistemas com dinâmicas relativamente complexas. No

entanto, sua aplicação direta em sistemas não lineares ou variantes no tempo pode exigir técnicas adicionais de adaptação ou linearização local (Ogata, 2010).

3.3.2 Etapas de Implementação do Controle PID

A aplicação de controle PID em conversores DC-DC requer um processo sistemático de análise, modelagem e implementação. A seguir são descritas as principais etapas envolvidas(Ogata, 2010):

1. **Definição da variável de controle:** inicialmente, é necessário estabelecer se o controlador irá atuar sobre a tensão de saída ou a corrente, dependendo da aplicação e topologia do sistema.
2. **Modelagem do sistema:** pode ser realizada por meio de análise de circuitos, identificação da resposta ao degrau, ou via simulações. O objetivo é obter uma representação da planta controlada (linear ou não linear).
3. **Projeto dos ganhos K_p , K_i e K_d :** são ajustados com base em critérios de desempenho como tempo de acomodação, sobressinal e erro em regime permanente. Métodos como Ziegler-Nichols ou algoritmos de otimização podem ser utilizados.
4. **Discretização e implementação digital:** em sistemas embarcados, o controlador deve ser implementado em forma discreta. Métodos comuns de discretização incluem aproximações por Euler ou Tustin.
5. **Aplicação de proteções:** limites devem ser aplicados à saída do controlador e ao integrador (*anti-windup*), evitando saturações que possam levar à instabilidade.
6. **Validação:** o sistema deve ser testado em condições reais ou simuladas, com variações de carga, linha e ruído, avaliando a robustez do controle.

Esse conjunto de etapas permite a implementação robusta e eficiente de um PID mesmo em sistemas não ideais.

3.3.3 Desafios de Implementação do Controle PID

O controle PID em conversores *buck-boost* bidirecionais apresenta desafios adicionais em comparação a topologias unidirecionais mais simples. A seguir, destacam-se os principais obstáculos técnicos:

- **Não linearidade da planta:** o ganho do conversor varia com o ciclo de trabalho e o modo de operação. Em modo *boost*, por exemplo, a relação entre entrada e saída é

não linear, o que dificulta o uso de controladores lineares (Erickson; Maksimović, 2001).

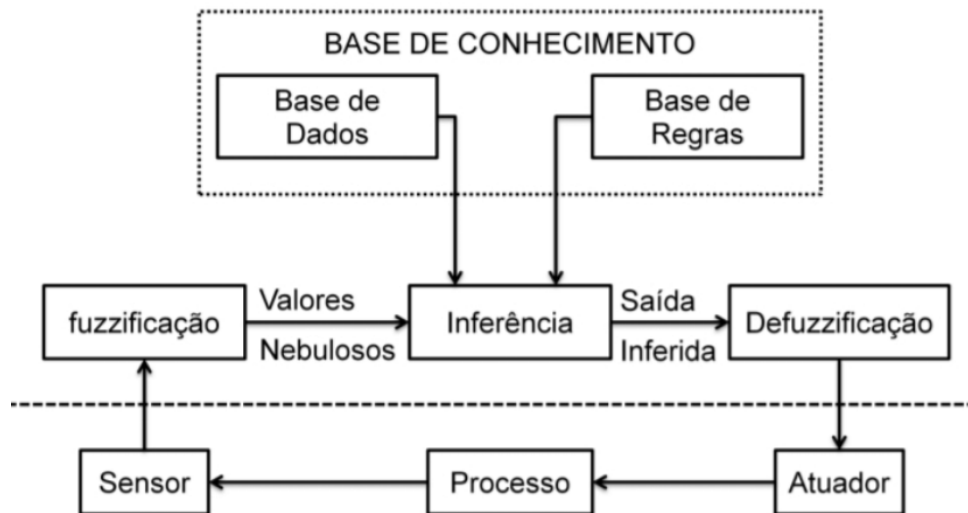
- **Transição Entre Modos de Operação *Buck/Boost*:** a comutação entre modos de operação pode causar descontinuidade dinâmica, exigindo estratégias de controle adaptativo ou híbrido para garantir transição suave e estável.
- **Variação da carga:** cargas altamente dinâmicas, como motores ou sistemas digitais, impõem variações bruscas que desafiam a estabilidade do controlador.
- **Requisitos de resposta rápida:** aplicações críticas exigem resposta transiente com mínima oscilação e rápido tempo de acomodação, o que demanda sintonia precisa e controle com alta frequência de amostragem.

Essas dificuldades tornam o projeto do controlador PID em *buck-boost* bidirecional um processo sensível a diversos fatores externos e internos do sistema.

3.3.4 Controle *Fuzzy*

O controle *fuzzy* é uma técnica de controle baseada na lógica difusa, que se destaca por sua capacidade de lidar com sistemas não lineares, incertos e com difícil modelagem matemática. Diferentemente de controladores convencionais, como o PID, que exigem um modelo preciso do sistema, o controlador *fuzzy* baseia-se em regras heurísticas formuladas a partir do conhecimento empírico do comportamento do sistema. Isso proporciona maior flexibilidade e robustez em aplicações práticas.

O controle *fuzzy* é estruturado em quatro etapas fundamentais: fuzzificação, base de regras, mecanismo de inferência e desfuzzificação. Na etapa de fuzzificação, os valores numéricos de entrada, como o erro e a variação do erro, são transformados em valores pertencentes a conjuntos com diferentes graus de pertinência. Em seguida, esses valores são avaliados por um conjunto de regras que descrevem o comportamento do sistema com base em combinações de entrada. O mecanismo de inferência processa os resultados dessas regras e gera uma saída representada em forma difusa. Por fim, a etapa de desfuzzificação converte essa saída em um valor numérico, conforme a Figura 19, adequado para o controle do sistema (Lee, 1990; Orive et al., 2016).

Figura 19 – Esquema de um Sistema de Controle *Fuzzy*

Fonte: Diagrama do controlador híbrido *Fuzzy*-PID. Fonte: Carvalho, Almeida e Salles (2022)

Essa abordagem é especialmente útil em sistemas de conversão de energia, como os conversores CC-CC, nos quais as características de operação variam significativamente com o tempo. Em particular, o conversor *buck-boost* bidirecional de quatro chaves opera em uma ampla faixa de tensões e correntes, tanto no modo *buck* quanto no *boost*, e pode sofrer variações bruscas na tensão de entrada e na carga conectada. Nesses casos, um controlador tradicional como o PID teria dificuldades para manter o desempenho ideal sem reconfiguração frequente ou adaptação de ganhos.

A lógica *fuzzy*, por outro lado, apresenta desempenho consistente mesmo diante dessas incertezas e variações, uma vez que as decisões de controle são tomadas com base em regras que refletem diretamente o conhecimento prático sobre o sistema, dispensando a linearização em torno de pontos específicos de operação (Al-shamasin; Khazaleh, 2012). Isso torna o controle *fuzzy* particularmente vantajoso para aplicações em ambientes dinâmicos e exigentes, como sistemas automotivos, fontes renováveis e unidades de armazenamento de energia.

3.3.5 Etapas de Implementação do Controle *Fuzzy*

O desenvolvimento de um controlador *fuzzy* para conversores DC-DC envolve etapas específicas, descritas a seguir (Codecrucks, 2021a):

1. **Definição das variáveis de entrada e saída:** normalmente utiliza-se o erro (entre tensão de saída e referência) e a variação do erro como entradas. A saída é geralmente o incremento do ciclo de trabalho.

2. **Fuzzificação:** As variáveis contínuas são transformadas em variáveis linguísticas por meio de funções de pertinência (por exemplo: negativo grande, zero, positivo pequeno). Essa etapa permite o tratamento qualitativo da informação.
3. **Construção da base de regras:** define-se um conjunto de regras heurísticas do tipo *Se-Então*, com base no comportamento esperado do sistema.
4. **Mecanismo de inferência:** método que combina as regras (geralmente o método de Mamdani é utilizado).
5. **Defuzzificação:** transformação da saída *fuzzy* para um valor crisp. O método mais comum é o centro de gravidade (COG).
6. **Simulação e validação:** testes são realizados para validar a resposta dinâmica do sistema frente a diferentes condições de carga e variações na tensão de entrada.

Essas etapas são fortemente baseadas em conhecimento empírico, mas permitem alto grau de personalização e robustez a incertezas no modelo do sistema.

3.3.6 Desafios de Implementação do Controle *Fuzzy*

Apesar das vantagens do controle *fuzzy*, sua aplicação a conversores *buck-boost* bidirecionais enfrenta alguns desafios técnicos e práticos.

- **Definição da base de regras:** exige conhecimento profundo do comportamento do conversor em seus diferentes modos de operação. Regras mal formuladas podem comprometer a estabilidade.
- **Saturação e ação agressiva:** regras muito abruptas podem gerar saídas com excesso de ciclo de trabalho, resultando em sobrecargas ou oscilações.
- **Mudança de modo *buck-boost*:** a não linearidade na transição entre modos exige uma base de regras que cubra adequadamente diferentes regiões operacionais.
- **Dificuldade de ajuste fino:** diferente do PID, os parâmetros do *fuzzy* (número de conjuntos, forma das funções, regras) não têm ajuste sistemático, o que torna a otimização mais complexa.
- **Recursos computacionais:** embora possível em microcontroladores, a lógica difusa exige maior uso de memória e processamento em comparação com um PID tradicional.

Apesar desses desafios, o controle *fuzzy* demonstra melhor desempenho em condições onde o sistema sofre variações bruscas, é mal modelado ou altamente não linear.

3.3.7 Controle PID vs Controle *Fuzzy*

O controlador PID é baseado em uma estrutura matemática simples, amplamente conhecida e fácil de implementar em microcontroladores e DSPs. Sua eficácia é reconhecida principalmente em sistemas lineares ou suavemente não lineares, onde o modelo da planta é razoavelmente bem comportado. A sintonia dos ganhos K_p , K_i e K_d pode ser feita por métodos clássicos, como Ziegler-Nichols, ou técnicas numéricas modernas. No entanto, sua performance tende a degradar significativamente em presença de grandes não linearidades, atraso de tempo ou variações abruptas de carga, comuns em conversores bidirecionais ([Viswanatha; Ramachandra; Reddy, 2022](#)).

Por outro lado, o controle *fuzzy* apresenta-se como uma alternativa eficaz ao PID tradicional para sistemas com alto grau de incerteza e não linearidade, como é o caso dos conversores *buck-boost* bidirecionais ([Martínez; Montiel; Martínez, 2023](#)). Ao dispensar a necessidade de um modelo matemático preciso, o controle difuso baseia-se em regras heurísticas e conhecimento linguístico, como “erro grande positivo” ou “variação pequena negativa” ([Ojha; Abraham; Snasel, 2019](#)). Isso permite ajustes intuitivos com base em testes experimentais ou observações empíricas do sistema, tornando a abordagem altamente adaptável.

Uma das principais vantagens do controle *fuzzy* é sua maior robustez frente a perturbações e variações nas condições operacionais ([Codecrucks, 2021b](#)). Em situações onde a planta apresenta comportamento variável ou difícil de modelar, o controle *fuzzy* pode manter a estabilidade e o desempenho sem reconfigurações complexas. Além disso, sua capacidade de manipular linguagens aproximadas e raciocínio difuso o torna particularmente útil em cenários onde a modelagem formal é inviável ou custosa.

Entretanto, o controle difuso também possui limitações. Sua implementação exige um esforço inicial maior na definição da base de regras e das funções de pertinência. A escolha inadequada de regras pode comprometer o desempenho e até a estabilidade do sistema ([Tutorialspoint, 2021](#)).

Na Tabela 1 apresenta-se um resumo comparativo entre as duas abordagens.

Tabela 1 – Comparativo entre controle PID e *Fuzzy* para conversores *buck-boost* bidirecionais

Critério	Controle PID	Controle <i>Fuzzy</i>
Modelagem da planta	Requer modelo ou identificação linear	Não requer modelo exato; usa conhecimento heurístico
Robustez a variações de carga	Limitada	Alta
Facilidade de implementação	Simples e bem estabelecida	Requer definição de base de regras e funções de pertinência
Custo computacional	Baixo	Médio a alto
Desempenho em sistemas não lineares	Insatisfatório sem compensações	Naturalmente adaptável
Sintonia de parâmetros	Sistemática (Ziegler-Nichols, otimização, etc.)	Empírica ou baseada em IA

Em suma, tanto o controle PID quanto o controle *fuzzy* apresentam vantagens relevantes no contexto do controle de conversores DC-DC. O PID destaca-se pela facilidade de implementação e baixa demanda computacional, sendo uma solução eficaz em sistemas lineares ou suavemente não lineares. Por outro lado, o controle *fuzzy* mostra-se mais robusto frente a incertezas, variações dinâmicas e não linearidades significativas.

Considerando-se que conversores *buck-boost* bidirecionais apresentam comportamento altamente não linear, e que o controle PID exige modelagem matemática precisa para bom desempenho, optou-se nesta aplicação pelo uso do controle *fuzzy*. A escolha justifica-se pela maior simplicidade na etapa de projeto, uma vez que o controle difuso não depende de um modelo analítico exato, mas sim de regras heurísticas formuladas com base em observações práticas. Dessa forma, o controle *fuzzy* oferece uma solução mais adequada e flexível para o sistema em questão.

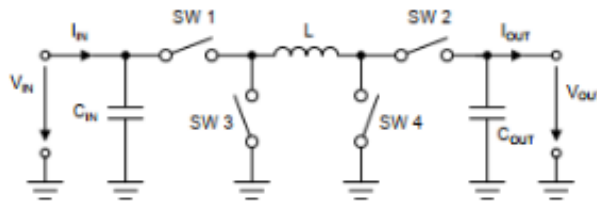
4 METODOLOGIA

Essa seção tem como finalidade demonstrar os passos seguidos para a implementação e obtenção dos resultados.

4.1 Configuração de um conversor *Buck-boost* Bidirecional de Quatro Chaves

O conversor DC-DC *Buck-Boost*, conforme a Figura 20, é um tipo de conversor de potência que pode produzir uma tensão de saída maior ou menor que a tensão de entrada.

Figura 20 – Circuito Ilustrativo do Conversor *Buck-Boost* de Quatro Chaves



Fonte: Application Notes Texas instruments (SLVA535B).

Ele é composto pelos seguintes componentes principais:

- $SW1, SW2, SW3, SW4$: quatro comutadores, geralmente implementadas com MOS-FETs. O chaveamento controlado dessas chaves determina o aumento ou redução da tensão.
- L indutor responsável por armazenar a energia e realizar sua transferência a partir do funcionamento dos comutadores.
- C_{IN} : capacitor de entrada para filtrar oscilações e fornecer uma tensão mais estável para o conversor.
- C_{OUT} : capacitor de saída para suavizar oscilações e fornecer uma tensão de saída mais estável para a carga.

4.1.1 Princípios de Operação

Ciclo de Trabalho é a fração de tempo em que um sinal ou uma chave está ligado dentro de um período fixo.

$$D = \frac{T_{\text{on}}}{T} \quad (4.1)$$

Onde:

- D = ciclo de trabalho
- T_{on} = tempo que o sinal está ligado
- T = período do sinal

Ciclo de Trabalho Complementar é a fração de tempo em que o mesmo sinal está desligado dentro do mesmo período fixo.

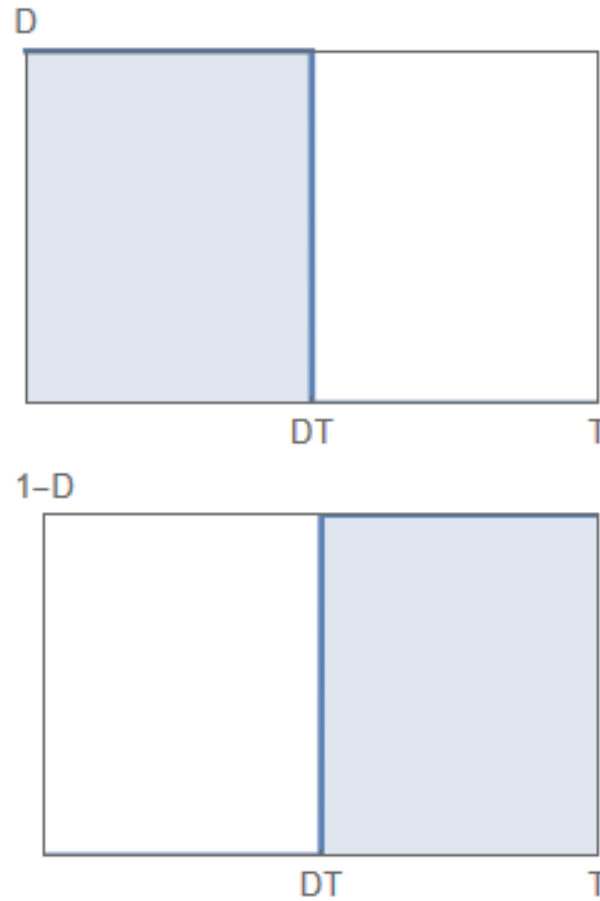
$$1 - D = \frac{T_{\text{off}}}{T} \quad (4.2)$$

Onde:

- D = ciclo de trabalho complementar
- T_{off} = tempo que o sinal está desligado
- T = período do sinal

A Figura 21 descreve graficamente esse conceito e será útil futuramente, pois o ciclo de trabalho e seu complementar será necessário durante a aplicação do conversor.

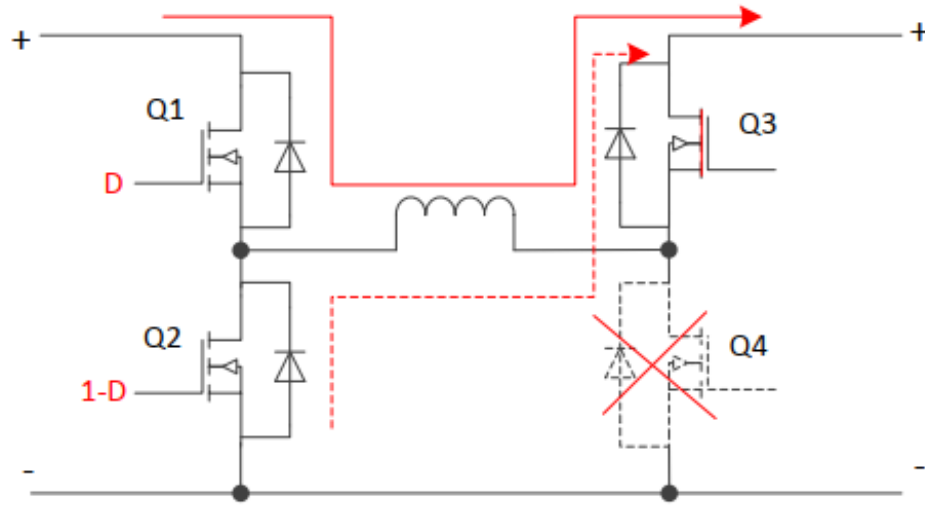
Figura 21 – Ciclo de Trabalho Complementar



Fonte: Autor (Mathematica)

4.1.1.1 Buck Síncrono

A Figura 22 demonstra esse modo de funcionamento. O comutador Q3 é totalmente ligado e o comutador Q4 é totalmente desligado. Q1 e Q2 são controlados por D e 1 - D, respectivamente, e o sistema se torna um conversor *buck* sincronizado.

Figura 22 – *Buck* Síncrono

Fonte: Application Notes Texas instruments (PMP21529)

O ciclo de trabalho do modo *Buck* é calculado conforme a equação (4.3).

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad (4.3)$$

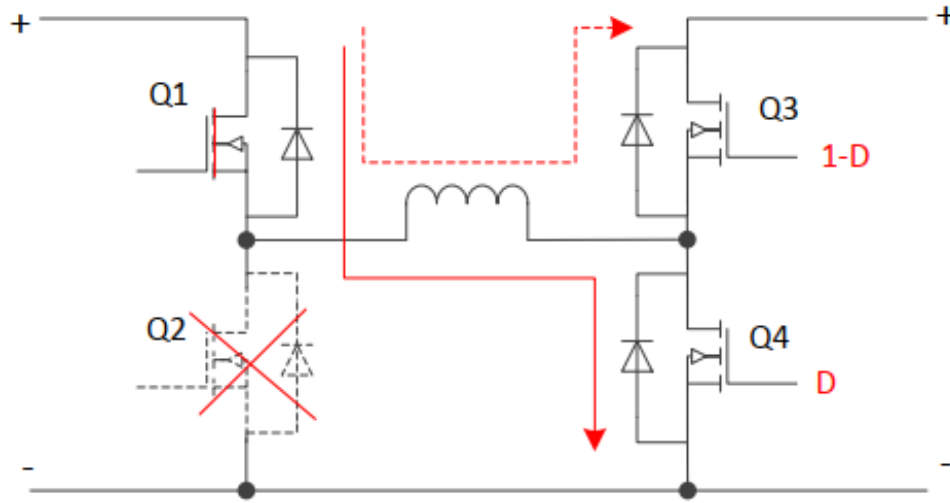
onde:

- D = ciclo de trabalho
- V_o = tensão de saída
- V_i = tensão de entrada

Como nesse modo deseja-se reduzir a tensão de entrada, é necessário que esta seja maior que a tensão de saída ($V_i > V_o$). Apenas duas chaves são comutadas, e não é possível operar com $V_i = V_o$, pois nessas condições $D = 1$ e o comutador Q_1 fica ligado junto ao comutador Q_3 , causando um curto no sistema.

4.1.1.2 *Boost* síncrono

A Figura 23 demonstra esse modo de funcionamento. O comutador Q_1 é totalmente ligado e o comutador Q_2 é totalmente desligado. Q_3 e Q_4 são controlados por $1 - D$ e D , respectivamente, e o sistema se torna um conversor *boost* sincronizado.

Figura 23 – *Boost* Síncrono

Fonte: Application notes Texas instruments (PMP21529)

O ciclo de trabalho do modo *Boost* é calculado conforme a equação (4.4).

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (4.4)$$

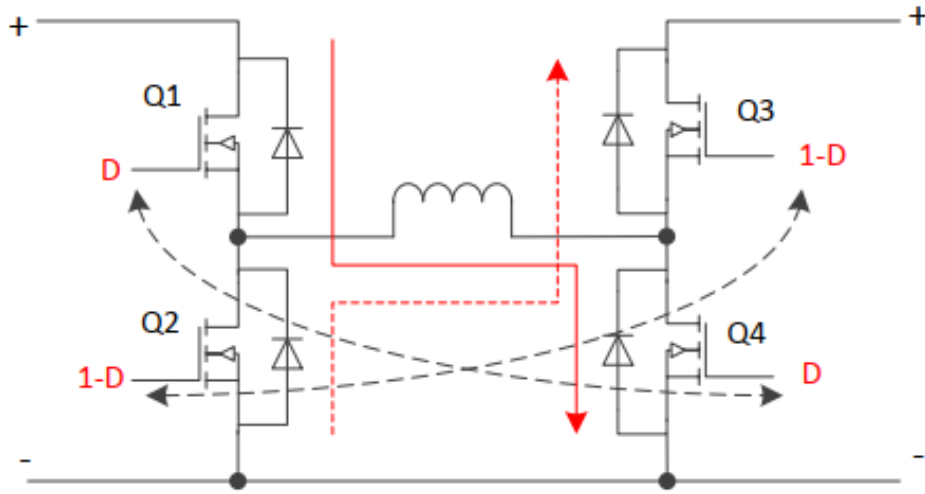
Onde:

- D = ciclo de trabalho
- V_o = tensão de saída
- V_i = tensão de entrada

Como nesse modo deseja-se aumentar a tensão de entrada, é necessário que esta seja menor que a tensão de saída ($V_i < V_o$). Apenas duas chaves são comutadas, e não é possível operar com $V_i = V_o$, pois nessas condições $D = 0$ e o comutador Q_1 fica ligado junto ao comutador Q_3 , causando um curto no sistema.

4.1.1.3 *Buck-Boost* Síncrono

A Figura 24 demonstra esse modo de funcionamento. O comutador Q_1 e Q_4 são controlados por D , enquanto Q_2 e Q_3 são controlados por $1 - D$, e o sistema se torna um conversor *buck-boost* sincronizado.

Figura 24 – *buck-boost* Síncrono

Fonte: Application Notes Texas instruments (PMP21529)

O ciclo de trabalho do modo *Buck-Boost* é calculado conforme a equação (4.5).

$$D = \frac{V_o}{V_i + V_o} \quad (4.5)$$

Onde:

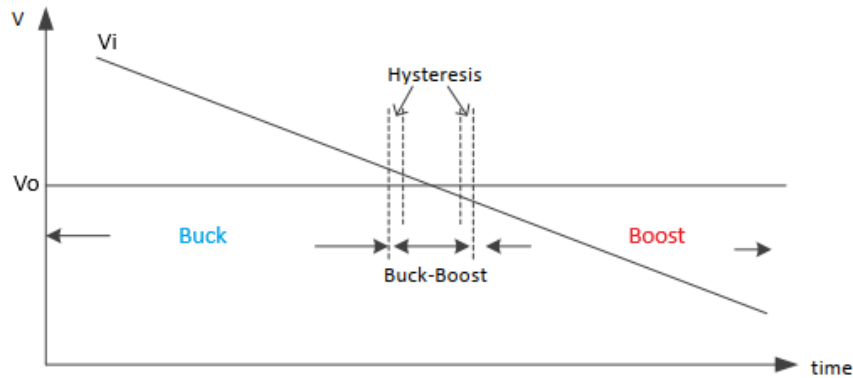
- D = ciclo de trabalho
- V_o = tensão de saída
- V_i = tensão de entrada

Como nesse modo deseja-se reduzir ou aumentar a tensão de entrada, é possível utilizá-lo durante a condição restrita dos modos anteriores, quando $D = 1$ no modo *Buck* ou $D = 0$ no modo *Boost*, pois na condição em que $V_i = V_o$ no modo *Buck-Boost*, $D \approx 0,5$. As quatro chaves são comutadas, reduzindo a eficiência em troca de operar nas condições restritas.

4.1.2 Modo de Operação

Os quatro interruptores alteram o modo de operação de acordo com a tensão de entrada e a tensão de saída, conforme mostrado na Figura 25. Para evitar um salto entre as operações e evitar oscilações, uma histerese pode ser adicionada entre a transição dos modos.

Figura 25 – Modos de Operação com Base nas Tensões



Fonte: Application Notes Texas instruments (PMP21529)

Durante a operação *Buck*, conforme a tensão de entrada diminui, o valor do ciclo de trabalho aproxima-se de 1, conforme a Equação (4.3) e o sistema realiza a troca de modo antes dessa ocorrência. O mesmo ocorre durante a operação *Boost*, conforme a tensão de entrada aumenta, o valor do ciclo de trabalho aproxima-se de 0, conforme a Equação (4.4) e o sistema troca de modo antes dessa ocorrência. Portanto, deve-se definir o limiar para a realização de trocas de modo, por exemplo, trocar de *Buck* para *Buck-Boost* quando $D = 0,8$.

4.1.3 Implementação

Os comutadores usados nessa aplicação serão MOSFETs. Um tempo de inatividade durante a comutação deve ser considerado para evitar correntes de disparo, evitando, por exemplo, que Q1 e Q2 estejam acionados ao mesmo tempo. Para acionamento dos comutadores, é necessário o uso de gate drives, pois as saídas dos circuitos de controle são de baixa potência, sendo incapazes de realizar o acionamento adequada dos comutadores. Para o dimensionamento dos componentes em cada modo de operação, utilizam-se as equações a seguir.

4.1.3.1 Buck

$$L > \frac{1}{f \Delta i_L} \left(V_o - \frac{V_o^2}{V_i} \right) \quad (4.6)$$

Onde:

- L = indutância do indutor
- f = frequência de comutação
- Δi_L = corrente ripple do indutor

- V_o = tensão de saída
- V_i = tensão de entrada

$$C > \frac{\Delta i_L}{8f \Delta V_o} \quad (4.7)$$

Onde:

- C = capacitância do capacitor
- f = frequência de comutação
- Δi_L = corrente ripple do indutor
- ΔV_o = tensão ripple de saída

4.1.3.2 Buck-Boost

$$L > \frac{1}{f \Delta i_L} \cdot \frac{V_o}{1 + \frac{V_o}{V_i}} \quad (4.8)$$

Onde:

- L = indutância do indutor
- f = frequência de comutação
- Δi_L = corrente ripple do indutor
- V_o = tensão de saída
- V_i = tensão de entrada

$$C > \frac{I_o}{f \Delta V_o} \cdot \frac{V_o}{V_o + V_i} \quad (4.9)$$

Onde:

- C = capacitância do capacitor
- f = frequência de comutação
- I_o = corrente de saída
- ΔV_o = tensão ripple de saída
- V_o = tensão de saída
- V_i = tensão de entrada

4.1.3.3 Boost

$$L > \frac{1}{f \Delta i_L} \cdot \left(V_i - \frac{V_i^2}{V_o} \right) \quad (4.10)$$

Onde:

- L = indutância do indutor
- f = frequência de comutação
- Δi_L = corrente ripple do indutor
- V_o = tensão de saída
- V_i = tensão de entrada

$$C > \frac{I_o}{f \Delta V_o} \cdot \frac{V_o - V_i}{V_o} \quad (4.11)$$

Onde:

- C = capacitância do capacitor
- f = frequência de comutação
- I_o = corrente de saída
- ΔV_o = tensão ripple do capacitor

4.1.4 Projeto do Conversor

Para esse projeto, as considerações iniciais para desenvolvimento são:

- $V_{imin} = 18 \text{ V}$
- $V_{imax} = 30 \text{ V}$
- $D_{min} = 0.2$
- $D_{max} = 0.8$

A Tabela 2 a seguir resume o cálculo do ciclo de trabalho para cada modo de operação, para os cálculos das regiões de operação a seguir.

Tabela 2 – Tabela de Ciclo de Trabalho por Modo de Operação

Modo de operação	Ciclo de trabalho
<i>Buck</i>	$D = \frac{1}{\frac{V_i}{V_o}}$
<i>Buck-boost</i>	$D = \frac{1}{1 + \frac{V_i}{V_o}}$
<i>Boost</i>	$D = 1 - \frac{V_i}{V_o}$

4.1.4.1 Região *Buck*

Utilizando a Equação (4.3), calcula-se os valores mínimos e máximos da tensão de saída possíveis nessa região com base no ciclo de trabalho determinado.

$$D_{\min} = \frac{1}{\frac{V_{i\max}}{V_{o\min}}} \Rightarrow V_{o\min} = D_{\min} \cdot V_{i\max} = 0,2 \cdot 30 = 6 \text{ V} \quad (4.12)$$

$$D_{\max} = \frac{1}{\frac{V_{i\max}}{V_{o\max}}} \Rightarrow V_{o\max} = D_{\max} \cdot V_{i\max} = 0,8 \cdot 30 = 24 \text{ V} \quad (4.13)$$

Agora calcula-se uma relação entre entrada e saída que limitam essa região.

$$\frac{V_{i\max}}{V_{o\max}} < \frac{V_i}{V_o} < \frac{V_{i\max}}{V_{o\min}} \Rightarrow \frac{30}{24} < \frac{V_i}{V_o} < \frac{30}{6} \Rightarrow 1,25 < \frac{V_i}{V_o} < 5 \quad (4.14)$$

Assim, enquanto a relação estiver entre 1,25 e 5, o modo de operação será *Buck*.

Considera-se a região esquerda como *Buck*, central como *Buck-Boost* e direita como *Boost* para as definições seguintes. Quando o limite esquerdo 1,25 é atingido, é possível calcular a tensão de saída mínima V_{o1} e máxima V_{o2} de transição com base na tensão de entrada mínima e máxima, determinando a fronteira da região *Buck* com a região central.

$$\frac{V_{i\max}}{V_{o\max}} = \frac{V_{i\min}}{V_{o1}} \Rightarrow 1,25 = \frac{18}{V_{o1}} \Rightarrow V_{o1} = \frac{18}{1,25} = 14,4 \text{ V} \quad (4.15)$$

$$\frac{V_{i\max}}{V_{o\max}} = \frac{V_{i\min}}{V_{o2}} \Rightarrow 1,25 = \frac{30}{V_{o2}} \Rightarrow V_{o2} = \frac{30}{1,25} = 24 \text{ V} \quad (4.16)$$

Obtém-se que a região *Buck* opera com tensões de entrada entre 18 e 30 V, e tensões de saída entre 6 e 24 V. A fronteira com a região central consiste em uma reta com tensões de saída entre 14,4 e 24 V.

4.1.4.2 Região *Boost*

Utilizando a Equação (4.4), calculam-se os valores mínimos e máximos da tensão de saída possíveis nessa região com base no ciclo de trabalho determinado.

$$D_{\min} = 1 - \frac{V_{i\min}}{V_{o\min}} \Rightarrow V_{o\min} = \frac{V_{i\min}}{1 - D_{\min}} = \frac{18}{1 - 0,2} = 22,5 \text{ V} \quad (4.17)$$

$$D_{\max} = 1 - \frac{V_{i_{\max}}}{V_{o_{\max}}} \Rightarrow V_{o_{\max}} = \frac{V_{i_{\max}}}{1 - D_{\max}} = \frac{30}{1 - 0,8} = 150 \text{ V} \quad (4.18)$$

Agora calcula-se uma relação entre entrada e saída que limitam essa região.

$$\frac{V_{i_{\max}}}{V_{o_{\max}}} < \frac{V_i}{V_o} < \frac{V_{i_{\min}}}{V_{o_{\min}}} \Rightarrow \frac{30}{150} < \frac{V_i}{V_o} < \frac{18}{22,5} \Rightarrow 0,2 < \frac{V_i}{V_o} < 0,8 \quad (4.19)$$

Assim, enquanto a relação estiver entre 0,2 e 0,8, o modo de operação será *Buck*.

Quando o limite direito 0,8 é atingido, é possível calcular a tensão de saída mínima V_{o1} , e máxima V_{o2} de transição com base na tensão de entrada mínima e máxima, determinando a fronteira da região *Boost* com a região central.

$$\frac{V_{i_{\max}}}{V_{o_{\max}}} = \frac{V_{i_{\min}}}{V_{o1}} \Rightarrow 0,8 = \frac{18}{V_{o1}} \Rightarrow V_{o1} = \frac{18}{0,8} = 22,5 \text{ V} \quad (4.20)$$

$$\frac{V_{i_{\max}}}{V_{o_{\max}}} = \frac{V_{i_{\min}}}{V_{o2}} \Rightarrow 0,8 = \frac{30}{V_{o2}} \Rightarrow V_{o2} = \frac{30}{0,8} = 37,5 \text{ V} \quad (4.21)$$

Obtém-se que a região *Boost* opera com tensões de entrada entre 18 e 30 V, e tensões de saída entre 22,5 e 150 V. A fronteira com a região central consiste em uma reta com tensões de saída entre 22,5 e 37,5 V.

4.1.4.3 Região *Buck-Boost*

A região central é obtida automaticamente ao identificar-se as duas fronteiras. Portanto, obtém-se que a região *Buck-Boost* opera com tensões de entrada entre 18 e 30 V, e tensões de saída entre 14,4 e 37,5 V.

4.1.4.4 Regiões de Operação

Novas considerações:

- $V_{omin} = 6 \text{ V}$
- $V_{omax} = 55 \text{ V}$

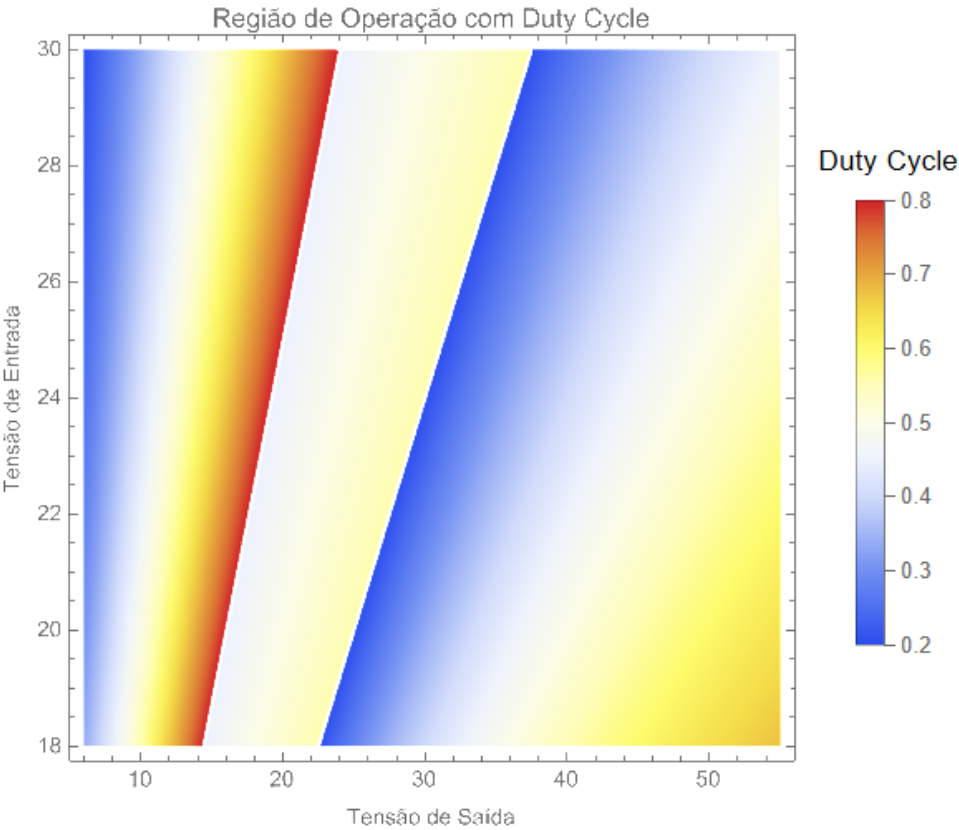
A Tabela 3 resume as novas informações obtidas para cada modo de operação.

Tabela 3 – Resumo da Região de Operação/Tensão de Operação por Modo de Operação

Modo de operação	Região de operação	Tensão de operação
<i>Buck</i>	$\frac{V_i}{V_o} > 1,25$	$V_i = [18, 30]$ $V_o = [6, 24]$
<i>Buck-Boost</i>	$0,80 \leq \frac{V_i}{V_o} \leq 1,25$	$V_i = [18, 30]$ $V_o = [14,4; 37,5]$
<i>Boost</i>	$\frac{V_i}{V_o} < 0,80$	$V_i = [18, 30]$ $V_o = [22,5; 55]$

A partir das informações obtidas anteriormente, é possível calcular o ciclo de trabalho para cada combinação de entradas e saídas, e construir um gráfico de contorno que representa as regiões de operação, facilitando a visualização das fronteiras entre elas, conforme a Figura 26.

Figura 26 – Gráfico de Contorno das Regiões de Operação



Fonte: Autores (Mathematica)

Para visualizar a profundidade, pode-se converter os eixos em uma variável única que represente tensão de entrada sobre tensão de saída no eixo horizontal e representar o ciclo de trabalho no eixo vertical, conforme a Figura 27.

Figura 27 – Gráfico do ciclo de trabalho por Região de Operação



Fonte: Autores (Mathematica)

Vale comentar que, pela tensão máxima ter sido considerada 55 V, o valor de ciclo de trabalho teórico não atinge o valor de 0,8 na região *Boost*.

4.1.4.5 Dimensionamento dos Componentes

Novas Considerações

- $I_{o_{\max}} = 2A$
- $f = 10kHz$
- $\Delta i_{L_{\max}} = 0.6A$ (30%)
- $\Delta V_{o_{\max}} = 1V$ (2%)

4.1.4.6 Dimensionamento dos Componentes *buck*

A partir das Equações (4.6) e (4.7).

$$L > \frac{1}{f \cdot \Delta i_L} \left(V_o - \frac{V_o^2}{V_{i_{\max}}} \right) > \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 0,6} \left(V_o - \frac{V_o^2}{30} \right) \quad (4.22)$$

$$\frac{d}{dV_o} L = 0 \Rightarrow V_o = 15V \quad (4.23)$$

$$L > \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 0,6} \left(15 - \frac{15^2}{30} \right) > 1,25mH \quad (4.24)$$

$$C > \frac{\Delta i_L}{8f\Delta V_o} > \frac{0,6}{8 \cdot 10^3 \cdot 1} > 7,5 \mu F \quad (4.25)$$

4.1.4.7 Dimensionamento dos Componentes *buck-boost*

A partir das Equações (4.8) e (4.9).

$$L > \frac{1}{f \cdot \Delta i_L} \cdot \frac{V_{o_{\max}}}{1 + \frac{V_{o_{\max}}}{V_{i_{\max}}}} > \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 0,6} \cdot \frac{37,5}{1 + \frac{37,5}{30}} > 2,78 \text{ mH} \quad (4.26)$$

$$C > \frac{I_o}{f \cdot \Delta V_o} \cdot \frac{V_{o_{\max}}}{V_{o_{\max}} + V_{i_{\min}}} > \frac{2}{10 \cdot 10^3 \cdot 1} \cdot \frac{37,5}{37,5 + 18} > 135,1 \mu F \quad (4.27)$$

4.1.4.8 Dimensionamento dos Componentes *boost*

A partir das Equações (4.10) e (4.11).

$$L > \frac{1}{f \cdot \Delta i_L} \left(V_i - \frac{V_i^2}{V_{o_{\max}}} \right) > \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 0,6} \left(V_i - \frac{V_i^2}{55} \right) \quad (4.28)$$

$$\frac{d}{dV_i} L = 0 \Rightarrow V_i = 27,5 \text{ V} \quad (4.29)$$

$$L > \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 0,6} \left(27,5 - \frac{27,5^2}{55} \right) > 2,29 \text{ mH} \quad (4.30)$$

$$C > \frac{I_o}{f \cdot \Delta V_o} \cdot \frac{V_{o_{\max}} - V_{i_{\min}}}{V_{o_{\max}}} > \frac{2}{10 \cdot 10^3 \cdot 1} \cdot \frac{55 - 18}{55} > 134,5 \mu F \quad (4.31)$$

4.1.4.9 Verificação

Com os componentes de cada modo de operação obtidos, utiliza-se aqueles com o maior valor, de forma a garantir o funcionamento completo e seguro do sistema em todas as condições de operação.

4.1.4.9.1 Novas Considerações:

- Indutância mínima: $L > 2.78 \text{ mH}$
- Capacitância mínima: $C > 135.1 \mu F$

4.1.4.9.2 Cálculo do *Ripple* Máximo:

Com os valores de indutância e capacitância definidos, calcula-se agora o **ripple máximo da corrente no indutor** (Δi_L) e da **tensão de saída** (ΔV_o) com base nas equações anteriores, utilizando os piores casos de tensão e corrente:

4.1.4.10 Verificação *buck*

$$2,78 \times 10^{-3} = \frac{1}{10 \times 10^3 \times \Delta i_L} \cdot \left(15 - \frac{15^2}{30}\right) \Rightarrow \Delta i_{L_{\max}} = 0,27 \text{ A} \quad (4.32)$$

$$135,1 \times 10^{-6} = \frac{0,27}{8 \times 10 \times 10^3 \times \Delta V_o} \Rightarrow \Delta V_{o_{\max}} = 0,025 \text{ V} \quad (4.33)$$

4.1.4.11 Verificação *buck-boost*

$$2,78 \times 10^{-3} = \frac{1}{10 \times 10^3 \times \Delta i_L} \cdot \frac{37,5}{1 + \frac{37,5}{30}} \Rightarrow \Delta i_{L_{\max}} = 0,6 \text{ A} \quad (4.34)$$

$$135,1 \times 10^{-6} = \frac{2}{10 \times 10^3 \times \Delta V_o} \cdot \frac{37,5}{37,5 + 18} \Rightarrow \Delta V_{o_{\max}} = 1 \text{ V} \quad (4.35)$$

4.1.4.12 Verificação *boost*

$$2,78 \times 10^{-3} = \frac{1}{10 \times 10^3 \times \Delta i_L} \cdot \left(27,5 - \frac{27,5^2}{55}\right) \Rightarrow \Delta i_{L_{\max}} = 0,49 \text{ A} \quad (4.36)$$

$$135,1 \times 10^{-6} = \frac{2}{10 \times 10^3 \times \Delta V_o} \cdot \frac{55 - 18}{55} \Rightarrow \Delta V_{o_{\max}} = 1 \text{ V} \quad (4.37)$$

Por fim, verificou-se que os valores estão dentro do considerado para esse design.

4.1.4.13 Resumo Final

As informações adquiridas do projeto até o momento são resumidas na Tabela 4.

Tabela 4 – Gráfico do ciclo de trabalho por Região de Operação

Modo de operação	Faixa de operação (V)	ciclo de trabalho	$\frac{V_i}{V_o}$	$\Delta i_{L_{\max}}$ (A)	$\Delta V_{o_{\max}}$ (V)
<i>Buck</i>	$\begin{cases} V_i = [18, 30] \\ V_o = [6, 24] \end{cases}$	$D = [0, 2; 0, 8]$	$0,2 \leq \frac{V_i}{V_o} < 0,8$	0,27	0,025
<i>Buck-Boost</i>	$\begin{cases} V_i = [18, 30] \\ V_o = [14, 4; 37, 5] \end{cases}$	$D = [0, 4; 0, 5]$	$0,8 \leq \frac{V_i}{V_o} < 1,25$	0,6	1
<i>Boost</i>	$\begin{cases} V_i = [18, 30] \\ V_o = [22, 5; 55] \end{cases}$	$D = [0, 2; 0, 8]$	$1,25 \leq \frac{V_i}{V_o} < 5$	0,49	1

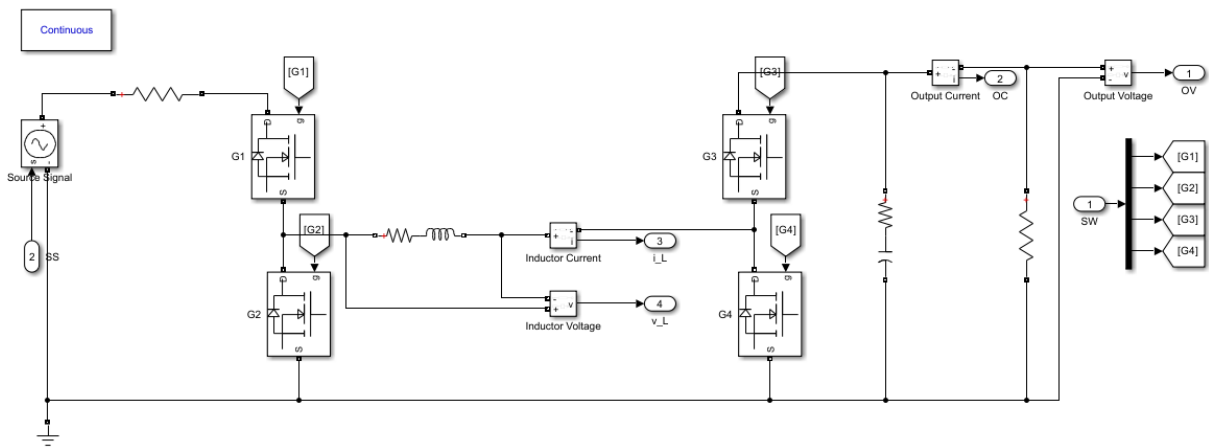
4.2 Simulações

Este capítulo apresenta as simulações realizadas no MATLAB/Simulink e no Proteus com o objetivo de validar o funcionamento do conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional.

4.2.1 MATLAB Simulink

O circuito base do conversor foi implementado em um subsistema no Simulink, conforme ilustrado na Figura 28.

Figura 28 – Subsistema do Conversor *Buck-Boost* Implementada



Fonte: Autores (Simulink)

O subsistema possui duas entradas: o sinal de fonte (*Source Signal* - SS) e as quatro chaves multiplexadas (SW). Suas quatro saídas são: Tensão de Saída (*Output Voltage* - OV), Corrente de Saída (*Output Current* - OC), Tensão do Indutor (*Inductor Voltage* - v_L) e Corrente do Indutor (*Inductor Current* - i_L). Os quatro modos de funcionamento do conversor são definidos pelo estado das quatro chaves e seus respectivos ciclos de trabalho. Uma vez que existem quatro modos distintos, são necessários dois bits para representá-los. A Tabela 5, sumariza a lógica de ativação de cada chave, utilizando A e B como entradas lógicas.

Tabela 5 – Lógica de Ativação dos *Switches*

Modo	AB	SW1	SW2	SW3	SW4
<i>Buck</i>	00	D	$1 - D$	1	0
<i>Buck-boost</i>	01	D	$1 - D$	$1 - D$	D
<i>Boost</i>	11	1	0	$1 - D$	D
Desligado	10	0	0	0	0

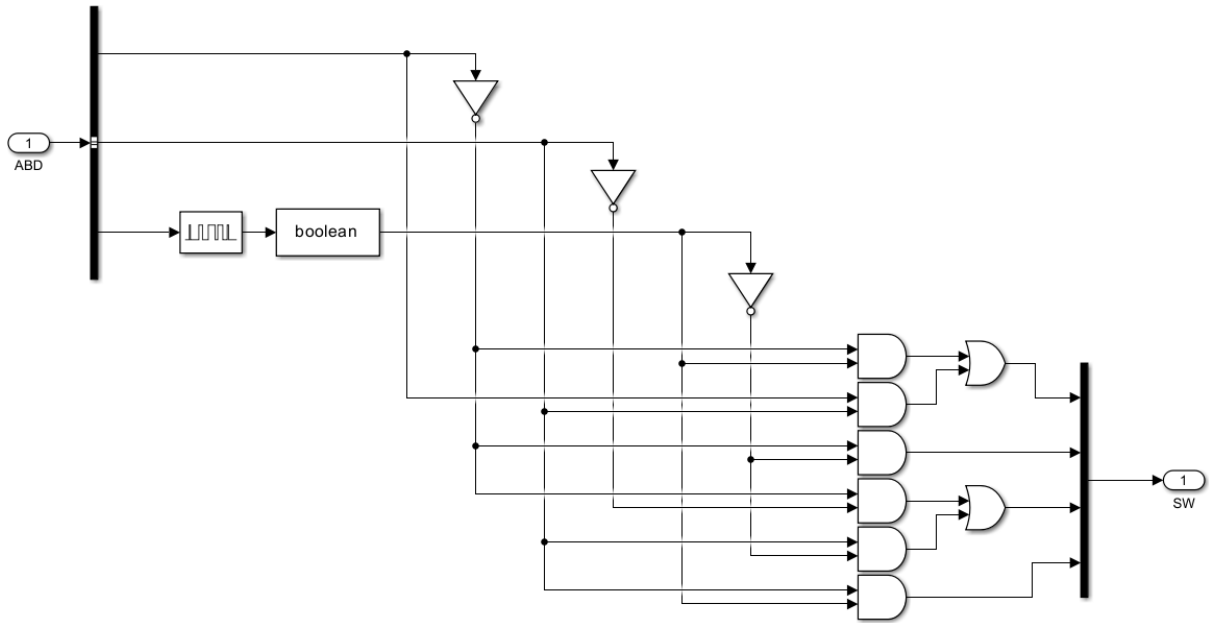
Com base nos princípios de sistemas digitais, é possível simplificar a lógica de acionamento de cada chave, resultando nas equações apresentadas a seguir.

$$\begin{aligned}
 SW1 &= \overline{A}D + AB \\
 SW2 &= \overline{A}\overline{D} \\
 SW3 &= \overline{A}\overline{B} + B\overline{D} \\
 SW4 &= BD
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

Onde:

- SW_x = Lógica de ativação do *switch*
- A = Entrada lógica
- B = Entrada lógica
- D = Saída do PWM
- \overline{D} = Saída complementar do PWM

Com base nas relações apresentadas, é possível implementar um subsistema no Simulink para controlar o funcionamento de cada chave, utilizando as entradas A, B e D, conforme a Figura 29.

Figura 29 – Subsistema de Ativação dos *Switches* Implementada

Fonte: Autores (Simulink)

O modo de operação, tanto o atual quanto o futuro, é determinado pela relação entre a Tensão de Entrada e a Tensão de Referência. Essa relação é detalhada na Tabela 6.

Tabela 6 – Relação de V_i/V_o por Modo de Operação

Modo de operação	V_i/V_o
<i>Buck</i>	$1,25 \leq \frac{V_i}{V_o} \leq 5$
<i>Buck-Boost</i>	$0,8 \leq \frac{V_i}{V_o} \leq 1,25$
<i>Boost</i>	$0,2 \leq \frac{V_i}{V_o} < 0,8$

A Tabela 6 indica que o modo de funcionamento será *Buck* quando a Tensão de Entrada exceder 125% da Tensão de Referência. Por outro lado, o modo de funcionamento será *Boost* quando a Tensão de Entrada estiver abaixo de 80% da Tensão de Referência. Essa relação pode ser expressa conforme a equação lógica (4.39).

$$\begin{aligned}
 X &= \frac{V_i}{V_o} > 1,25 \\
 Y &= \frac{V_i}{V_o} > 0,8
 \end{aligned}
 \tag{4.39}$$

Onde:

- X, Y — saída lógica do modo de operação

- V_i — tensão de entrada
- V_o — tensão de saída

A Tabela 7, sumariza a lógica dos modos de funcionamento conforme as saídas lógicas da Equação (4.39).

Tabela 7 – Lógica de Escolha dos Modos de Operação

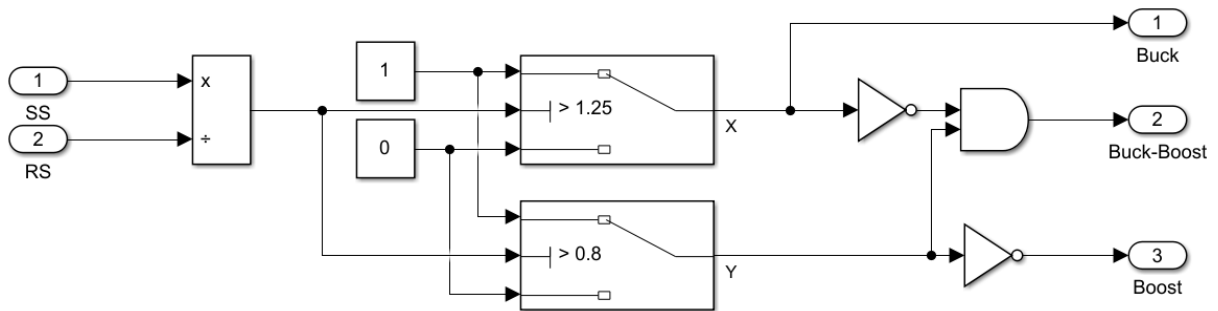
XY	<i>Buck</i>	<i>Buck-Boost</i>	<i>Boost</i>
00	0	0	1
01	0	1	0
11	1	0	0
10	X	X	X

Com a aplicação de conceitos de sistemas digitais, é possível simplificar essa relação, resultando nas equações lógicas apresentadas a (4.40).

$$\begin{aligned}
 Buck &= X \\
 Buck-Boost &= \overline{X}Y \\
 Boost &= Y
 \end{aligned}
 \tag{4.40}$$

A lógica descrita pode ser implementada no Simulink por meio do subsistema ilustrado na Figura 30.

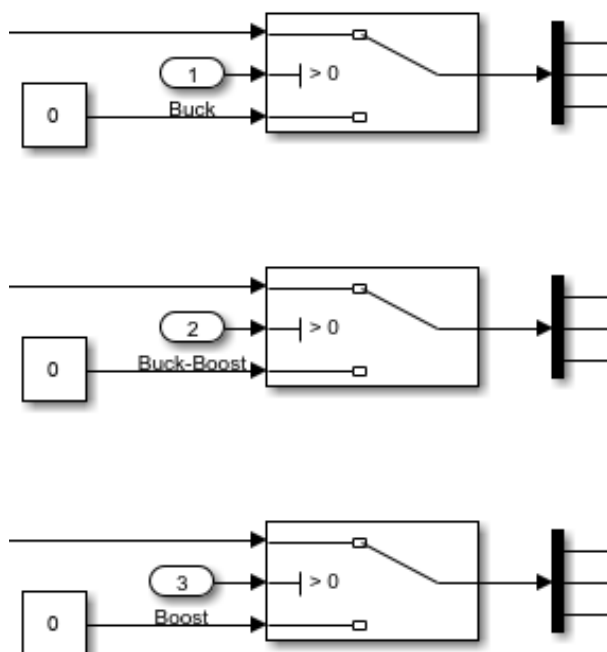
Figura 30 – Subsistema de Escolha de Modos Implementada



Fonte: Autores (Simulink)

Com a determinação do modo de operação, o próximo passo é o cálculo do Ciclo de Trabalho. Embora cada modo possua seu ciclo de trabalho calculado, apenas o valor correspondente ao modo ativo será empregado no acionamento das chaves. Conforme previamente estabelecido nas Equações (4.3), (4.4) e (4.5), o cálculo requer apenas a Tensão de Entrada e a Tensão de Referência, conforme a Figura 31.

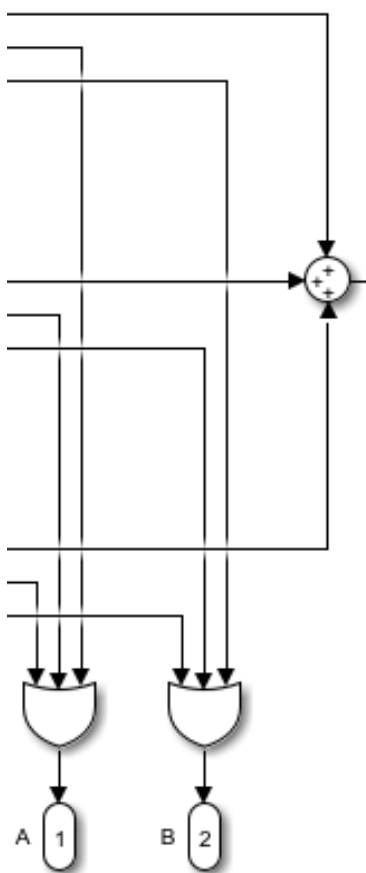
Figura 32 – Direcionamento dos Valores A, B e D Implementada



Fonte: Autores (Simulink)

Dado que apenas um dos comparadores estará ativo em determinado momento, A e B podem ser calculados por meio de uma porta OR, enquanto D pode ser obtido por uma soma simples, conforme a Figura 33

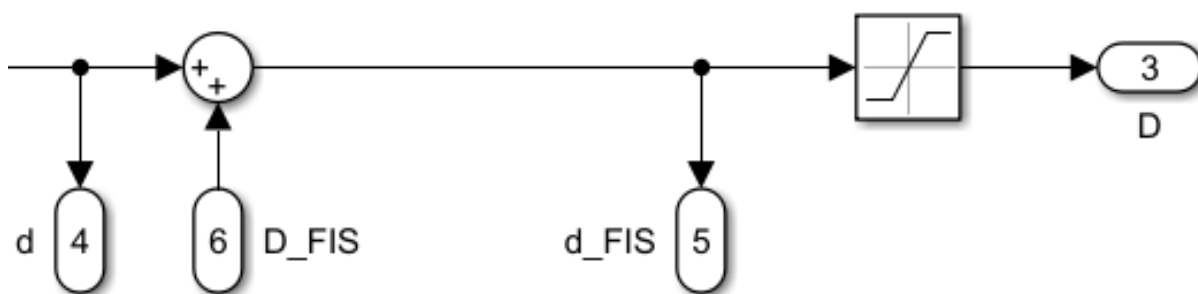
Figura 33 – Valor Final de A e B Implementada



Fonte: Autores (Simulink)

Para fins de controle, a variável D pode ser somada a uma entrada externa (D_FIS), conforme a Figura 34. Adicionalmente, o ciclo de trabalho é limitado entre 0,2 e 0,8.

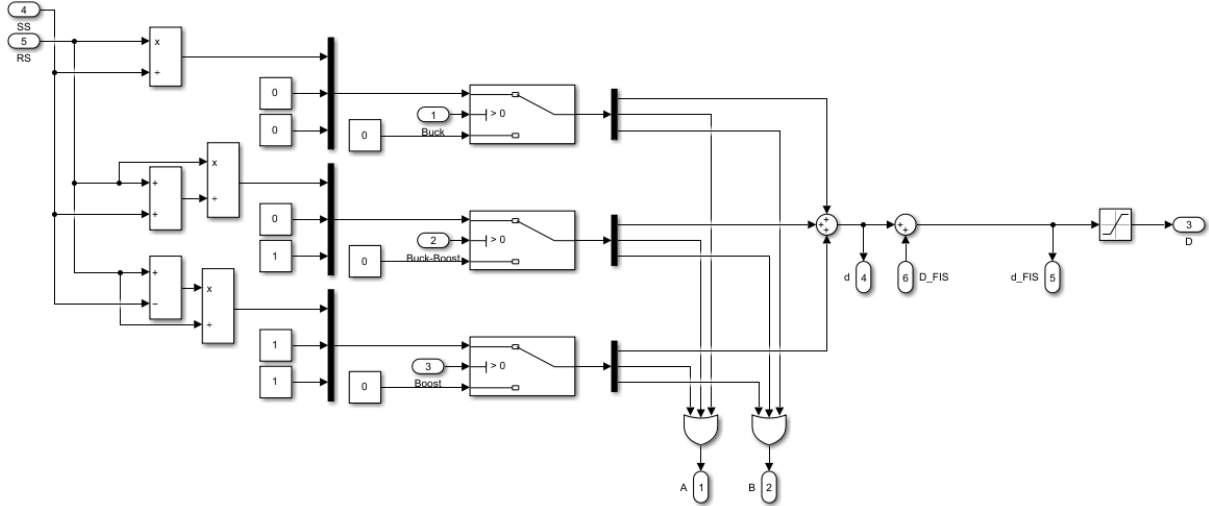
Figura 34 – Valor Final de D Implementada



Fonte: Autores (Simulink)

Desse modo, conforme ilustrado na Figura 35, obtém-se o subsistema responsável pela determinação da variável D do sistema.

Figura 35 – Subsistema Final para o Cálculo do Ciclo de Trabalho Implementada



Fonte: Autores (Simulink)

Com as variáveis A, B e D devidamente determinadas, o funcionamento das chaves (Switches) também é definido, tornando o sistema apto para operação em malha aberta.

Para a visualização do erro e de sua variação, é necessário um subsistema. O erro pode ser caracterizado pela diferença entre a Tensão de Saída e a Tensão de Referência, e sua variação, pela diferença entre o erro atual e o anterior, considerando o uso de valores discretos. Para otimizar a visualização do desempenho, será empregado um erro normalizado, conforme as equações (4.41) e (4.42).

$$E[n] = \frac{V_o - V_r}{|V_o - V_r| + 1} \quad (4.41)$$

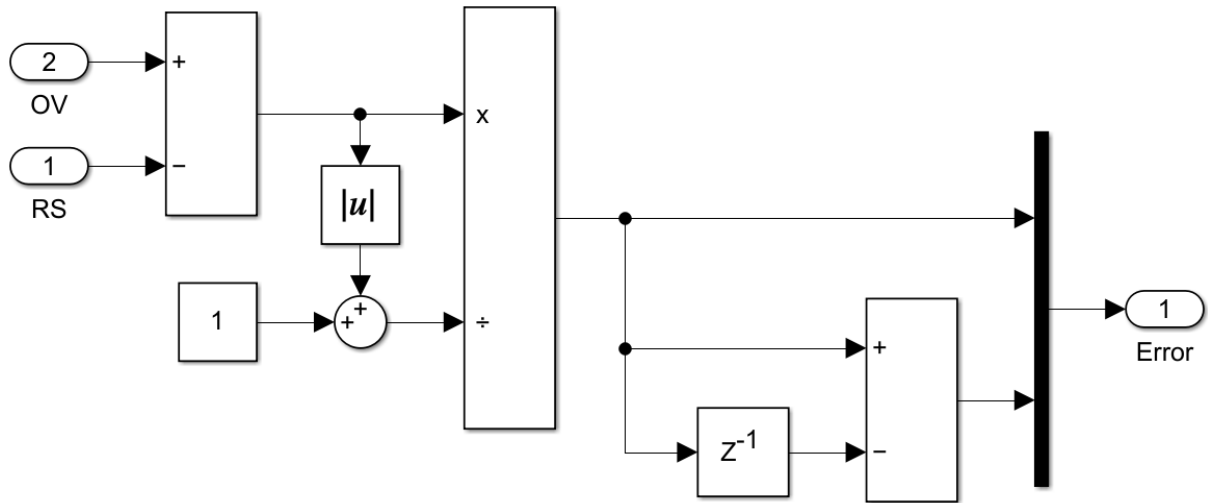
$$\Delta E[n] = E[n] - E[n - 1] \quad (4.42)$$

Onde:

- $E[n]$ — erro atual
- V_o — tensão de saída atual
- V_r — tensão de referência atual
- $\Delta E[n]$ — variação do erro
- $E[n - 1]$ — erro anterior

O subsistema implementado no Simulink pode ser visualizado na Figura 36.

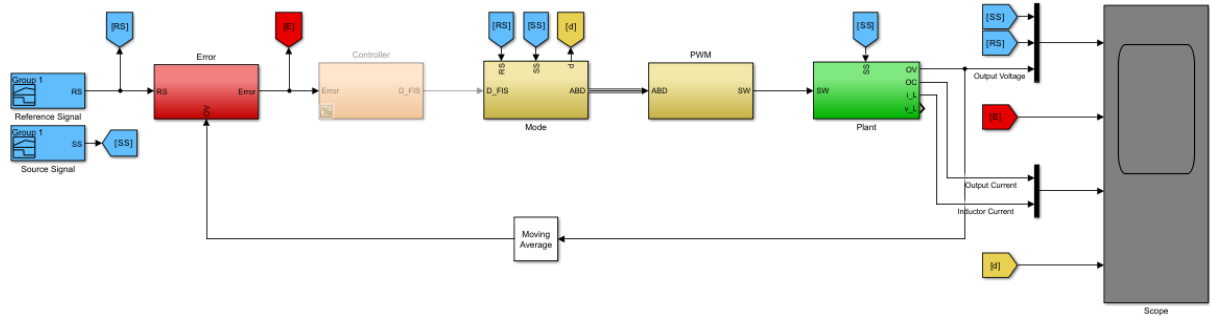
Figura 36 – Subsistema do Erro Normalizado Implementado



Fonte: Autores (Simulink)

O resultado final do sistema em malha aberta, bem como a visualização do erro obtida a partir da união dos subsistemas, pode ser observado na Figura 37.

Figura 37 – Sistema em Malha Aberta Implementado



Fonte: Autores (Simulink)

Agora é possível realizar uma simulação contemplando todas as combinações possíveis de tensão de entrada e saída, descritas a seguir.

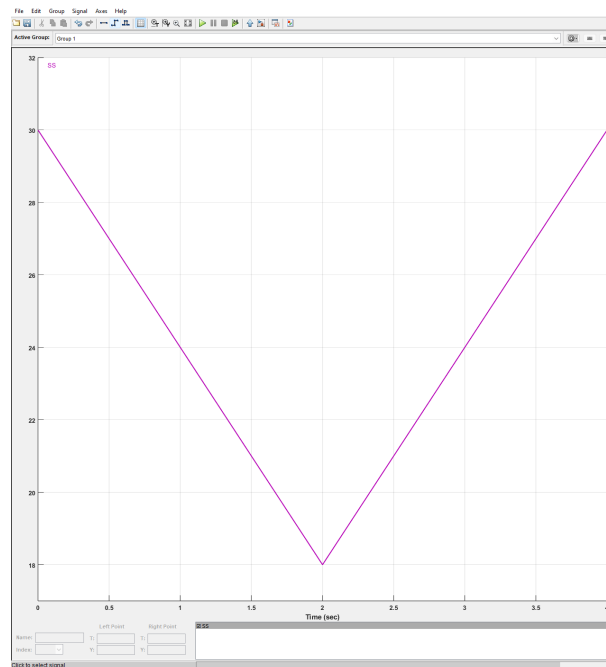
A tensão de entrada (SS), conforme a Figura 38, consistirá em duas rampas definidas pela Equação (4.43).

$$SS(t) = |12 - 6t| + 18 \quad (4.43)$$

Onde:

- $SS(t)$ — tensão de entrada
- t — tempo em segundos

Figura 38 – Gráfico da Tensão de Entrada (SS)



Fonte: Autores (Simulink)

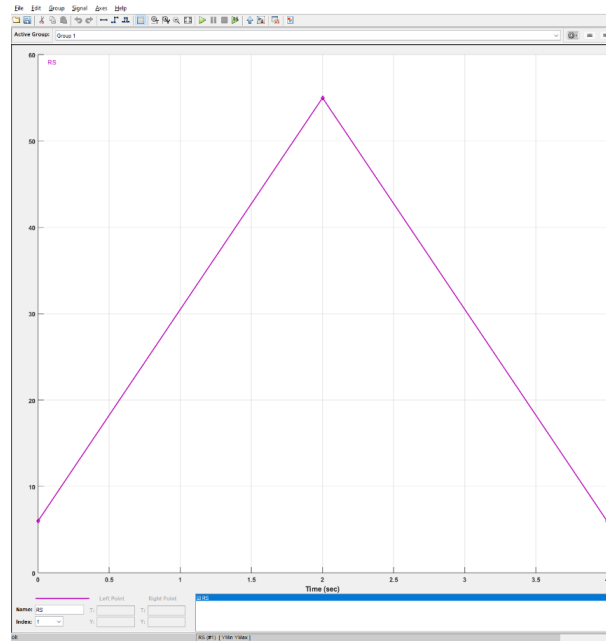
O sinal de referência (RS) consistirá em duas rampas definidas pela Equação (4.44), conforme Figura 39.

$$RS(t) = 55 - |49 - 24,5t| \quad (4.44)$$

Onde:

- $RS(t)$ — tensão de referência
- t — tempo em segundos

Figura 39 – Gráfico da Tensão de Referência (RS)

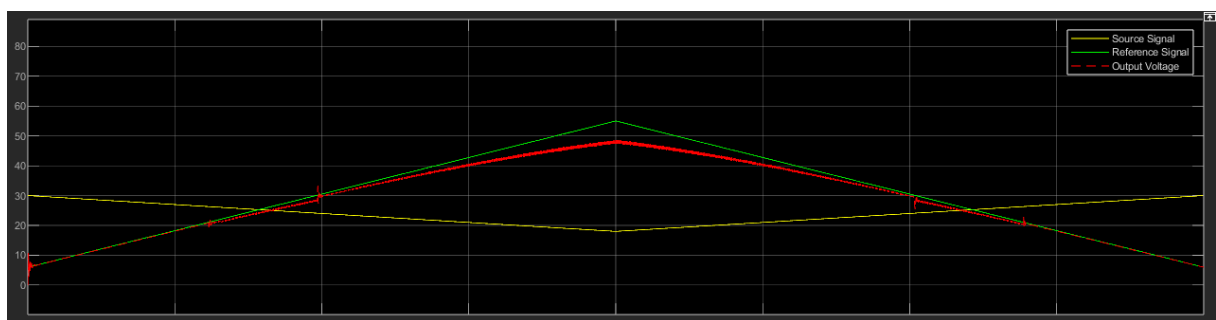


Fonte: Autores (Simulink)

4.2.2 Simulação em Malha Aberta Simulink

O sistema foi simulado até atingir tempo total de 4 segundos. A Figura 40 ilustra a curva dos sinais *Source Signal* (SS) em amarelo, *Reference Signal* (RS) em verde e *Output Voltage* (OV) em vermelho para comparação, resultante do sistema em malha aberta.

Figura 40 – Gráfico Resultante da Tensão de Saída do Sistema em Malha Aberta

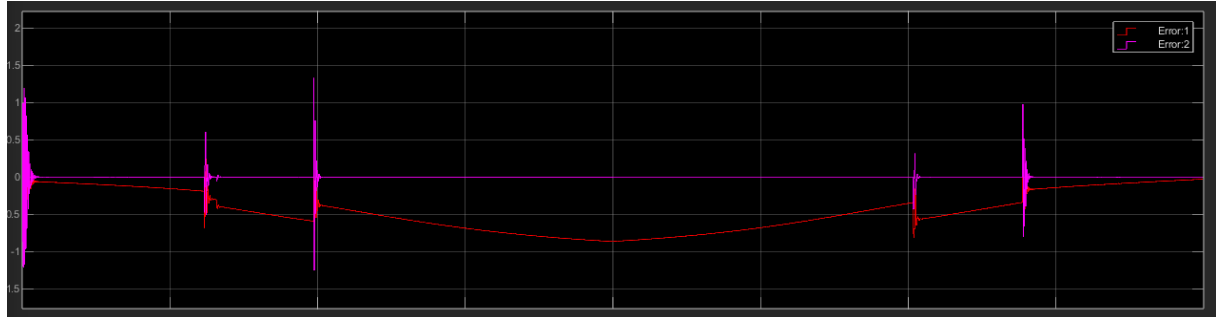


Fonte: Autores (Simulink)

É possível identificar facilmente os pontos de transição do modo de operação, dada a ausência de histerese. Também se observa um erro na tensão de saída (representada em vermelho), atribuível à falta de um compensador.

A Figura 41 ilustra a curva dos sinais do Erro em vermelho e Variação do Erro em magenta, resultante do sistema em malha aberta.

Figura 41 – Gráfico Resultante do Erro e Variação do Erro do Sistema em Malha Aberta

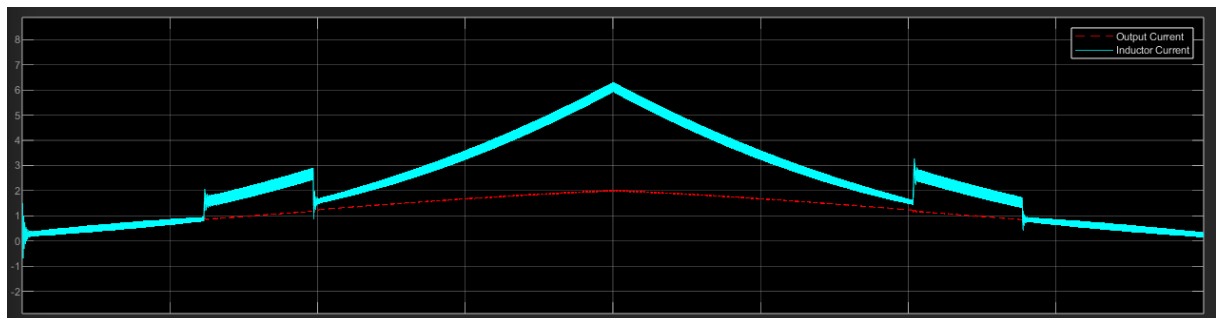


Fonte: Autores (Simulink)

É perceptível uma taxa de variação inicial do erro (na cor magenta) provocada pela energização do sistema até sua entrada em regime estacionário, e subseqüentes variações durante as alternâncias de modo de operação. O erro (na cor vermelha) sinaliza que o sistema não atinge e opera abaixo da tensão de referência, justificando-se tal comportamento pela ausência de um compensador.

A Figura 42 ilustra a curva dos sinais *Inductor Current* (IC) em ciano e *Output Current* (OC) em vermelho, resultante do sistema em malha aberta.

Figura 42 – Gráfico Resultante da Corrente de Saída do Sistema em Malha Aberta

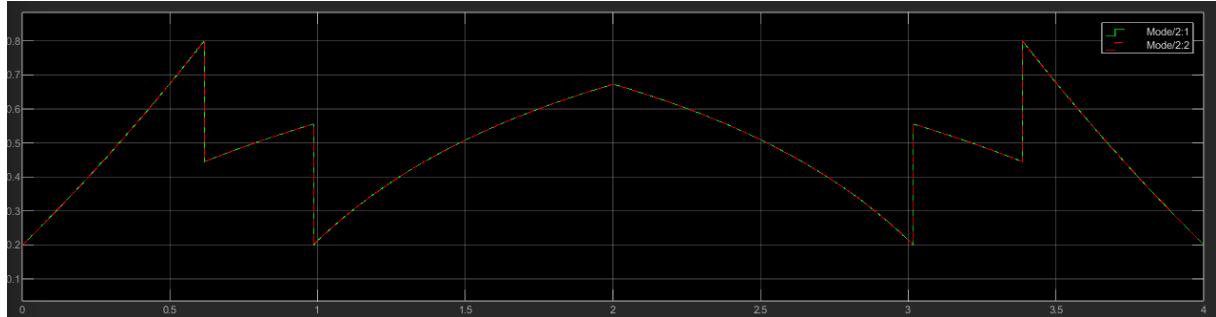


Fonte: Autores (Simulink)

A corrente do indutor manteve-se abaixo de 6 A, sem considerar o ripple de 0.6 A. A corrente de saída, por sua vez, permaneceu inferior a 2 A.

A Figura 43 ilustra a curva dos sinais do Ciclo de Trabalho em verde e Ciclo de Trabalho Compensado em vermelho, resultante do sistema em malha aberta.

Figura 43 – Gráfico Resultante do Ciclo de Trabalho do Sistema em Malha Aberta



Fonte: Autores (Simulink)

O valor do ciclo de trabalho está em conformidade com o cálculo do modo de operação e se mantém dentro da faixa previamente estabelecida de 0,2 a 0,8. O valor de controle, por sua vez, acompanha esses mesmos valores devido à ausência de um compensador que será implementado a seguir.

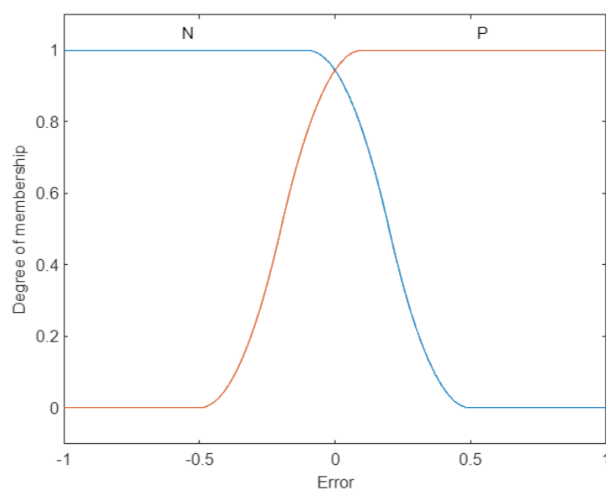
4.2.3 Controle

Um Sistema de Inferência *Fuzzy* (FIS) será empregado no MATLAB como compensador para corrigir o erro do sistema. Sabendo que o comportamento do sistema é dependente do Ciclo de Trabalho, este valor será compensado e utilizado como variável manipulada.

A partir do subsistema de erro, constata-se que sua variação ocorre entre -1 e 1. Um erro negativo indica que a Tensão de Saída (variável controlada) está abaixo da Tensão de Referência, requerendo uma compensação positiva no ciclo de trabalho, enquanto um erro positivo sinaliza que a tensão está acima, necessitando de uma compensação negativa. Observa-se também que a Variação do Erro obtida na simulação permanece próximo de zero, indicando que o sistema só possui erro de estado estacionário e que não há oscilações.

Com base nessas informações, um FIS será desenvolvido somente com uma entrada, denominada “Error”, e uma saída, denominada “Mode”. Para a definição dos pesos das entradas, serão utilizadas funções de pertinência no formato Z para erros negativos e no formato S para erros positivos, conforme a Figura 44. Pelo cálculo do erro utilizado ser normalizado, as funções de pertinência estão com um desvio para suavizar o peso de erros menores.

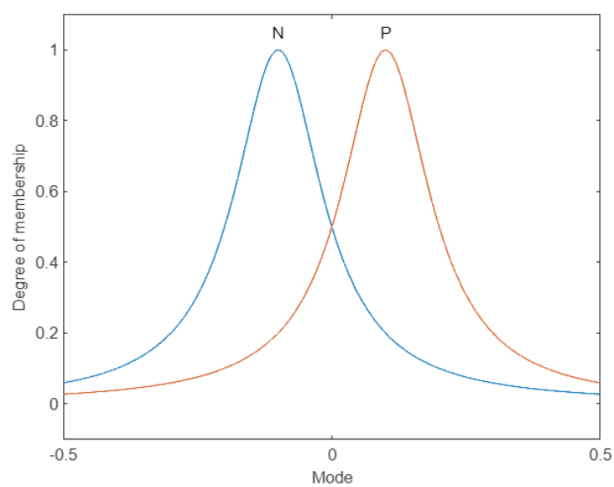
Figura 44 – Funções de Pertinência da Entrada do FIS



Fonte: Autores (MATLAB)

Para determinar o ajuste na saída, será empregada uma função de pertinência em formato de sino para saídas negativas e positivas, conforme a Figura 45.

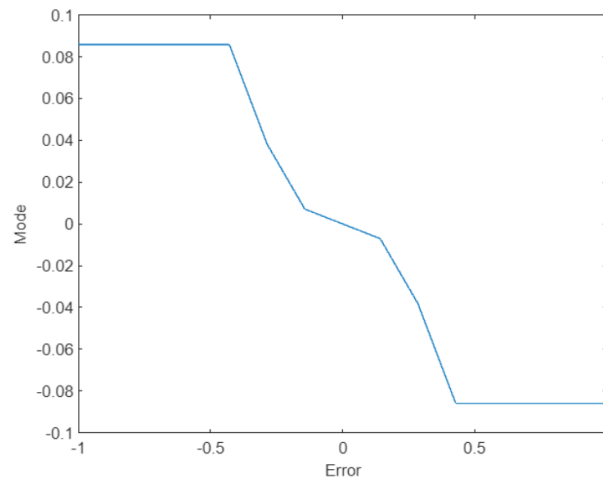
Figura 45 – Funções de Pertinência da Saída do FIS



Fonte: Autores (MATLAB)

Assim, obtém-se a superfície da Figura 46 que descreve o comportamento do FIS.

Figura 46 – Superfície de Comportamento do FIS

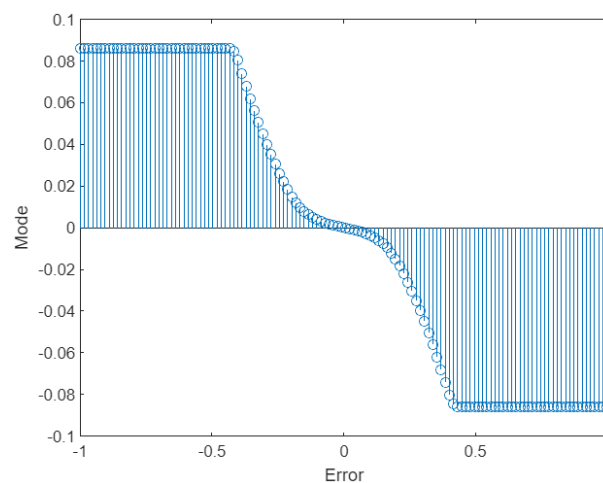


Fonte: Autores (MATLAB)

Analisando o gráfico, verifica-se que erros próximos de zero resultarão em pequenos ajustes, enquanto erros próximos de -0.5 e 0.5 produzirão ajustes máximos. Tal comportamento compensa a natureza do erro normalizado, que apresenta um crescimento acentuado à medida que se distancia de zero.

Para determinar a saída com base na superfície previamente definida, será criada uma tabela verdade que servirá como consulta, contendo 128 pontos amostrados da superfície do FIS conforme a Figura 47.

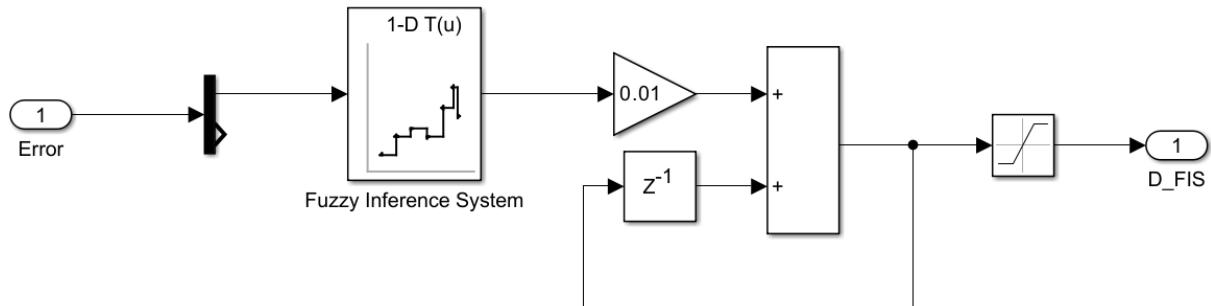
Figura 47 – Superfície de Comportamento do FIS Amostrado



Fonte: Autores (MATLAB)

Assim, é possível criar o subsistema de controle no Simulink que aplica a tabela verdade para compensar o ciclo de trabalho no sistema, conforme a Figura 48.

Figura 48 – Subsistema do FIS Implementado

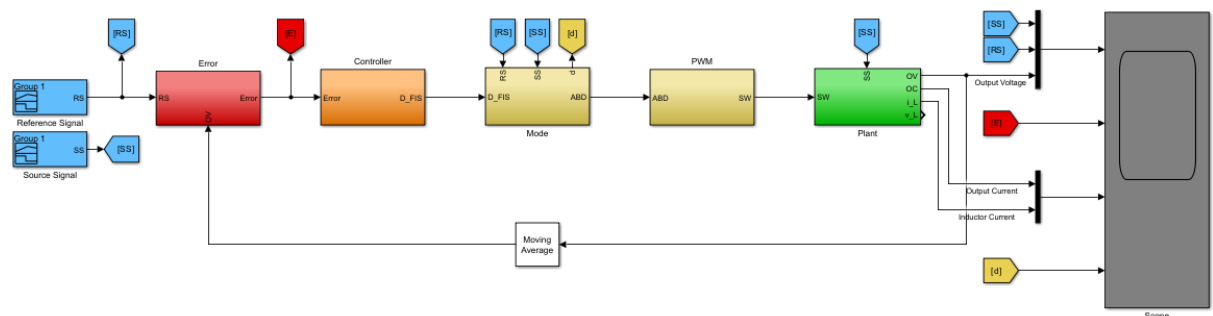


Fonte: Autores (MATLAB)

Para prevenir ajustes instantâneos e instabilidades no sistema, um integrador discreto foi adicionado, garantindo uma transição suave até o ponto de ajuste. Adicionalmente, um saturador é empregado para evitar o acúmulo de esforço no integrador.

Por fim, na Figura 49, tem-se o sistema completo implementado no Simulink.

Figura 49 – Sistema em Malha Fechada Implementado



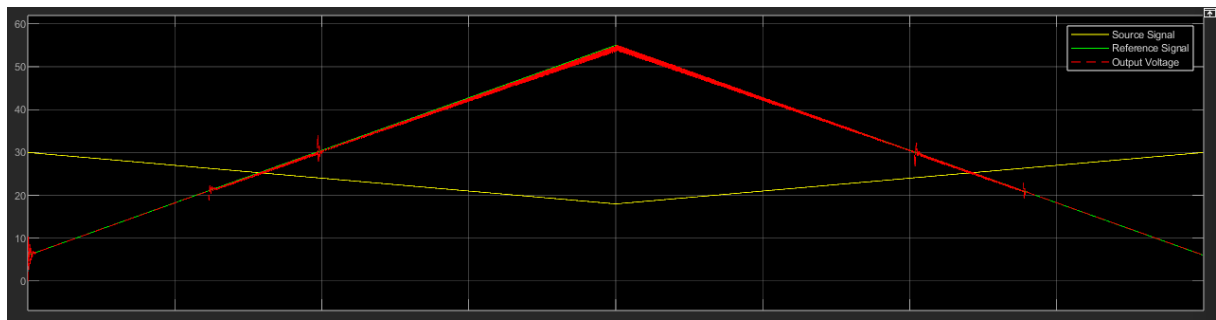
Fonte: Autores (Simulink)

4.2.4 Simulação em Malha Fechada com Simulink

A simulação seguirá as mesmas condições anteriores, porém com a adição do controlador.

A Figura 50 ilustra a curva dos sinais *Source Signal* (SS) em amarelo, *Reference Signal* (RS) em verde e *Output Voltage* (OV) em vermelho para comparação, resultante do sistema em malha fechada.

Figura 50 – Gráfico Resultante da Tensão de Saída do Sistema em Malha Fechada

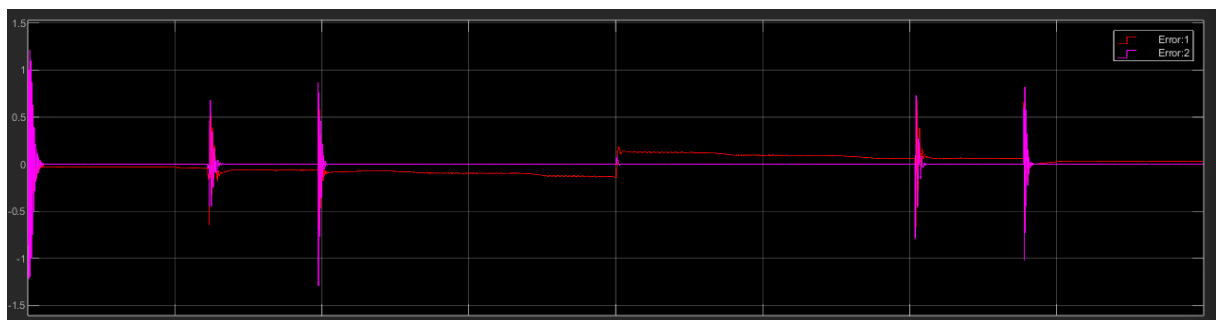


Fonte: Autores (Simulink)

É possível identificar facilmente os pontos de transição do modo de operação, dada a ausência de histerese. Também se observa que a tensão de saída (representada em vermelho), seguiu a tensão de referência devido a adição do compensador.

A Figura 51 ilustra a curva dos sinais do Erro em vermelho e Variação do Erro em magenta, resultante do sistema em malha fechada.

Figura 51 – Gráfico Resultante do Erro e Variação do Erro do Sistema em Malha Fechada

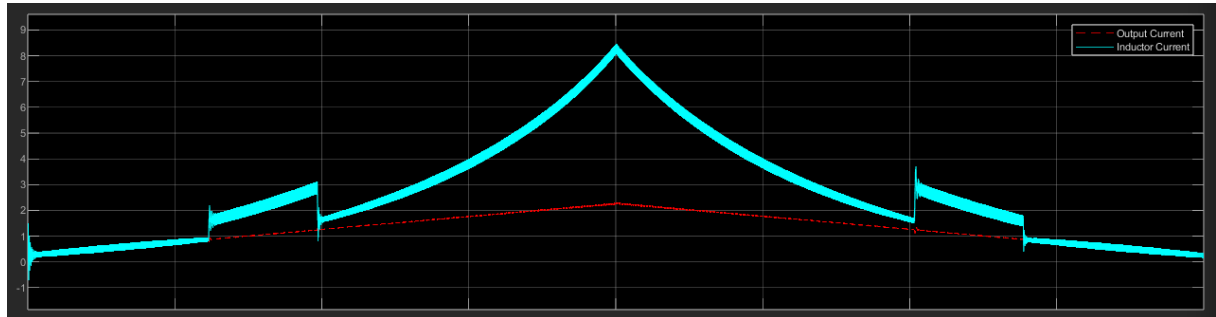


Fonte: Autores (Simulink)

Observa-se uma taxa de variação inicial do erro (curva magenta) devido à ativação do sistema até o alcance de seu estado estacionário, bem como outras variações durante as transições de modo de operação. O erro (curva vermelha) indica que a saída do sistema se aproxima da tensão de referência, mas não atinge exatamente zero. Considerando a utilização de um erro normalizado, pode-se deduzir que o erro é bem pequeno, conforme observado na Figura 51, onde a tensão de saída está praticamente em cima da tensão de referência.

A Figura 52 ilustra a curva dos sinais *Inductor Current* (IC) em ciano e *Output Current* (OC) em vermelho, resultante do sistema em malha fechada.

Figura 52 – Gráfico Resultante da Corrente de Saída do Sistema em Malha Fechada

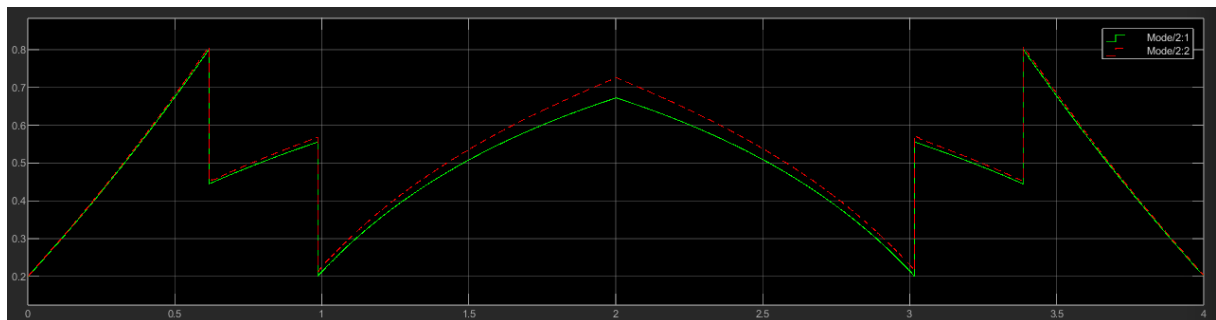


Fonte: Autores (Simulink)

A corrente do indutor manteve-se abaixo de 8 A, desconsiderando o *ripple* de 0,6 A. A corrente de saída, por sua vez, permaneceu inferior a 2 A. Infere-se, portanto, que a ação do compensador resultou em um aumento na corrente de entrada.

A Figura 53 ilustra a curva dos sinais do Ciclo de Trabalho em verde e Ciclo de Trabalho Compensado em vermelho, resultante do sistema em malha fechada.

Figura 53 – Gráfico Resultante do Ciclo de Trabalho do Sistema em Malha Fechada



Fonte: Autores (Simulink)

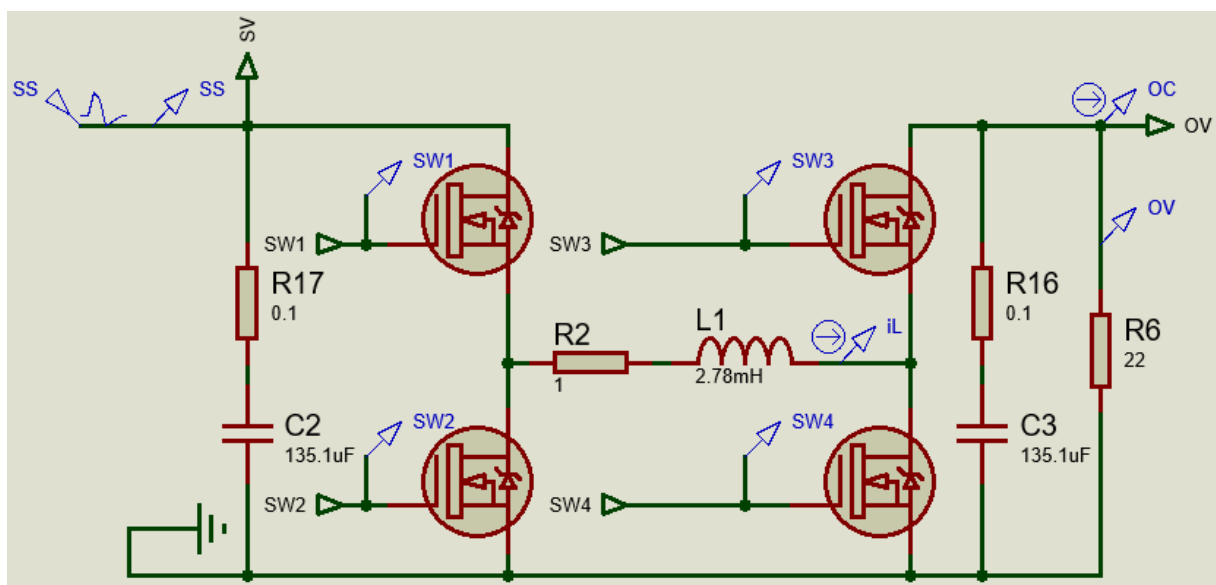
O valor do Ciclo de Trabalho está em conformidade com o cálculo do modo de operação e se mantém dentro da faixa previamente estabelecida de 0,2 a 0,8. O valor controlado foi compensado e pode ser observado acima da curva verde principalmente na seção correspondente ao modo de operação *Buck-Boost*.

Em virtude da correção, verificou-se um incremento na corrente de entrada, o qual deverá ser devidamente levado em consideração no projeto.

4.2.5 Implementação Proteus (ATmega328P)

Com o objetivo de validar e verificar o comportamento do conversor *Buck-Boost* em um ambiente mais próximo da realidade prática, esta seção detalha a implementação do sistema em um ambiente de simulação e desenvolvimento de hardware. Para a concepção e simulação do circuito eletrônico, será utilizada a ferramenta Proteus. Paralelamente, a plataforma Arduino, com o microcontrolador ATmega328P, será empregada para o desenvolvimento e teste do firmware. O circuito base do conversor foi implementado no Proteus, conforme ilustrado na Figura 54.

Figura 54 – Conversor *Buck-Boost* Proteus



Fonte: Autores (Proteus)

O circuito apresenta cinco entradas: o sinal de fonte (SS) e as quatro chaves (SW). Suas duas saídas são a Tensão de Entrada (SV) e a Tensão de Saída (OV), além de pontos de prova para a Corrente do Indutor (iL) e a Corrente de Saída (OC).

Para o chaveamento, são utilizados MOSFETs IRLZ44N, enquanto os demais componentes são genéricos e empregam valores teóricos.

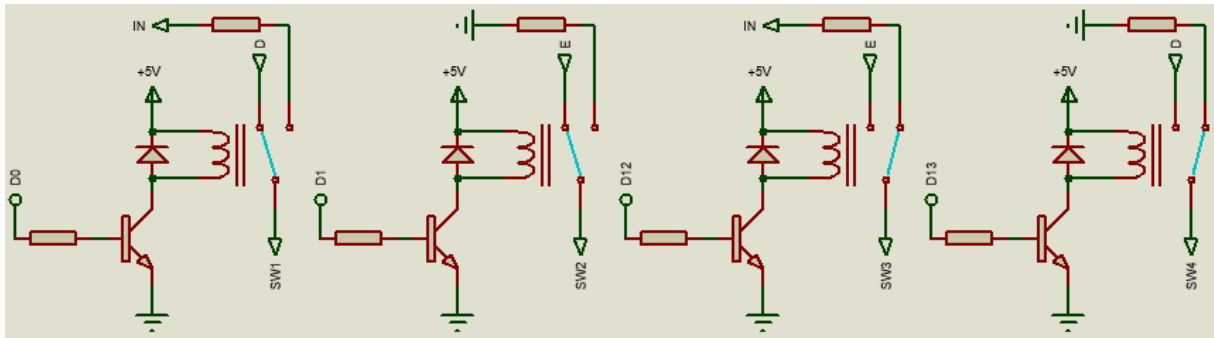
Os quatro modos de funcionamento do conversor são determinados pelo estado das quatro chaves e seus respectivos ciclos de trabalho. Para implementar a lógica de ativação das chaves, um circuito de chaveamento é essencial.

Conforme a Tabela 5, tem-se que:

- SW_1 alterna entre 1 e D ;
- SW_2 alterna entre 0 e $1 - D$;
- SW_3 alterna entre 1 e $1 - D$;
- SW_4 alterna entre 0 e D .

Com isso em mente, o circuito de chaveamento da Figura 55 é implementado para selecionar entre as entradas com base na lógica controlada pelo microcontrolador. Isso permite a fácil alteração do modo de funcionamento por meio de quatro pinos do microcontrolador.

Figura 55 – Circuito Lógico de Ativação das Chaves



Fonte: Autores (Proteus)

Nesta implementação, o PWM complementar é representado por E em vez de $(1D)$. A lógica do modo de operação, que reflete a Tabela 6, é determinada pela relação entre a Tensão de Entrada e a Tensão de Saída. Para controlar os relês, o código C a seguir é aplicado, seguindo o modelo teórico desenvolvido no Simulink.

```

1    // Operation mode logic variable
2    hold = source/ref;
3    // Buck Mode
4    if(hold > 1.25){
5        a = 0, b = 0;                // Logic input
6        duty = ref/source;           // Duty calculation
7        PORTB &= ~(1<<PB4) & ~(1<<PB5); // SW3 and SW4 relay control
8        PORTD |= (1<<PD0) | (1<<PD1); // SW1 and SW2 relay control
9    }
10   .
11   .
12   .
13   OCR1A = 1599*duty;                // Base PWM
14   OCR1B = OCR1A;                    // Complement PWM

```

A lógica de controle inicia-se com a divisão da tensão de entrada pela tensão desejada, cujo resultado é comparado com os valores indicados na Tabela 6. Se o valor obtido for maior que 1,25, o ciclo de trabalho para o modo *Buck* é calculado. Em seguida, os relês são acionados para configurar o chaveamento adequado dos *switches*. As portas PWM (OCR1x) são atualizadas com o valor calculado, o qual será detalhado a seguir.

O PWM base e complementar, direcionado aos relês, é gerado pelo *Timer 1* do ATmega328P, utilizando os pinos PB1 (D9) e PB2 (D10), designados para PWM. Isso é feito por meio da ativação dos registradores do temporizador em uma configuração específica, conforme o *datasheet* do microcontrolador. O código a seguir exemplifica uma configuração básica desse tipo de PWM.

```

1    void pwm_setup(){
2        // Define pins as output
3        DDRB |= (1<<PB1) | (1<<PB2); // OC1A (PB1 = D9), OC1B (PB2 = D10)
4        // Fast PWM with ICR1 as TOP (Mode 14)
5        TCCR1A = (1<<COM1A1) | (1<<COM1B1) | (1<<COM1B0) | (1<<WGM11);
6        TCCR1B = (1<<WGM13) | (1<<WGM12) | (1<<CS10); // No prescaler
7        // ICR1 = (F_CPU/(prescaler*frequency)) - 1
8        ICR1 = 1599; // ICR1 = (16000000/(1*10000)) - 1 = 1599
9        // Set initial duty cycle
10       OCR1A = 0;
11       OCR1B = 0;
12   }

```

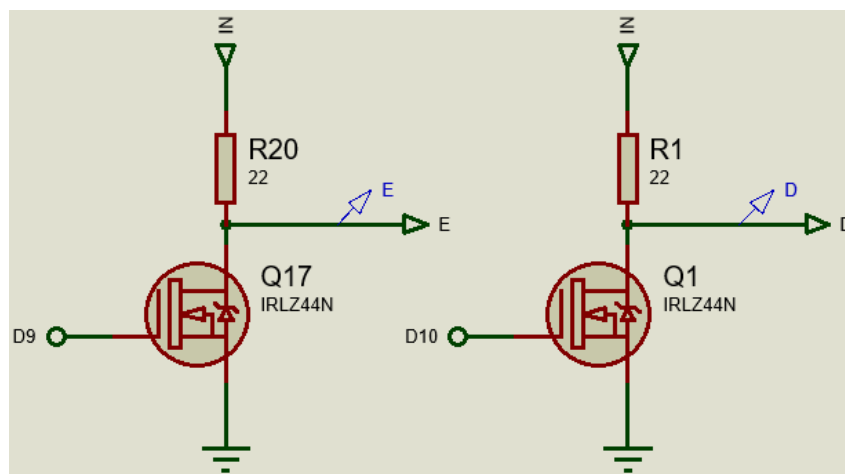
Inicialmente, os pinos do PWM são configurados como saída. Em seguida, os registradores são acionados de modo específico para configurar o modo de operação do temporizador. A faixa de contagem superior é calculada a partir da fórmula especificada e aplicada ao ICR1, o que determina o número de ciclos de máquina por período, equivalente à frequência desejada.

Por fim, um valor inicial para OCR1A é aplicado, definindo a porcentagem de tempo em que a saída do pino estará ativa. O valor máximo de 1599 corresponde a 100% de ciclo de trabalho. No caso de OCR1B, esse valor determina a porcentagem de tempo em que a saída do pino estará desativada, caracterizando um PWM complementar.

Devido à natureza dos MOSFETs de potência utilizados, eles exigem a aplicação de *Gate Drivers*. Se um microcontrolador (com saída de 3,3V ou 5V) tentar acionar esses MOSFETs diretamente, eles não ligarão completamente. Isso resultaria em dissipação excessiva de calor e falha prematura do componente, mesmo em correntes baixas. O *gate driver* é, portanto, responsável por elevar a tensão do sinal de controle para o nível adequado, garantindo o chaveamento eficiente.

Na implementação do Proteus, por simplicidade de simulação, o chaveamento do microcontrolador será elevado por meio de dois MOSFETs, conforme indicado na Figura 56.

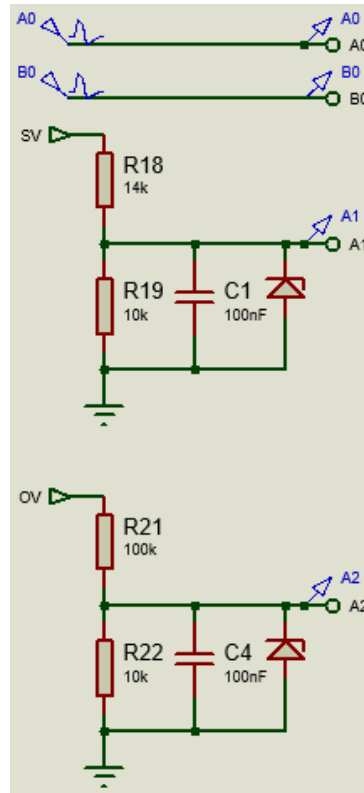
Figura 56 – *Gate Drivers* Simplificado no Proteus



Fonte: Autores (Proteus)

Para o cálculo do erro, é fundamental medir as tensões de entrada e saída do conversor. Essa medição será realizada por meio de um circuito divisor de tensão, conforme ilustrado na Figura 57.

Figura 57 – Divisor de Tensão para Realimentação no Proteus



Fonte: Autores (Proteus)

O circuito é projetado para escalonar a faixa de tensão medida para entre 0 e 5 V, o que é ideal para a leitura pelos pinos analógicos do microcontrolador. A relação dos resistores é calculada de acordo com a Equação (4.45).

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.45)$$

onde:

V_{ou} tensão desejada

V_{in} tensão de entrada

R_x valor dos resistores

Com base na Equação (4.46), e considerando que a tensão de saída desejada é de 5 V e a tensão de entrada opera na faixa de 18V a 30V (com uma variação de 12V), e assumindo um valor de R2 igual a 10k, a relação dos resistores pode ser determinada:

$$5 = 12 \cdot \frac{10 \times 10^3}{R_1 + 10 \times 10^3} \Rightarrow R_1 = 14 \times 10^3 \Omega \quad \text{ou} \quad 14 k\Omega \quad (4.46)$$

O mesmo cálculo é feito para a tensão de saída, e o código a seguir recebe a leitura analógica dos pinos A1 e A2 e os decodifica para valores reais.

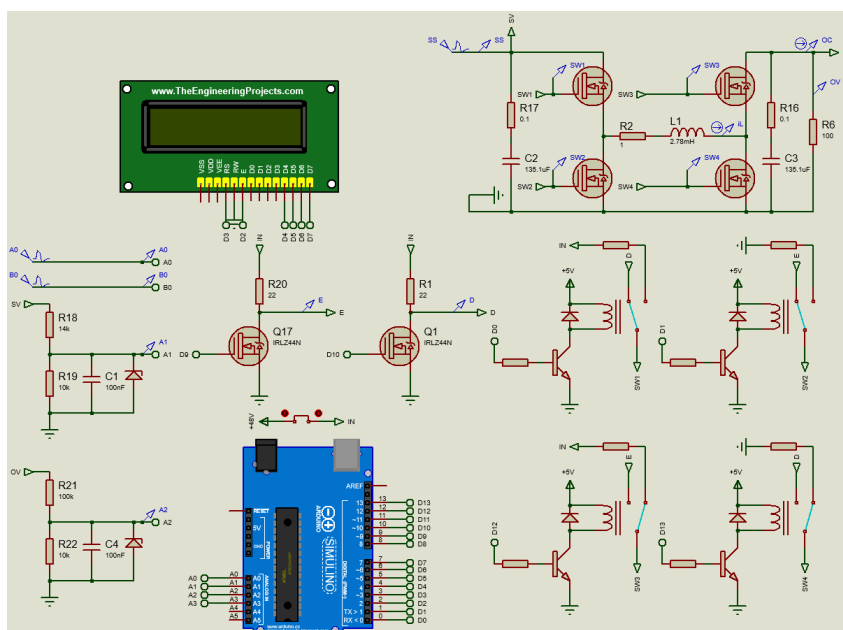
```
1 void sensor_sub(){
2     x[0] = le_ADC(0);           //Read analogic pin A0
3     x[1] = le_ADC(1);           //Read analogi pin A1
4     x[2] = le_ADC(2);           //Read analogic pin A2
5     // Decodifies true range of variables
6     ref = (x[0]*49)/1023.0 + 6;
7     source = (x[1]*12)/1023.0 + 18;
8     output = (x[2]*55)/1023.0;
9 }
```

A tensão de referência foi colocada a parte no pino A0, conforme a Figura 57, utilizando o *Generator Mode*, para facilmente modificar a tensão de referência na simulação. Com os valores lidos, o erro normalizado pode ser calculado pelo microcontrolador por meio do código a seguir.

```
1 void error_sub(){
2
3     // Normalized error calculation
4
5     error = (output - ref)/(fabs(output - ref) + 1);
6
7 }
```

O resultado final do sistema implementado no Proteus, bem como a adição de um LCD, pode ser observado na Figura 58.

Figura 58 – Sistema Implementado no Proteus

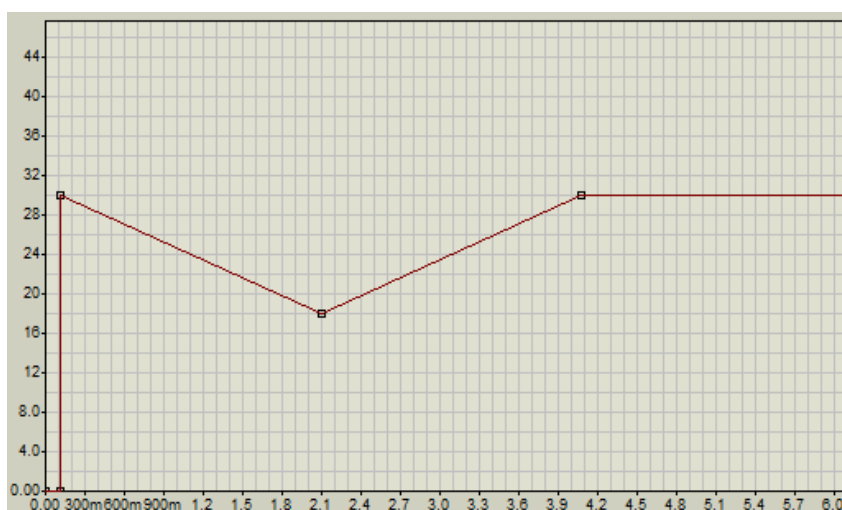


Fonte: Autores (Proteus)

Agora é possível realizar uma simulação que contemple todas as combinações possíveis de tensão de entrada e saída, as quais serão descritas a seguir.

A tensão de entrada (SS), conforme ilustrado na Figura 59, consistirá em duas rampas definidas pela Equação (4.43).

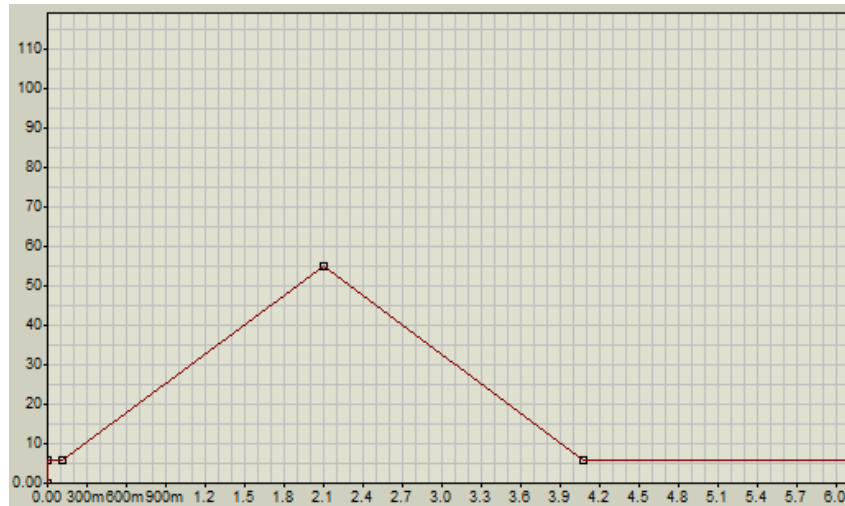
Figura 59 – Gráfico da Tensão de Entrada (Proteus)



Fonte: Autores (Proteus)

O sinal de referência (A0), conforme ilustrado na Figura 60, consistirá em duas rampas definidas pela Equação (4.44).

Figura 60 – Gráfico da Tensão de Referência (Proteus)

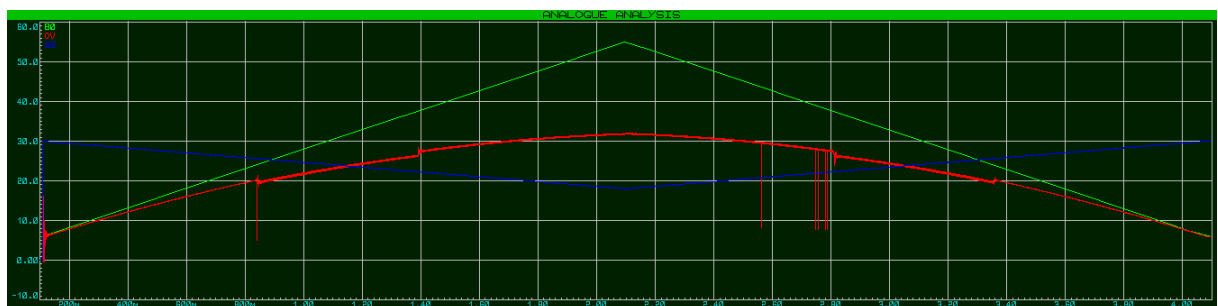


Fonte: Autores (Proteus)

4.2.6 Simulação em Malha Aberta com Proteus

A simulação do sistema teve uma duração total de 4 segundos. A Figura 61 ilustra a curva dos sinais *Source Signal* (SS) em azul, *Reference Signal* (B0) em verde e *Output Voltage* (OV) em vermelho para comparação, resultante do sistema em malha aberta.

Figura 61 – Gráfico Resultante da Tensão de Saída do Sistema em Malha Aberta no Proteus

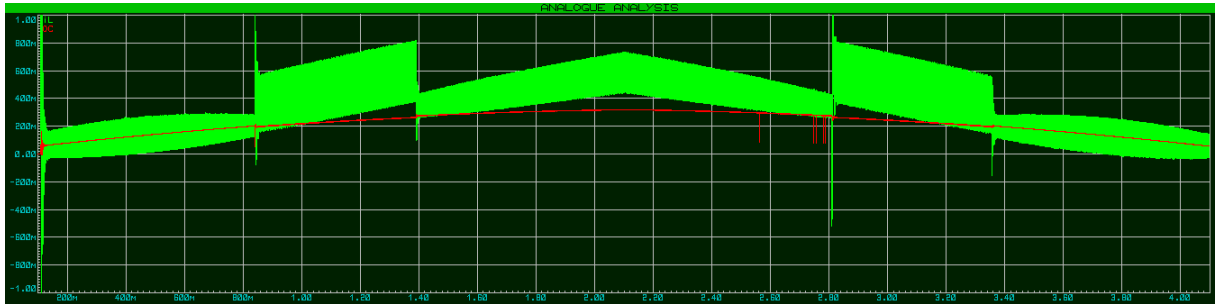


Fonte: Autores (Proteus)

É fácil identificar os pontos de transição do modo de operação, pois não há histerese. Também se observa um erro na tensão de saída (representada em vermelho), que se pode atribuir à ausência de um compensador.

A Figura 62 ilustra a curva dos sinais *Inductor Current* (iL) em verde e *Output Current* (OC) em vermelho, resultante do sistema em malha aberta.

Figura 62 – Gráfico Resultante da Corrente de Saída do Sistema em Malha Aberta no Proteus



Fonte: Autores (Proteus)

A corrente do indutor se manteve abaixo de 6 A, desconsiderando um *ripple* de 0,6 A. A corrente de saída, por sua vez, permaneceu inferior a 2 A. Como o sistema projetado possui muitos pontos de operação e é não-linear, a faixa de corrente do sistema dependerá da carga aplicada.

4.2.7 Controle

Um Sistema de Inferência *Fuzzy* (FIS) será empregado no microcontrolador como compensador para corrigir o erro do sistema. Uma vez que o comportamento do sistema é dependente do Ciclo de Trabalho, este valor será compensado e utilizado como variável manipulada.

A partir da Superfície de Comportamento do FIS Amostrado (Figura 47), são obtidos os dados necessários para a aplicação de uma tabela verdade em código. Um exemplo de trecho dessa tabela, formada pela superfície, é ilustrado na Tabela 8.

Tabela 8 – Lógica de Escolha dos Modos de Operação

Erro	Modo
-1	0,0859190055666735
⋮	⋮
-0,039370787401575	0,001803363502077
-0,0236220472440945	0,00069177093823220
-0,00787401574803150	0,00028760625689891
0,00787401574803150	-0,00028760625689891
0,0236220472440945	-0,00069177093823220
0,039370787401575	-0,001803363502077
0,0551181102362205	-0,00158727697108695
⋮	⋮
1	-0,0859190055666735

A coluna “Erro” na tabela de lookup representa o eixo horizontal da superfície de comportamento e atua como a entrada para o compensador. Já a coluna “Modo” corresponde ao eixo vertical e à saída do compensador. Para implementar essa lógica em código, utiliza-se o tipo de dado estrutura em C, como exemplificado a seguir.

```
1 // Define a structure for error-output pairs
2 typedef struct{
3     float error;
4     float output;
5 }error_lu_output;
6 // Define your lookup table
7 const error_lu_output lut[] = {
8     {-1.000000, 0.085919},
9     {-0.984252, 0.085919},
10    ...,
11    {0.984252, -0.085919},
12    {1.000000, -0.085919}
13 };
```

Com a tabela verdade definida, o próximo passo é identificar em qual intervalo de valores o erro se situa na tabela. Em seguida, uma interpolação é realizada para determinar o valor mais adequado, suavizando os saltos discretos e contribuindo para a precisão do controle. Esse processo de interpolação será incorporado ao código final do sistema.

Para prevenir ajustes instantâneos e instabilidades no sistema, um integrador simples será adicionado. Isso garante uma transição suave até o ponto de ajuste desejado. Sua implementação pode ser realizada de forma direta com o código a seguir.

```
1 hold = lu_output*0.01;
2 fis_duty += hold;
```

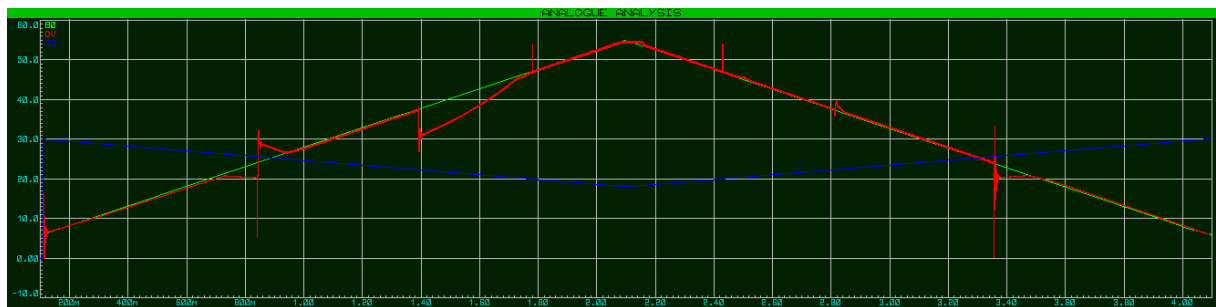
Onde uma variável recebe valores de saída da tabela verdade em pacotes menores e soma progressivamente até o ponto de ajuste.

4.2.8 Simulação em malha fechada com Proteus

A simulação seguirá as mesmas condições anteriores, porém com a adição do controlador via código a partir da tabela verdade.

A Figura 63 ilustra a curva dos sinais *Source Signal* (SS) em azul, *Reference Signal* (B0) em verde e *Output Voltage* (OV) em vermelho para comparação, resultante do sistema em malha fechada.

Figura 63 – Gráfico Resultante da Tensão de Saída do Sistema em Malha Fechada no Proteus

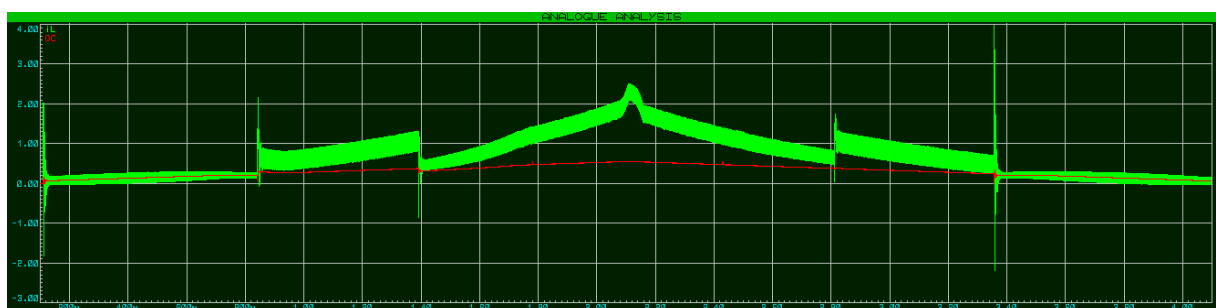


Fonte: Autores (Proteus)

É fácil identificar os pontos de transição do modo de operação, dada a ausência de histerese. Também se observa que a tensão de saída (representada em vermelho) seguiu a tensão de referência após a adição do compensador. Contudo, há regiões que demandam análise, nas quais a tensão divergiu inicialmente antes de atingir o valor desejado.

A Figura 64 ilustra a curva dos sinais *Inductor Current* (iL) em verde e *Output Current* (OC) em vermelho, resultante do sistema em malha fechada.

Figura 64 – Gráfico Resultante da Corrente de Saída do Sistema em Malha Fechada no Proteus



Fonte: Autores (Proteus)

Seu uso foi aplicado com mais ênfase na fase de testes, já que a simulação é pesada e as informações foram obtidas pelos gráficos analógicos.

4.2.10 Bidirecionalidade Proteus

Por questões de simplicidade, os testes e as aplicações foram realizados considerando-se uma direção única de operação no conversor. Para implementar a bidirecionalidade, é fundamental retomar a lógica de ativação dos *switches* apresentada na Tabela 5. A fim de inverter a direção de operação do sistema, a lógica de ativação dos *switches* é alterada conforme a Tabela 9.

Tabela 9 – Lógica de Ativação dos *Switches*

Mode	AB	SW1	SW2	SW3	SW4
<i>Buck</i>	00	1	0	D	1 - D
<i>Buck-boost</i>	01	1 - D	D	D	1 - D
<i>Boost</i>	11	1 - D	D	1	D
Off	10	0	0	0	0

Conforme a Tabela , tem-se que:

- SW1 alterna entre 1 e 1 - D;
- SW2 alterna entre 0 e D;
- SW3 alterna entre 1 e D;
- SW4 alterna entre 0 e 1 - D.

Com base no circuito de chaveamento da Figura 55, implementado para selecionar as entradas conforme a lógica controlada pelo microcontrolador, a única alteração necessária para a bidirecionalidade reside no tipo de PWM empregado. Por exemplo, se anteriormente o SW1 recebia um sinal lógico “1” e o PWM base (D), para a nova direção, será necessário que receba “1” e o PWM complementar (1 - D). Essa inversão é facilmente realizada no microcontrolador, invertendo os tipos de PWM transmitidos. Um trecho do código do PWM é alterado conforme apresentado a seguir.

```

1  if(invert != 0){
2      TCCR1A &= ~((1 << COM1A1) | (1 << COM1A0) | (1 << COM1B1) | (1 << COM1B0));
3          // Inverted mode: D9 = 1 - D, D10 = D
4      TCCR1A |= (1 << COM1A1) | (1 << COM1A0) | (1 << COM1B1);
5  }
6  else{
7      // Standart mode: D9 = D, D10 = 1 - D
8      TCCR1A |= (1 << COM1A1) | (1 << COM1B1) | (1 << COM1B0);
9  }

```

Uma condição de inversão foi adicionada, podendo ser acionada por uma chave deslizante antes da etapa de conversão. Isso permite a alternância dos pinos do PWM e a implementação da bidirecionalidade via software.

Contudo, ainda é necessário realizar a troca da lógica de ativação dos relês. Conforme observado na Tabela 9, a posição da entrada dos valores lógicos 0 e 1 é alterada, exigindo que os relês também recebam uma condição que verifique a direção de funcionamento. A seguir, é apresentado um trecho de código modificado.

```

1  // Buck Mode
2      if(hold > 1.25){
3          if(!(a == 0 && b == 0))fis_duty = 0;
4          a = 0, b = 0; // Logic inputs
5          duty = ref/source + fis_duty; // Duty calculation
6          // Operation side
7          if(invert != 0){
8              PORTB |= (1<<PB4) | (1<<PB5); // SW3 and SW4 relay control
9              PORTD &= ~(1<<PD0) & ~(1<<PD1); // SW1 and SW2 relay control
10         }
11         else{
12             PORTB &= ~(1<<PB4) & ~(1<<PB5); // SW3 and SW4 relay control
13             PORTD |= (1<<PD0) | (1<<PD1); // SW1 and SW2 relay control
14         }
15     }

```

Com isso, tanto o PWM quanto a ativação dos relês estão configurados para o funcionamento da bidirecionalidade, necessitando apenas de uma simples modificação no código. O desenvolvimento inicial do sistema priorizou a operação em uma único sentido devido à simplicidade e espelho de resultados, além dificuldades inerentes à simulação de um sistema bidirecional.

5 RESULTADOS

5.1 Avaliação do Sistema de Controle *Fuzzy* Final

A escolha do controle *fuzzy* se deu principalmente pela dificuldade em modelar com precisão sistemas não lineares, como o conversor *buck-boost* bidirecional. Diferente de controladores clássicos que exigem uma modelagem matemática detalhada, o sistema *fuzzy* opera com base em regras heurísticas, oferecendo maior adaptabilidade a diferentes condições de operação.

Nas simulações em malha fechada, realizadas no MATLAB/Simulink e no Proteus, observou-se que a tensão de saída acompanhou a referência com maior precisão, mesmo sob variações de carga e transições entre os modos *buck* e *boost*. A superfície de controle *fuzzy* gerou valores de ciclo de trabalho mais suaves, reduzindo oscilações e *ripple*.

O tempo de acomodação foi reduzido, o erro em regime praticamente eliminado, e as correntes de saída e do indutor permaneceram estáveis dentro dos limites seguros. Comparado ao controle proporcional simples, o controlador *fuzzy* apresentou desempenho superior, sem necessidade de ajustes manuais.

Assim, os resultados confirmam a eficiência e robustez do controle *fuzzy* para aplicações em conversores bidirecionais, especialmente em sistemas embarcados automotivos, onde há alta variabilidade e comportamento dinâmico não linear.

5.2 PCI

Este projeto de PCI foi desenvolvido como parte de um sistema conversor DC-DC bidirecional do tipo *buck-boost* em um ambiente de simulação virtual com a ferramenta KICAD, visando aplicações em sistemas embarcados e eletrônica de potência. A placa foi dimensionada para permitir o fluxo de energia em ambos os sentidos, comutando entre modo *step-down* e *step-up* conforme o sentido da corrente e a diferença de tensão entre as fontes. O foco inicial está na topologia e implementação do circuito principal em ambiente virtual, sendo os detalhes do esquemático, *layout* e visualização 3D apresentados nas próximas etapas.

5.2.1 Esquemático

O esquemático do projeto foi estruturado para integrar tanto o sistema de controle quanto o estágio de potência do conversor bidirecional *buck-boost*, conforme pode ser ilustrada na Figura 18. Ele conta com dois reguladores lineares: o LM2576HVT-5.0,

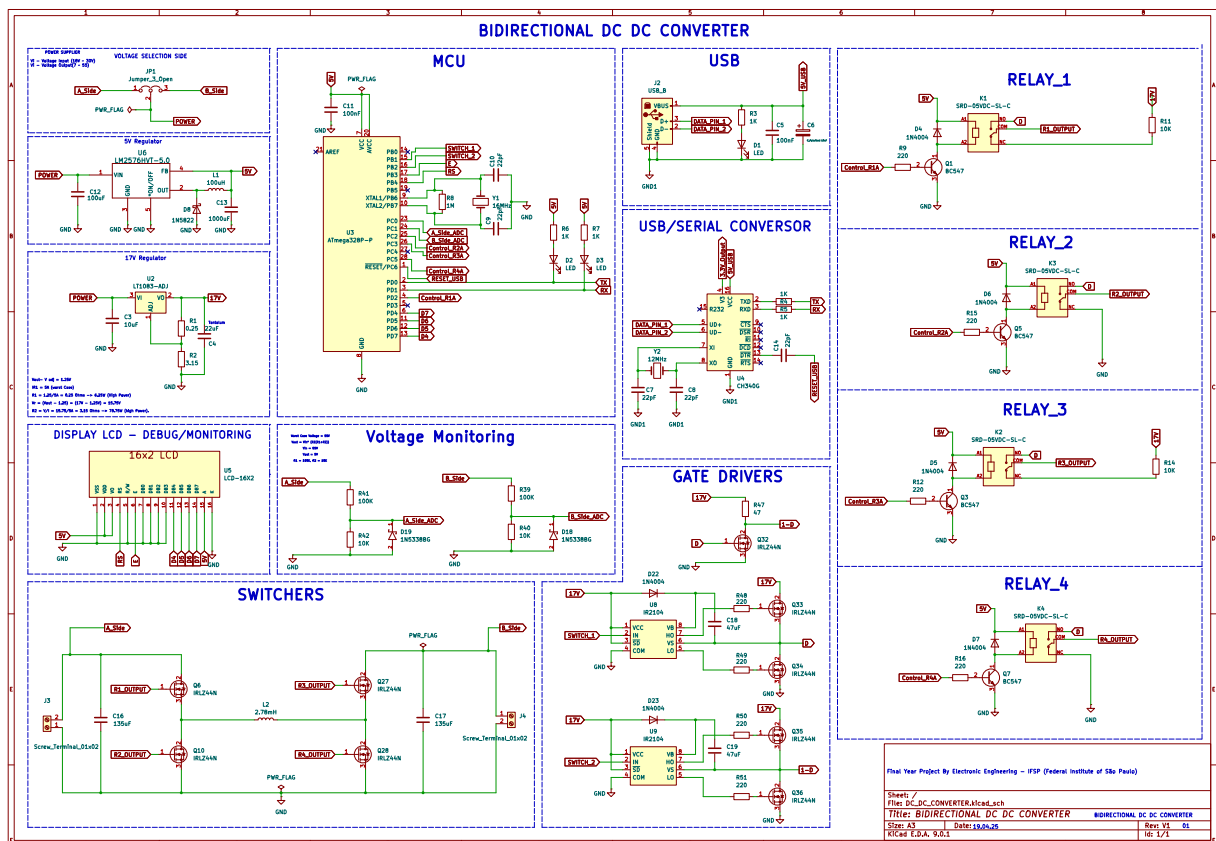
responsável por fornecer 5V para alimentação do microcontrolador e periféricos, e o LT1083-ADJ, ajustado para fornecer 17V ao barramento principal.

O controle é feito por um Atmega328P, que também gerencia a interface de usuário via um display LCD 16x2, utilizado para monitoramento de variáveis e depuração em tempo real. A comunicação com o computador é feita por um conversor USB serial baseado no CH340G, com conector USB tipo B.

O sistema conta com dois divisores resistivos configurados como leitores de tensão, que alimentam os canais ADC do microcontrolador para realimentação do controle. Para a comutação dos MOSFETs, foram utilizados dois *drivers* IR2104, que operam com sinais PWM normais e complementares, gerados pelo próprio microcontrolador.

O estágio de potência é composto por quatro MOSFETs e um indutor, responsáveis pela operação *buck* e *boost* em ambos os sentidos de energia. Por fim, quatro relés controlados via I/Os do Atmega são usados para selecionar dinamicamente o modo de funcionamento do conversor, conforme o sentido de energia e o estado do sistema, conforme a Figura 66.

Figura 66 – Esquemático do Conversor



Fonte: Autores (2025)

5.2.2 Layout

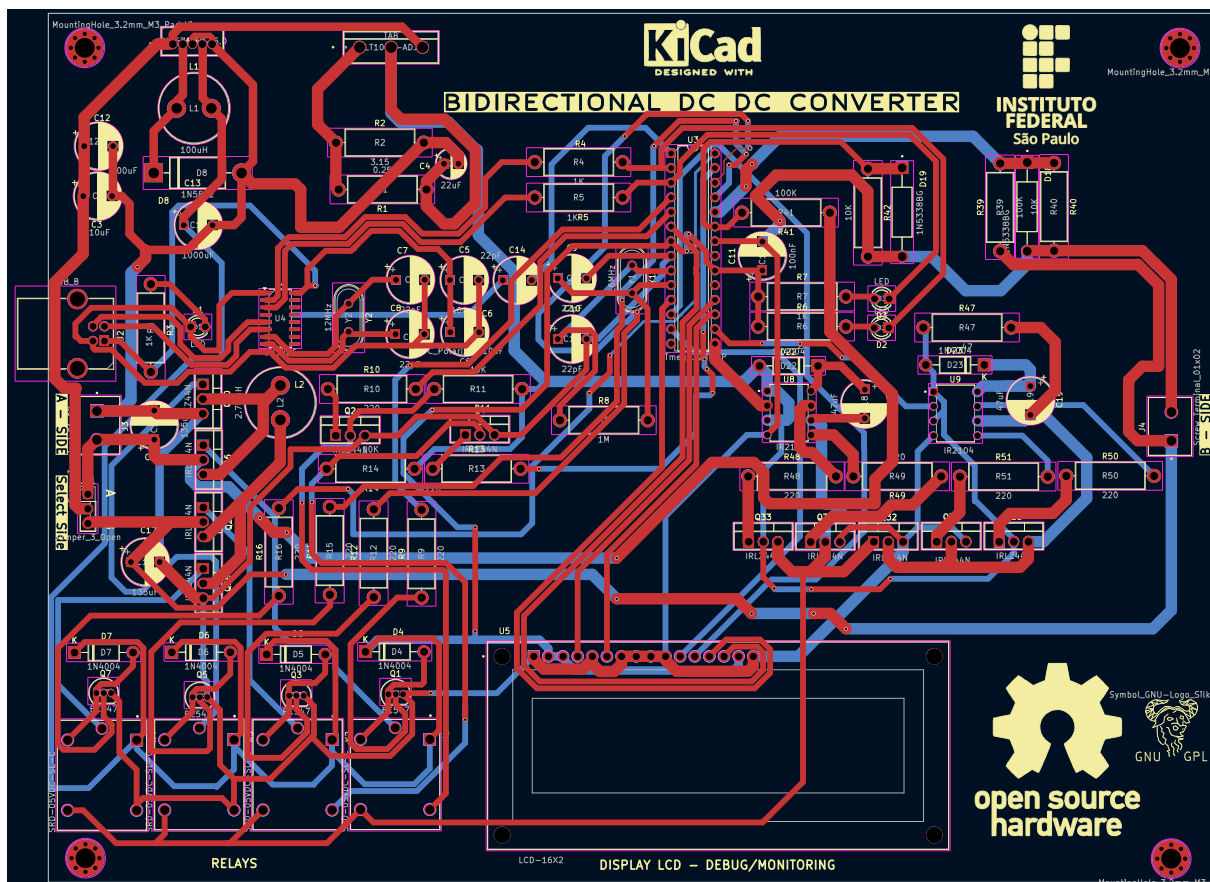
O *layout* da PCB foi desenvolvido com foco na confiabilidade do circuito de potência e no bom desempenho do sistema de controle. As trilhas por onde circulam correntes elevadas foram dimensionadas com largura adequada, considerando a espessura do cobre da placa e a corrente máxima esperada, seguindo diretrizes típicas de projetos de eletrônica de potência.

As trilhas de sinal foram cuidadosamente roteadas longe das trilhas de potência para evitar interferência eletromagnética, especialmente nas conexões críticas do microcontrolador, ADCs e circuitos de driver. Também foi utilizado um plano de terra abrangente, garantindo retornos de corrente de baixa impedância e melhor integridade do sinal.

Os componentes foram posicionados de forma estratégica para otimizar o caminho da corrente, minimizar o comprimento de trilhas críticas (como as ligações entre drivers e gates dos MOSFETs) e manter a simetria no fluxo de energia. Zonas térmicas e áreas de cobre ampliadas foram aplicadas nos componentes que dissipam mais calor, como os reguladores e MOSFETs, favorecendo a dissipação térmica diretamente pela PCB.

Capacitores de desacoplamento foram posicionados próximos aos pinos de alimentação dos CIs, conforme boas práticas de *layout*. Já os relés foram distribuídos próximos aos pontos de chaveamento, garantindo comutação eficiente e com mínima indutância parasita. O *layout* foi pensado também para facilitar montagem, testes e possíveis ajustes durante o desenvolvimento, conforme a Figura 67.

Figura 67 – *Layout* do Conversor

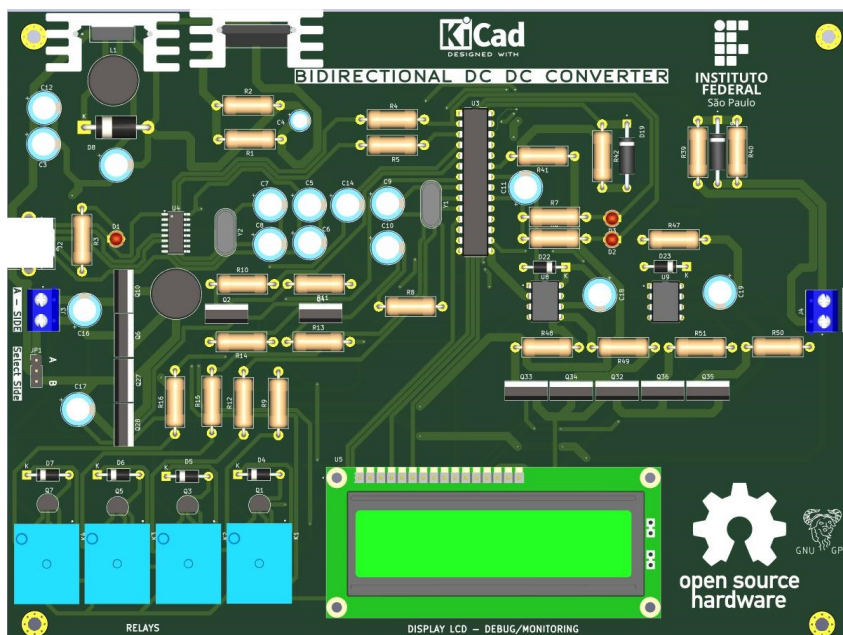


Fonte: Autores (2025)

5.2.3 Visão 3D

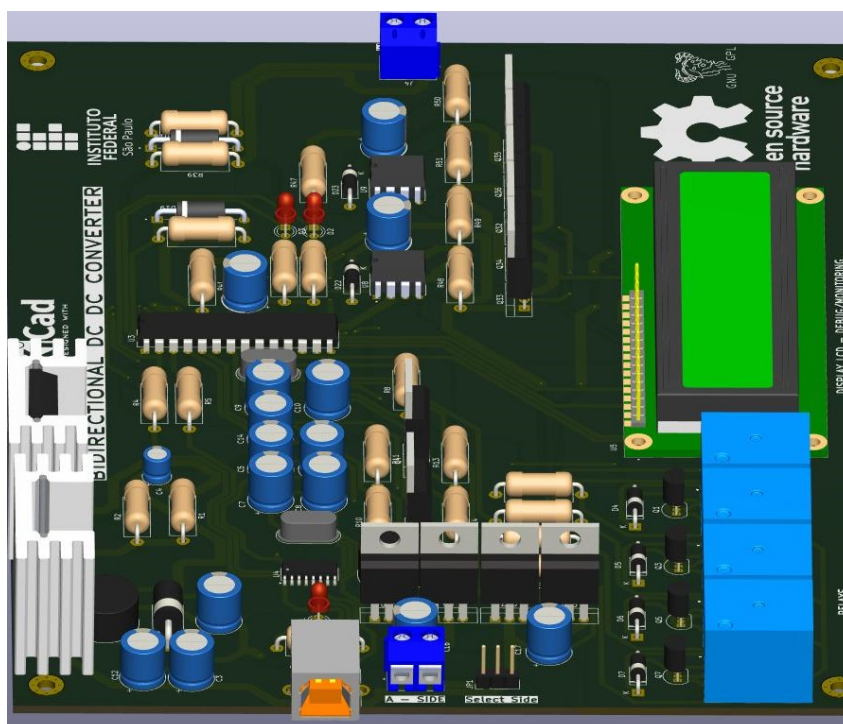
A visualização 3D da PCB permite uma análise clara da disposição dos componentes e do encaixe físico do circuito. Nela, é possível observar a organização dos elementos de potência, como os MOSFETs, indutor e relés, separados dos circuitos de controle. Os conectores, display LCD e o conector USB tipo B estão posicionados nas bordas da placa, facilitando o acesso externo. A visão 3D também auxilia na verificação de alinhamento, espaçamento entre componentes e compatibilidade mecânica para montagem do protótipo, conforme as Figura 68 e 69.

Figura 68 – Visão 3D da Placa de Circuito Impresso Vista de Cima



Fonte: Autores (2025)

Figura 69 – Visão 3D da Placa de Circuito Impresso Vista de Lado



Fonte: Autores (2025)

5.3 Firmware Final Completo

O código-fonte completo do projeto desenvolvido pode ser consultado no seguinte repositório público no GitHub:

[<https://github.com/William-Souza-Santos/ADAPTIVE_FUZZY_LOGIC_CONTROL_FOUR_SWITCH_BIDIRECTIONAL_BUCK_BOOST_DC_DC_CONVERTER>](https://github.com/William-Souza-Santos/ADAPTIVE_FUZZY_LOGIC_CONTROL_FOUR_SWITCH_BIDIRECTIONAL_BUCK_BOOST_DC_DC_CONVERTER)

O repositório contém todos os arquivos organizados por módulos, incluindo o firmware do conversor, algoritmos de controle e rotinas auxiliares utilizadas nas simulações e testes.

5.4 Eficiência do Conversor

A eficiência (η) de um conversor CC-CC representa a razão entre a potência entregue à carga e a potência extraída da fonte. Essa grandeza é fundamental para avaliar o desempenho do conversor em diferentes modos de operação. A Equação (5.1) apresenta a fórmula utilizada para o cálculo:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \cdot 100 = \frac{V_{\text{out}} \cdot I_{\text{out}}}{V_{\text{in}} \cdot I_{\text{in}}} \cdot 100 \quad (5.1)$$

As análises de eficiência realizadas neste trabalho basearam-se nos gráficos obtidos através da simulação no ambiente *MATLAB/Simulink*. A partir da análise visual dos valores médios de tensão e corrente nos modos de operação (*Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*), foi possível estimar a eficiência teórica do conversor proposto.

Modo *Boost*

Durante o intervalo em que o conversor opera no modo *Boost*, foram observados os seguintes valores:

- $V_{\text{in}} = 18 \text{ V}$
- $I_{\text{in}} = 2,3 \text{ A}$
- $V_{\text{out}} = 54 \text{ V}$
- $I_{\text{out}} = 0,75 \text{ A}$

Aplicando a equação da eficiência:

$$\eta_{\text{Boost}} = \frac{54 \cdot 0,75}{18 \cdot 2,3} \cdot 100 = \frac{40,5}{41,4} \cdot 100 \approx 97,8\% \quad (5.2)$$

Modo *Buck-Boost*

Na transição entre os modos *Buck* e *Boost* (modo *Buck-Boost*), identificaram-se os seguintes valores:

- $V_{\text{in}} = 24 \text{ V}$
- $I_{\text{in}} = 1,7 \text{ A}$
- $V_{\text{out}} = 33 \text{ V}$
- $I_{\text{out}} = 1,2 \text{ A}$

Calculando a eficiência:

$$\eta_{\text{BuckBoost}} = \frac{33 \cdot 1,2}{24 \cdot 1,7} \cdot 100 = \frac{39,6}{40,8} \cdot 100 \approx 97,1\% \quad (5.3)$$

Modo *Buck*

Durante a operação em modo *Buck*, os seguintes valores foram observados:

- $V_{\text{in}} = 30 \text{ V}$
- $I_{\text{in}} = 1,1 \text{ A}$
- $V_{\text{out}} = 18 \text{ V}$
- $I_{\text{out}} = 1,7 \text{ A}$

A eficiência é dada por:

$$\eta_{\text{Buck}} = \frac{18 \cdot 1,7}{30 \cdot 1,1} \cdot 100 = \frac{30,6}{33} \cdot 100 \approx 92,7\% \quad (5.4)$$

Considerações Finais

Os resultados obtidos indicam excelente desempenho do conversor, com eficiências superiores a 90% em todos os modos operacionais. Ressalta-se, no entanto, que esses valores foram obtidos com base em simulações computacionais, as quais consideram modelos ideais ou parcialmente idealizados dos componentes. Caso o projeto venha a ser implementado fisicamente, será necessário levar em consideração as perdas reais nos semicondutores (como quedas de tensão nos MOSFETs), perdas por condução e comutação, dissipação nos indutores e capacitores, bem como efeitos relacionados à carga conectada. Tais perdas impactariam negativamente o rendimento, sendo esperada uma leve redução nos valores de eficiência em comparação com o ambiente simulado.

6 CONCLUSÕES

O presente trabalho teve como objetivo principal o desenvolvimento de um sistema de controle *fuzzy* aplicado a um conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional de quatro chaves, com foco em aplicações de eletrônica embarcada automotiva. A motivação para o uso da lógica difusa em substituição aos métodos tradicionais, como o controle PID, baseou-se na necessidade de robustez, adaptabilidade e boa resposta dinâmica frente às variações características dos sistemas não lineares.

Inicialmente, foi realizada uma fundamentação teórica abrangente sobre os conversores CC-CC, suas topologias, modos de operação e estratégias de controle. Essa base foi essencial para compreender as limitações dos métodos convencionais e justificar a adoção do controle *fuzzy*.

A metodologia incluiu a modelagem detalhada do conversor bidirecional, o dimensionamento dos componentes, o desenvolvimento de um modelo em ambiente MATLAB/-Simulink e a implementação do controlador *fuzzy* por meio de subsistemas lógicos, regras heurísticas e superfícies de controle. A lógica difusa foi estruturada com base em duas entradas (erro e variação do erro) e uma saída (incremento do ciclo de trabalho), sendo aplicados processos de fuzzificação, inferência e defuzzificação.

Os resultados obtidos nas simulações demonstraram que o controlador *fuzzy* foi capaz de estabilizar a tensão de saída em diferentes cenários operacionais, apresentando baixo *ripple*, tempo de acomodação reduzido e resposta robusta a perturbações. A estrutura do controle *fuzzy* mostrou-se eficaz tanto em malha aberta quanto em malha fechada, com desempenho superior ao controle convencional em situações de transição rápida entre os modos *buck* e *boost*.

Complementarmente, foi desenvolvido o esquemático e o *layout* da Placa de Circuito Impresso (PCI), além de uma visão tridimensional do circuito, validando a integração dos componentes e o dimensionamento físico da solução. Também foi apresentado o firmware para o controle embarcado, indicando a viabilidade da implementação prática em microcontroladores de baixo custo.

Como limitações, destaca-se que o sistema foi validado apenas por meio de simulações. A ausência de testes práticos impossibilitou a verificação de aspectos como perdas reais, interferências eletromagnéticas e resposta sob carga variável em tempo real. Ademais, a comparação com o controle PID ficou restrita à análise teórica, o que abre margem para investigações futuras.

Dessa forma, conclui-se que o controle *fuzzy* representa uma alternativa altamente viável para aplicações em conversores não lineares, proporcionando flexibilidade e desempenho mesmo diante de incertezas. Em sistemas embarcados automotivos, essa abordagem pode ser especialmente vantajosa, oferecendo confiabilidade, simplicidade de implementação e resposta dinâmica compatível com os requisitos do setor.

Como trabalhos futuros, recomenda-se:

- Implementação prática do conversor e validação experimental do controle *fuzzy*;
- Comparação quantitativa entre o controle *fuzzy* e outras técnicas como controle adaptativo entre outras técnicas;
- Exploração de controladores híbridos (PID-*Fuzzy*) ou baseados em redes neurais;
- Integração com sistemas supervisórios automotivos reais via protocolos como CAN.

O desenvolvimento apresentado neste trabalho reforça a importância da pesquisa aplicada no campo da eletrônica de potência, especialmente em um cenário de crescente eletrificação veicular e demanda por soluções inteligentes e energeticamente eficientes.

REFERÊNCIAS

AL-SHAMASIN, M.; KHAZALEH, A. Design and simulation of a fuzzy logic controller for buck and boost converters. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, v. 6, n. 10, p. 813–818, 2012. Citado na página 37.

ANJOS, E. *A Evolução da Eletrônica Embarcada na Indústria Automobilística Brasileira*. TCC — Instituto Mauá de Tecnologia, São Caetano, SP, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 14.

ARAÚJO, G. M. D. S. Projeto de conversor cc-cc sepic para controle de módulos peltier aplicados a um refrigerador portátil automotivo. *Universidade Federal de Campina Grande - Repositório*, p. 24, 2017. Citado na página 26.

AUTOR, D. A review on bidirectional dc-dc converter topologies. 2024. Artigo abrangente sobre controle em veículos elétricos. Citado na página 32.

Caio Moraes. *Conversor Boost Passo a Passo*. 2023. Disponível em: <<https://eletronicadepotencia.com/conversor-boost-mcc/>>. Acesso em 01/02/2025. Citado na página 23.

Camila Schuina Neves, Ana Pavani. *CIRCUITOS RLC DE SEGUNDA ORDEM EM DIFERENTES TOPOLOGIAS*. 2022. Disponível em: <<https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/27280/index.html>>. Acesso em 01/02/2025. Citado na página 22.

Carglass. *Transição energética no setor auto*. 2023. Disponível em: <<https://www.carglass.pt/pt/blog/informacoes-auto/transicao-energetica/>>. Acesso em: 13/01/2025. Citado na página 13.

Carlos Delfino. *Fontes Chaveadas: Topologias e Aplicações*. 2024. Disponível em: <<https://basicaodaeletronica.com.br/eletronica-intermediaria/fontes-chaveadas-topologias-e-aplicacoes/>>. Acesso em 31/01/2025. Citado na página 21.

CODECRUCKS. *Designing Fuzzy Controller – Step by Step Guide*. 2021. <<https://codecrucks.com/designing-fuzzy-controller-step-by-step-guide/>>. Acesso em: 19 jun. 2025. Citado na página 37.

CODECRUCKS. *Designing Fuzzy Controller – Step by Step Guide*. 2021. <<https://codecrucks.com/designing-fuzzy-controller-step-by-step-guide/>>. Acesso em: 19 jun. 2025. Citado na página 39.

CÔRTES, L. R. C. Aplicação distribuída dos conversores buck-boost com quatro interruptores para minimizar efeitos de sombreamento e maximizar a extração de potência em módulos fotovoltaicos. *Repositório UFU - PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA*, p. 50, 2021. Citado na página 25.

electricity-magnetism-org. *Conversor DC-DC síncrono*. 2025. Disponível em: <<https://www.electricity-magnetism.org/pt-br/conversor-dc-dc-sincrono/>>. Acesso em 01/01/2025. Citado na página 24.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. Boston: Springer, 2001. Citado na página 36.

FALIN, J. Designing dc/dc converters based on sepic topology. *Analog Applications Journal*, p. 18 – 23, 2008. Citado na página 26.

J2534. *Explicação Básica sobre Rede CAN em Veículos Automotivos: Entendendo o Sistema de Comunicação*. 2024. Disponível em: <<https://j2534.com.br/2024/01/22/explicacao-basica-sobre-rede-can-em-veiculos-automotivos-entendendo-o-sistema-de-comunicacao/>>. Acesso em: 17/01/2025. Citado na página 14.

LEE, C. Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. part i. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, IEEE, v. 20, n. 2, p. 404–418, 1990. Citado na página 36.

LIU, X. et al. A non-isolated bidirectional dc–dc converter with adaptive phase shift control for dc distribution systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 8, p. 4857–4868, 2016. Citado na página 17.

MARTÍNEZ, F.; MONTIEL, H.; MARTÍNEZ, F. Fuzzy control of synchronous buck converters utilizing fuzzy inference system for renewable energy applications. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, v. 13, n. 5, p. 5076–5090, 2023. Citado na página 39.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010. Citado na página 35.

OJHA, V.; ABRAHAM, A.; SNASEL, V. Heuristic design of fuzzy inference systems: A review of three decades of research. *arXiv preprint arXiv:1908.10122*, 2019. Citado na página 39.

ORIVE, D. et al. Fuzzy control for dc-dc buck converters: a comparative study. In: *Ieee. 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.], 2016. p. 1928–1933. Citado na página 36.

PANDEY, K. K.; OUTROS. Bidirectional dc-dc buck-boost converter for battery energy storage system and pv panel. v. 206, p. 681–693, 2021. Citado na página 32.

PASSINO, K. M.; YURKOVICH, S. *Fuzzy Control*. [S.l.]: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1998. Citado na página 18.

POMILIO, J. A. Topologias básicas de conversores cc-cc não-isolados. *Fontes Chaveadas - Capítulo 1*, p. 12 – 16, 2010. Citado na página 26.

POMILIO, J. A. Topologias básicas de conversores cc-cc não-isolados. *Fontes Chaveadas - Capítulo 1*, p. 20, 2010. Citado na página 27.

POMILIO, J. A. Topologias básicas de conversores cc-cc não-isolados. *Fontes Chaveadas - Capítulo 1*, p. 13, 2010. Citado 5 vezes nas páginas 28, 29, 30, 31 e 32.

Reparação Automotiva. *A História da Injeção Eletrônica: Do Passado ao Presente*. 2025. Disponível em: <<https://reparacaoautomotiva.com.br/2023/07/05/a-historia-da-injecao-eletronica-do-passado-ao-presente/>>. Acesso em: 17/01/2025. Citado na página 14.

- SEPTIAWAN, R.; TAHTAWI, A.; ILMAN, M. Control of bidirectional dc-dc converter with proportional integral derivative. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, v. 15, n. 1, p. 101–109, 2024. Citado na página 17.
- TECHNOLOGY, E. *What is a PID Controller? Types, Operation and Applications*. 2015. <<https://www.electricaltechnology.org/2015/10/what-is-pid-controller-how-it-works.html>>. Acesso em: 19 jun. 2025. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- Thiago Oliveira. *Choppers: Conversores CC/CC*. 2024. Disponível em: <<https://eltgeral.com.br/choppers-eltpot/>>. Acesso em 30/01/2025. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- Thiago Oliveira. *Conversor Buck: Da Teoria ao Projeto*. 2024. Disponível em: <<https://eltgeral.com.br/conversor-buck-da-teoria-ao-projeto/>>. Acesso em 01/02/2025. Citado na página 22.
- Tiandiano. *A Evolução Dos sistemas Elétricos Automotivos: Uma Jorjada da Década de 1950 Á Década de 1970*. 2024. Disponível em: <<https://tiandianconnector.com/pt/the-evolution-of-automotive-electrical-systems-a-journey-from-the-1950s-to-the-1970s/>>. Acesso em: 17/01/2025. Citado na página 13.
- TOFOLI, F. L. Conversores cc-cc não isolados análise, modelagem e controle. *Artliber Editora*, p. 7 e 37, 2018. Citado na página 25.
- TUTORIALSPPOINT. *Fuzzy Logic Control System*. 2021. <https://www.tutorialspoint.com/fuzzy_logic/fuzzy_logic_control_system.htm>. Acesso em: 19 jun. 2025. Citado na página 39.
- Versis. *A Eletrônica na Evolução do Automóvel*. 2017. Disponível em: <<https://versis.com.br/eletronica-na-evolucao-do-automovel/>>. Acesso em: 17/01/2025. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 14.
- VISWANATHA, B.; VENKATA, Y.; RAJESWARI, R. Stability and dynamic response of analog and digital control loops of bidirectional buck-boost converter for renewable energy applications. *International Journal of Engineering and Advanced Technology*, v. 8, n. 6, p. 2091–2096, 2019. Citado na página 17.
- VISWANATHA, V.; RAMACHANDRA, A. C.; REDDY, R. V. S. Bidirectional dc-dc converter circuits and smart control algorithms: a review. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, v. 9, n. 6, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.1186/s43067-022-00048-z>>. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 39.
- ZADEH, L. A. Fuzzy sets. *Information and Control*, Elsevier, v. 8, n. 3, p. 338–353, 1965. Citado na página 18.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. *Advanced PID Control*. Research Triangle Park, NC: ISA - The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006. ISBN 978-1-55617-942-6. Citado na página 17.