



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Matheus Andrade Nunes

Modelagem, Controle e Simulação de um UPS Monofásico Senoidal

Florianópolis
2026

Matheus Andrade Nunes

Modelagem, Controle e Simulação de um UPS Monofásico Senoidal

Trabalho de Conclusão de Curso do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Coorientador: Murilo Meneghetti Caramori, Eng. Esp

Florianópolis

2026

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Nunes, Matheus Andrade
Modelagem, Controle e Simulação de um UPS Monofásico
Senoidal / Matheus Andrade Nunes ; orientador, Telles
Brunelli Lazzarin, coorientador, Murilo Meneghetti
Caramori, 2026.
74 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2026.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. UPS. 3. Modelagem. 4.
Conversores. 5. Qualidade de energia. I. Lazzarin, Telles
Brunelli . II. Caramori, Murilo Meneghetti. III.
Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em
Engenharia Elétrica. IV. Título.

Matheus Andrade Nunes

Modelagem, Controle e Simulação de um UPS Monofásico Senoidal

Este Trabalho Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 20 de março de 2026.

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina

Eng. Mateus Nava Mezaroba, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Eng. Josué Putzke, Me.
Universidade Federal de Santa Catarina

Dedico este trabalho, antes de tudo, a Deus, por me conceder força, coragem e por guiar meus passos ao longo de toda essa jornada. Dedico também à minha querida família e aos meus amigos, pela compreensão, pelo carinho e pelo apoio constantes.

AGRADECIMENTOS

Quero começar agradecendo à minha família por todo o apoio, carinho e compreensão ao longo de toda a minha trajetória. Sei que, independentemente das situações, sempre terei em vocês como um porto seguro, prontos para me apoiar e estarem ao meu lado.

Aos amigos que fiz ao longo da graduação, em especial Rafael, Alfredo, Tito, Seijick e Demeneck, cuja amizade foi muito além das conversas sobre a graduação e que tornou essa jornada muito mais divertida e agradável. Aos demais amigos, também deixo o meu sincero obrigado pela companhia, apoio e pelos momentos compartilhados ao longo dessa caminhada.

Aos meus amigos de fora da graduação, Vinicius, Tamires, Matheus, Laura, Vieira, Kathleen, Luis, Maria, Antônio, Gabriel, Thiago, Gustavo, Vitor, Pedro e Chico, meu sincero obrigado por sempre fazerem questão da minha presença e por me proporcionarem momentos de descontração durante essa trajetória.

Ao meu coorientador, Murilo, expresso minha sincera e profunda gratidão por toda a disponibilidade, atenção e comprometimento demonstrados ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Sua orientação foi fundamental não apenas pelos conhecimentos técnicos compartilhados, mas também pela paciência, pelas sugestões sempre pertinentes e pela disposição em ajudar em todos os momentos em que surgiram dúvidas.

Por fim, à minha mãe Niliane e ao meu pai Algemiro, minha mais profunda gratidão por tudo o que fizeram por mim até aqui, seja pelo apoio financeiro, pelo suporte emocional ou por todo o cuidado e dedicação ao longo da minha vida. Nada disso seria possível sem vocês. Espero sempre ser alguém de quem possam se orgulhar, assim como eu tenho imenso orgulho de vocês.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo, a modelagem e a análise de um sistema de alimentação ininterrupta (UPS) monofásico de dupla conversão com potência nominal de 1 kVA. O sistema proposto é composto por três blocos principais: um retificador dobrador de tensão que alimenta o barramento CC, um conversor CC–CC do tipo boost para gerenciamento do banco de baterias e um inversor *full-bridge* responsável pela síntese da tensão CA de saída. A fundamentação teórica inclui o cálculo dos esforços e a modelagem média (grandes e pequenos sinais) dos conversores, servindo de base para o projeto das malhas de controle. Para o controle de tensão foram projetados controladores PI via análise de resposta em frequência (definindo frequência de cruzamento e margens de fase), e os modelos médios foram validados por comparação com modelos comutados em simulações no PSIM, mostrando boa aderência dinâmica e em regime permanente. Nas simulações foram avaliados modos de operação em rede e em bateria, degraus de carga e a resposta frente a cargas lineares e não lineares.

Palavras-chave: UPS, inversor ponte completa, conversor *boost*, retificador dobrador, controlador PI, simulação.

ABSTRACT

This project presents the modeling, control design and simulation of a single-phase double-conversion UPS rated at 1 kVA. The proposed architecture integrates a voltage-doubling rectifier to feed the DC bus, a boost DC–DC converter for battery interface and a full-bridge inverter to deliver the AC output. Average models (large-signal and small-signal) were derived for the boost and inverter stages and used to design PI voltage controllers in the frequency domain; the controllers were tuned based on crossover frequency and phase-margin criteria. The average models were validated against switched-mode simulations in PSIM, showing good agreement in transient and steady-state behaviour. Simulation scenarios include grid-connected and battery modes, step load changes and linear vs. nonlinear loads.

Keywords: UPS; full-bridge inverter; boost converter; voltage doubler rectifier; average modeling; PI controller; simulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de Blocos de um UPS.	17
Figura 2 – Retificador Dobrador de Tensão.	21
Figura 3 – Primeira etapa de operação.	21
Figura 4 – Segunda etapa de operação.	22
Figura 5 – Inversor ponte completa.	26
Figura 6 – Etapa 1 VSI.	26
Figura 7 – Etapa 2 VSI.	27
Figura 8 – Etapa 3 VSI.	27
Figura 9 – Etapa 4 VSI.	27
Figura 10 – Inversor ponte completa com ramo RC	31
Figura 11 – Conversor Boost	33
Figura 12 – Primeira Etapa de Operação Conversor <i>Boost</i>	33
Figura 13 – Segunda Etapa de Operação Conversor <i>Boost</i>	33
Figura 14 – Modelo médio de grandes sinais conversor <i>boost</i>	39
Figura 15 – Modelo médio pequenos sinais conversor <i>boost</i>	39
Figura 16 – Validação do modelo <i>Boost</i>	40
Figura 17 – Modelo médio de grandes sinais inversor	41
Figura 18 – Validação do Modelo do Inversor	42
Figura 19 – Diagrama de Blocos do UPS	46
Figura 20 – Diagrama de blocos do UPS no modo Rede	48
Figura 21 – Diagrama de blocos do UPS no modo Bateria	48
Figura 22 – Cargas utilizadas nos ensaios simulados	50
Figura 23 – Simulação Tensão e Corrente de Saída do Dobrador de Tensão	50
Figura 24 – Simulação com Carga R	52
Figura 25 – Simulação com Carga não Linear	53
Figura 26 – Simulação Decaimento	55
Figura 27 – Operação no Modo Rede UPS	56
Figura 28 – Simulação com carga resistiva na saída	56
Figura 29 – Simulação com carga não linear na saída	57
Figura 30 – Operação no Modo Bateria do UPS	58
Figura 31 – Simulação com carga resistiva na saída	58
Figura 32 – Simulação com carga não linear na saída	59

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de projeto e componentes do filtro do inversor	47
Tabela 2 – Parâmetros de projeto e componentes do conversor <i>boost</i>	47
Tabela 3 – Requisitos do UPS	49
Tabela 4 – Comparação entre valores calculados e medidos do retificador dobrador de tensão	51
Tabela 5 – Parâmetros de projeto do controlador	51
Tabela 6 – Comparação entre valores calculados e medidos dos esforços no inversor . .	54
Tabela 7 – Parâmetros de projeto do controlador do Conversor <i>boost</i>	54
Tabela 8 – Dados de simulação modo rede para carga resistiva (Pré e Pós degrau) . . .	56
Tabela 9 – Dados de simulação modo rede para carga não linear (Pré e Pós degrau) . .	57
Tabela 10 – Dados de simulação modo bateria para carga resistiva (Pré e Pós degrau) . .	59
Tabela 11 – Dados de simulação modo bateria para carga não linear (Pré e Pós degrau) .	59

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{in}	Tensão de entrada do sistema ou do conversor
V_o	Tensão de saída do conversor
V_{AB}	Tensão entre os pontos A e B do inversor
$V_{AB(\text{med})}$	Valor médio da tensão entre os pontos A e B
$V_{C,\text{min}}$	Tensão mínima no capacitor equivalente
$V_{C1,\text{min}}$	Tensão mínima no capacitor C_1
$V_{C2,\text{min}}$	Tensão mínima no capacitor C_2
$V_{C1,\text{pk}}$	Tensão de pico no capacitor C_1
$V_{C2,\text{pk}}$	Tensão de pico no capacitor C_2
$V_{c\text{max}}$	Tensão máxima no capacitor
$V_{d\text{max}}$	Tensão máxima no diodo
$V_{D,\text{max}}$	Tensão máxima reversa no diodo
$V_{L,\text{max}}$	Tensão máxima no indutor
V_S	Tensão nos interruptores
V_{opk}	Tensão de pico na saída do inversor
I_o	Corrente de saída ou corrente na carga
I_L	Corrente no indutor
$I_{L,\text{med}}$	Corrente média no indutor
$I_{L,\text{max}}$	Corrente máxima no indutor
$I_{L,\text{ef}}$	Corrente eficaz no indutor
I_C	Corrente no capacitor
$I_{C,\text{med}}$	Corrente média no capacitor
$I_{C,\text{rms}}$	Corrente eficaz no capacitor
$I_{C,\text{max}}$	Corrente máxima no capacitor
I_D	Corrente no diodo

$I_{D,med}$	Corrente média no diodo
$I_{D,rms}$	Corrente eficaz no diodo
I_S	Corrente no interruptor
$I_{S,max}$	Corrente máxima no interruptor
$I_{S,ef}$	Corrente eficaz no interruptor
I_{p1}	Corrente de pico durante o carregamento do capacitor
I_{ef}	Corrente eficaz equivalente
P_{in}	Potência de entrada
W_{in}	Energia de entrada
f	Frequência da rede elétrica
F_s	Frequência de comutação
T_s	Período de comutação
T_{on}	Tempo de condução da chave
T_c	Intervalo de condução associado ao carregamento do capacitor
D	Razão cíclica (duty cycle)
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor
$\Delta V\%$	Variação percentual pico a pico da tensão em torno do valor médio)
R	Resistência da carga
R_o	Resistência de saída
R_r	Resistência de amortecimento
L	Indutância do circuito
L_f	Indutor do filtro
L_{boost}	Indutor do conversor boost
C	Capacitância
C_1, C_2	Capacitores do retificador dobrador
C_f	Capacitor do filtro de saída

C_r	Capacitor do ramo de amortecimento
n	Razão entre capacitâncias do filtro e do ramo de amortecimento
Q	Fator de qualidade do filtro
Z_{eq}	Impedância equivalente do estágio de saída
s	Variável complexa no domínio de Laplace
\hat{v}_o	Perturbação da tensão de saída (pequenos sinais)
\hat{i}_L	Perturbação da corrente do indutor
\hat{d}	Perturbação da razão cíclica
$G_{vd}(s)$	Função de transferência da planta do conversor boost
$G(s)$	Função de transferência do inversor
$C(s)$	Função de transferência do controlador
K_c	Ganho do controlador PI
ω_z	Frequência do zero do controlador PI
ω_c	Frequência de cruzamento de ganho
MF	Margem de fase
MG	Margem de ganho
$G_{MA}(\omega)$	Função de transferência em malha aberta

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	INTRODUÇÃO GERAL	17
1.2	OBJETIVOS	18
1.3	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	19
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	20
2.1	RETIFICADOR	20
2.1.1	Retificador dobrador de tensão	21
2.1.1.1	Esforços	23
2.2	BARRAMENTO CC	24
2.3	INVERSOR	25
2.3.1	Inversor ponte completa	25
2.3.1.1	Esforços	29
2.3.2	Amortecimento e Cargas Não Lineares	31
2.4	CONVERSOR CC-CC	32
2.4.1	Conversor <i>Boost</i>	32
2.4.1.1	Esforços	35
2.5	CONTROLE	37
2.5.1	Projeto do controlador PI	37
2.5.1.1	Análise dinâmica e validação do Conversor <i>Boost</i>	38
2.5.1.2	Análise dinâmica e validação do Inversor	41
2.6	BANCO DE BATERIAS	43
2.6.1	Carregador de Bateria	44
2.7	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	44
3	SISTEMA ESTUDADO	46
3.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	49
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	50
4.1	RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO	50
4.1.1	Simulações	50
4.1.2	Cálculo dos esforços	51
4.2	INVERSOR PONTE COMPLETA	51
4.2.1	Projeto do controlador	51
4.2.2	Simulações	52
4.2.3	Cálculo dos esforços	53
4.3	CONVERSOR BOOST	54
4.3.1	Projeto do controlador	54
4.3.2	Simulações	55
4.4	OPERAÇÃO NO MODO REDE	55

4.5	SIMULAÇÃO EM MODO BATERIA	58
4.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	60
5	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	61
	REFERÊNCIAS	63
	APÊNDICE A – MEMORIAL DE CÁLCULO DOS ESFORÇOS . . .	66

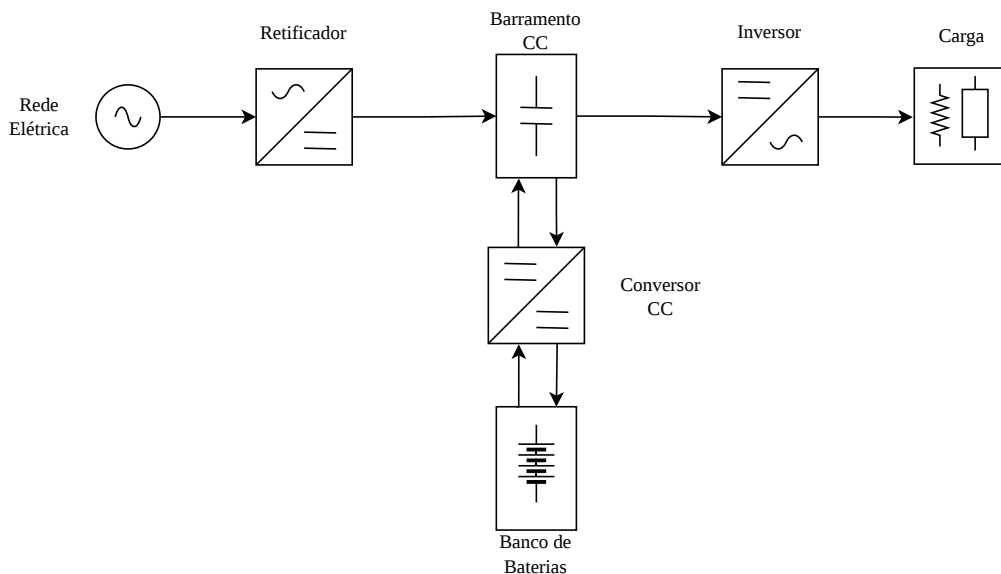
1 INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

O fornecimento contínuo e de qualidade da energia elétrica é requisito fundamental para a operação de diversos sistemas críticos na sociedade contemporânea. Conforme apontado por (Dugan et al., 2012) e pela norma (IEEE, 1995), em setores como tecnologia da informação, saúde e telecomunicações, interrupções de apenas alguns milissegundos e distúrbios elétricos no fornecimento de energia podem ocasionar perda de dados, danos a equipamentos sensíveis e riscos à segurança, além de serem economicamente prejudiciais.

Nesse contexto, as fontes de alimentação ininterruptas, conhecidas na literatura acadêmica como UPS (*Uninterruptible Power Supply* — Fonte de Energia Ininterrupta) ou popularmente *NoBreaks*, desempenham papel essencial na garantia da confiabilidade e estabilidade do fornecimento elétrico. Segundo a NBR 15014:2003 (NBR. . . , 2003), a UPS é um sistema composto por conversores, chaves e dispositivos de armazenamento de energia, comumente baterias, capaz de assegurar a continuidade da alimentação elétrica de uma carga, mantendo tensão e frequência dentro de limites especificados, mesmo diante de falhas ou distúrbios na rede. A Figura 1 apresenta o diagrama de blocos típico de um sistema UPS, ilustrando suas principais etapas de conversão e armazenamento de energia.

Figura 1 – Diagrama de Blocos de um UPS.



Fonte: Autor.

Existem diversas topologias de UPS no mercado e na literatura acadêmica, utilizadas para atender a situações específicas de suprimento energético. A seguir, são apresentadas as principais topologias de UPS estáticos disponíveis no mercado e suas características, conforme

(TS Shara, 2024):

- **Standby:** Esta é a topologia mais simples, sendo comum em computadores de uso pessoal. O UPS utiliza a rede elétrica principal de forma direta para alimentar a carga. O inversor e a bateria são ativados apenas quando ocorre uma falha na energia da rede. Suas principais vantagens são o baixo custo de aquisição e o tamanho reduzido.
- **Linha Interativa:** Este modelo é muito utilizado em servidores de pequeno porte. A sua principal característica é possuir um sistema interno que regula a tensão da rede elétrica antes de enviá-la para a carga. Caso a energia externa falhe completamente, o UPS aciona o uso da bateria. É uma opção que oferece maior proteção aos equipamentos em comparação ao modelo Standby, mantendo um custo acessível.
- **On-line Dupla Conversão:** Esta topologia é indicada para cargas críticas que não podem sofrer nenhum tipo de interrupção. A energia da rede passa por duas conversões constantes dentro do UPS (de corrente alternada para contínua, e depois de contínua para alternada). Dessa forma, é o próprio UPS que alimenta o equipamento de forma contínua. Em caso de falha na rede elétrica, não existe tempo de transferência para a bateria. O modelo fornece energia de alta qualidade, porém o trabalho de conversão constante resulta em maior geração de calor e um consumo um pouco maior.

A seleção da topologia de UPS mais adequada depende principalmente das características da carga e do grau de confiabilidade requerido pela aplicação. Cada configuração apresenta vantagens e limitações específicas quanto a custo, eficiência, robustez e qualidade do condicionamento da energia, o que evidencia a importância de uma análise criteriosa no momento do projeto (Rasmussen, 2010). Nesse contexto, embora a topologia do nobreak determine a qualidade da energia e a eficiência do sistema, o banco de baterias é o componente mais crítico para a garantia de autonomia em caso de falha da rede. A sua vida útil, capacidade e estado de saúde são fatores determinantes para a confiabilidade do sistema como um todo (Lazzarin, 2006).

Diante do exposto, o estudo das diferentes arquiteturas de UPS, em conjunto com a gestão adequada de seus componentes, não apenas contribui para a continuidade operacional de sistemas críticos, mas também assegura maior segurança, qualidade de fornecimento e alinhamento com as demandas crescentes de eficiência e sustentabilidade em sistemas elétricos contemporâneos.

1.2 OBJETIVOS

O presente trabalho tem como propósito central realizar um estudo e análise de desempenho de um UPS monofásico dupla conversão de 1kVA de potência de saída. O trabalho aborda a análise teórica estática, modelagem dinâmica, projeto de controle e validação em simulação computacional no *software* PSIM de todos os conversores que integram a topologia selecionada.

Para o alcance desse propósito, o trabalho estabelece os seguintes objetivos fundamentais:

- Apresentar os blocos que compõem a arquitetura de um sistema UPS, detalhando a função de cada estágio no processamento de energia;
- Modelar matematicamente esses blocos, garantindo a representação fiel dos componentes e do banco de baterias;
- Projetar e sintonizar as malhas de controle dos conversores, visando atender os requisitos de desempenho e estabilidade do sistema;
- Validar e apresentar os resultados obtidos por meio de simulações numéricas, comparando o comportamento do sistema frente a diferentes cenários operacionais.

1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

Este trabalho foi dividido em uma estrutura de cinco capítulos. No Capítulo 1, se estabelece a contextualização do tema, os objetivos gerais e específicos, além da motivação para o desenvolvimento do estudo.

Na sequência, o Capítulo 2 apresenta o embasamento teórico para a compreensão da arquitetura proposta, detalhando os blocos constituintes de um UPS, tais como um retificador, barramento CC, inversor e um conversor CC-CC para gerenciamento/acoplamento do banco de baterias. Nesta etapa, também são explorados os conceitos fundamentais de modelagem e as técnicas de projeto de controladores no domínio da frequência.

A descrição técnica do sistema é aprofundada no Capítulo 3, que foca nas topologias dos conversores utilizados e em suas respectivas modelagens matemáticas. Este capítulo detalha o desenvolvimento das estratégias de controle aplicadas ao conversor *Boost* e ao inversor ponte completa, demonstrando como os requisitos de projeto foram estabelecidos para garantir o cumprimento das especificações de desempenho.

Os resultados e as discussões subsequentes são apresentados no Capítulo 4, onde simulações computacionais em diferentes modos de operação do UPS permitem avaliar a dinâmica do sistema e a eficácia das malhas de controle implementadas frente a distúrbios e variações de carga. Por fim, o Capítulo 5 encerra o trabalho com as conclusões gerais, sintetizando as principais contribuições acadêmicas e técnicas, além de evidenciar as limitações observadas e sugestões para pesquisas futuras.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta de forma detalhada todos os estágios que compõem o UPS proposto, descrevendo a função e o princípio de funcionamento de cada bloco. Adicionalmente, é realizado um aprofundamento nas topologias adotadas neste trabalho, destacando suas principais características, critérios de escolha e implicações no desempenho global do sistema. Nesse contexto, também são analisados os esforços elétricos de tensão e corrente impostos aos principais componentes de cada estágio.

2.1 RETIFICADOR

Um circuito retificador é um dispositivo eletrônico cuja principal função é converter um sinal alternado (CA) em um sinal (CC). Essa conversão é essencial em diversos sistemas elétricos e eletrônicos, pois muitos dispositivos e circuitos operam apenas com tensão contínua (Rashid, 2014).

O princípio de funcionamento de um retificador baseia-se no uso de diodos semicondutores, componentes que permitem a passagem de corrente elétrica apenas em um sentido. Dessa forma, o circuito bloqueia os semiciclos negativos da tensão alternada, resultando em uma forma de onda unidirecional. Os retificadores podem ser classificados de acordo com a forma de operação e a topologia utilizada, sendo os principais:

- Retificador monofásico de meia onda, que utiliza apenas um semiciclo da tensão de entrada;
- Retificador monofásico de onda completa, que aproveita ambos os semiciclos, podendo ser implementado com transformador de derivação central ou ponte de diodos;
- Retificadores trifásicos, amplamente empregados em aplicações industriais, devido à menor ondulação na tensão de saída e maior eficiência.

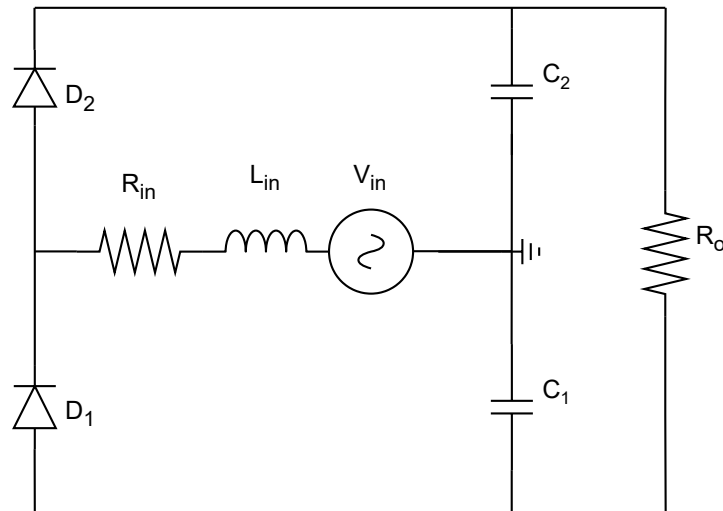
Para melhorar a qualidade da tensão contínua gerada, os retificadores são frequentemente associados a filtros passivos, como capacitores e indutores, que reduzem o *ripple* e fornecem uma tensão mais estável ao barramento CC. Em aplicações mais complexas, pode-se empregar controle ativo por meio de retificadores controlados por tiristores ou transistores controlados por modulação PWM, permitindo regular a tensão e a corrente de saída, bem como a correção do fator de potência de entrada, conforme a necessidade do sistema (Barbi, 2006).

Além de sua função básica de conversão, os retificadores desempenham papel essencial em sistemas de energia renovável, UPS e acionamentos de motores elétricos, onde a conversão eficiente e controlada de energia é indispensável. Nesse contexto, o retificador atua como a primeira etapa de condicionamento de energia, garantindo a adequada alimentação dos estágios subsequentes de conversão e controle. (Barbi, 2006)

2.1.1 Retificador dobrador de tensão

Representado na Figura 2, este circuito corresponde a uma das topologias de retificadores monofásicos de onda completa capaz de entregar o dobro de tensão na carga de saída.

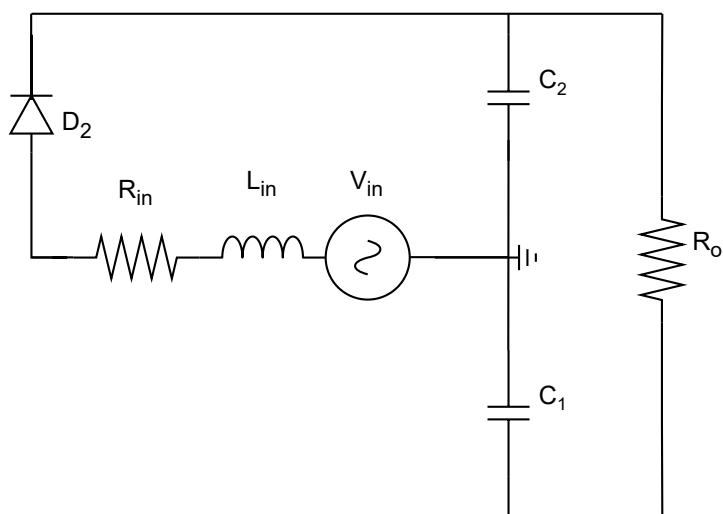
Figura 2 – Retificador Dobrador de Tensão.



Fonte: Autor.

Este retificador apresentará duas etapas de operação. No primeiro semiciclo, onde a parte da fonte de entrada alternada é positiva, o diodo D_2 estará conduzindo, enquanto D_1 estará bloqueado. Dessa forma, o capacitor C_2 irá carregar por conta da polaridade que está empregado e C_1 fornecerá corrente para a carga. Esta primeira etapa está descrita na Figura 3.

Figura 3 – Primeira etapa de operação.

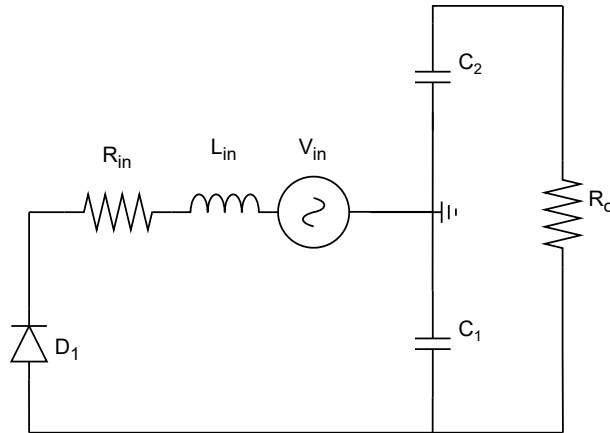


Fonte: Autor.

Já no no segundo semiciclo, quando a tensão de entrada é negativa, o diodo D_1 entrará em condução e o capacitor C_1 ficará sendo carregado. Logo, têm-se que o capacitor C_2 fornecerá

energia para a carga assim como é visto na Figura 4.

Figura 4 – Segunda etapa de operação.



Fonte: Autor.

Após o ciclo completo da tensão de entrada, será obtido na tensão de saída uma tensão de pico, aproximadamente duas vezes maior que a tensão de entrada (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004).

Para o dimensionamento dos capacitores, realiza-se o desenvolvimento matemático apresentado nas Equações (2.1.1) a (2.1.4), conforme a metodologia proposta por (Barbi, 2006), onde $V_{C_{\min}}$ é a tensão mínima no capacitor e $V_{C_{pk}}$ é a tensão máximo no capacitor .

$$V_{C_{\min}} = V_{C1_{\min}} + \frac{V_{C2_{\min}} + V_{C2_{pk}}}{2} \quad (2.1.1)$$

$$V_{C1_{\min}} = V_{C2_{\min}} \quad (2.1.2)$$

$$V_{C1_{pk}} = V_{C2_{pk}} \quad (2.1.3)$$

$$V_{C1_{\min}} = \frac{2V_{C_{\min}} - V_{C1_{pk}}}{3} \quad (2.1.4)$$

A energia fornecida por cada capacitor em cada meio ciclo pode ser determinada a partir das relações apresentadas nas Equações (2.1.5) e (2.1.6).

$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2}C_1 \left(V_{C1_{pk}}^2 - V_{C1_{\min}}^2 \right) \quad (2.1.5)$$

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f} \quad (2.1.6)$$

Por fim, o valor do capacitor pode ser determinado a partir da manipulação da relação apresentada na Equação (2.1.7).

$$C_1 = C_2 = \frac{P_{in}}{f \left(V_{C1_{pk}}^2 - V_{C1_{\min}}^2 \right)} \quad (2.1.7)$$

2.1.1.1 Esforços

Para garantir a confiabilidade e o correto funcionamento do conversor, é imprescindível determinar os esforços de tensão e corrente aos quais os componentes de potência serão submetidos. Essa análise permite especificar adequadamente os dispositivos semicondutores, definindo parâmetros críticos como a tensão máxima de bloqueio e as correntes de pico, média e eficaz. O equacionamento apresentado a seguir para o cálculo dessas grandezas, expresso nas Equações (2.1.8) a (2.1.15), foi desenvolvido com base na metodologia proposta por (Barbi, 2006).

Inicialmente, determina-se o intervalo de condução do capacitor durante o processo de recarga, o qual corresponde ao tempo em que a tensão instantânea da fonte supera a tensão mínima do capacitor. Esse intervalo é obtido a partir da relação trigonométrica entre as tensões envolvidas, conforme apresentado na Equação (2.1.8).

$$T_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{c\min}}{V_{c1pk}}\right)}{2\pi f} \quad (2.1.8)$$

Conhecido o intervalo de condução, é possível determinar a corrente de pico de recarga do capacitor. Essa corrente resulta da variação de tensão no capacitor ao longo do intervalo de condução, sendo proporcional à capacitância e inversamente proporcional ao tempo disponível para a recarga, conforme expresso na Equação (2.1.9).

$$I_{p1} = C_1 \cdot \frac{V_{c1pk} - V_{c\min}}{T_c} \quad (2.1.9)$$

A partir da corrente de pico, pode-se estimar a corrente eficaz associada ao processo de recarga, considerando o intervalo de condução relativo ao período da rede. Essa grandeza é relevante para o dimensionamento térmico dos componentes, sendo dada pela Equação (2.1.10).

$$I_{ef} = I_{p1} \cdot (T_c \cdot f)^{0.5} \quad (2.1.10)$$

Como o sistema possui dois capacitores sujeitos a correntes pulsantes, a corrente eficaz total em cada capacitor é obtida pela composição quadrática das correntes eficazes individuais, conforme indicado na Equação (2.1.11).

$$I_{Cef} = \sqrt{I_{Cef1}^2 + I_{Cef2}^2} \quad (2.1.11)$$

Em relação ao esforço de tensão nos capacitores, o valor máximo ocorre quando a tensão aplicada atinge o valor máximo da fonte de entrada, conforme apresentado na Equação (2.1.12).

$$V_{c\max} = V_{in} \quad (2.1.12)$$

Por outro lado, a corrente média no capacitor em regime permanente é nula, uma vez que não há acúmulo de carga ao longo de um período completo de operação. Assim, a corrente média no capacitor é dada pela Equação (2.1.13).

$$I_{cmed} = 0 \quad (2.1.13)$$

Para os diodos do retificador, o esforço máximo de tensão ocorre quando estes se encontram bloqueados e submetidos à soma das tensões presentes no circuito, resultando na tensão máxima (V_{dmax}) indicada na Equação (2.1.14).

$$V_{dmax} = 2 \cdot V_{in} \quad (2.1.14)$$

Por fim, a corrente média conduzida pelos diodos (I_{dmed}) é igual à corrente fornecida à carga (I_o), uma vez que estes são os responsáveis pela transferência de energia para a saída durante seus intervalos de condução. Dessa forma, obtém-se a relação apresentada na Equação (2.1.15).

$$I_{dmed} = I_o \quad (2.1.15)$$

2.2 BARRAMENTO CC

O barramento de corrente contínua (barramento CC) constitui um elemento fundamental em diversos conversores estáticos e sistemas de processamento de energia, atuando como interface entre a etapa de retificação e a etapa de inversão (Barbi, 2006; Rashid, 2014). Essa estrutura possibilita o armazenamento temporário e a estabilização da energia elétrica antes de sua conversão final, sendo normalmente composta por capacitores responsáveis pela redução das ondulações, suavização da tensão e fornecimento de suporte energético transitório ao sistema. Dessa forma, o barramento CC contribui de maneira significativa para o desempenho dinâmico, a estabilidade operacional e a qualidade da energia fornecida pelo conversor (Barbi, 2006).

Nos sistemas UPS, especialmente nas topologias de dupla conversão, o barramento CC desempenha um papel central na estrutura de operação (Rasmussen, 2010; NBR..., 2003). Nessa configuração, a energia proveniente da rede elétrica é inicialmente retificada e utilizada para alimentar o barramento CC, que, por sua vez, fornece energia ao inversor responsável pela geração da tensão CA aplicada à carga. Além disso, o banco de baterias é tipicamente conectado diretamente ao barramento CC, permitindo a continuidade do suprimento energético em situações de falha da rede sem interrupções perceptíveis para a carga. Essa arquitetura também facilita o gerenciamento dos fluxos de potência nos diferentes modos de operação do UPS, incluindo o carregamento das baterias, a operação em *bypass* e o retorno ao modo normal após o restabelecimento da rede elétrica.

O dimensionamento do capacitor do barramento foi apresentado na Equação (2.1.7), anexada na Seção (2.1.1), uma vez que a saída do retificador com dobrador de tensão corresponde diretamente ao próprio barramento CC do sistema.

2.3 INVERSOR

Assim como há circuitos responsáveis por transformar o sinal CA em CC, há também um conversor responsável por transformar o CC em CA, circuitos denominados de inversores (Barbi, 2022). Essa conversão é essencial em diversos sistemas de energia e acionamento de motores elétricos, permitindo alimentar cargas CA a partir de fontes CC, como bancos de baterias, painéis fotovoltaicos ou barramentos de conversores retificadores (Barbi; Martins, 2006).

O princípio de funcionamento de um inversor baseia-se na comutação controlada de dispositivos semicondutores, como IGBTs, MOSFETs ou tiristores, que são acionados de modo a gerar uma forma de onda alternada na saída. O controle da sequência e da largura dos pulsos aplicados aos interruptores determina a frequência, a amplitude e o formato da tensão de saída, o que possibilita o uso de diferentes técnicas de modulação, sendo a modulação por largura de pulso (PWM) a mais utilizada (Barbi, 2022).

Os inversores podem ser classificados segundo diferentes critérios, sendo os principais:

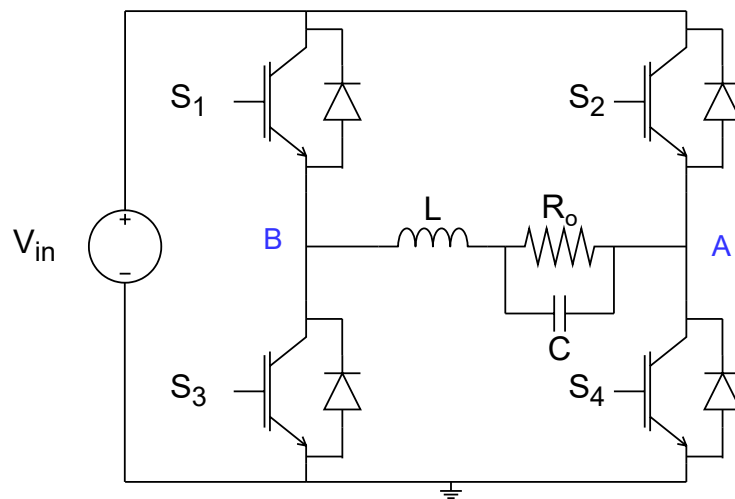
- Quanto à natureza da fonte de alimentação:
 - VSI (*Voltage Source Inverter*): Alimentados por uma fonte de tensão contínua. É a topologia predominante, onde a entrada se comporta como uma fonte de tensão rígida (com capacitor no barramento CC).
 - CSI (*Current Source Inverter*): Alimentados por uma fonte de corrente contínua. Caracterizam-se pelo uso de um indutor no barramento CC para manter a corrente constante.
- Quanto ao número de fases da saída:
 - Monofásicos: Fornecem uma tensão de saída em fase única, comumente utilizados em baixas potências e aplicações domésticas.
 - Trifásicos: Fornecem três tensões de saída defasadas entre si, sendo o padrão para acionamento de máquinas elétricas e sistemas de potência.
- Quanto à topologia dos níveis de tensão:
 - Dois Níveis: A tensão de saída comuta entre dois valores discretos de tensão do barramento CC.
 - Multiníveis: A estrutura do conversor permite sintetizar a tensão de saída em múltiplos degraus (três ou mais), reduzindo a distorção harmônica e o estresse sobre os semicondutores em aplicações de média e alta tensão.

2.3.1 Inversor ponte completa

Os inversores de tensão em ponte completa destacam-se em aplicações industriais por sua versatilidade e facilidade de implementação, conforme ilustrado na Figura 5. Essa configuração

elimina a necessidade de múltiplas fontes de alimentação ou divisores capacitivos, além de permitir o uso de diferentes técnicas de modulação, como modulação de dois ou três níveis, proporcionando maior flexibilidade de controle e desempenho superior quando comparada a outras topologias de conversores (Petry, 2013).

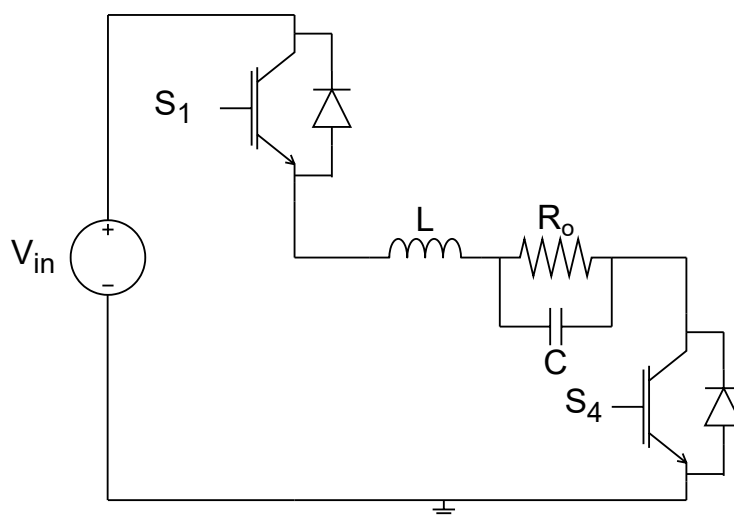
Figura 5 – Inversor ponte completa.



Fonte: Autor.

Para uma modulação 3N (unipolar), desconsiderando o tempo morto, obtêm-se quatro etapas de operação. Na primeira etapa, ocorre a condução dos interruptores S_1 e S_4 , enquanto os demais permanecem bloqueados, conforme ilustrado na Figura 6.

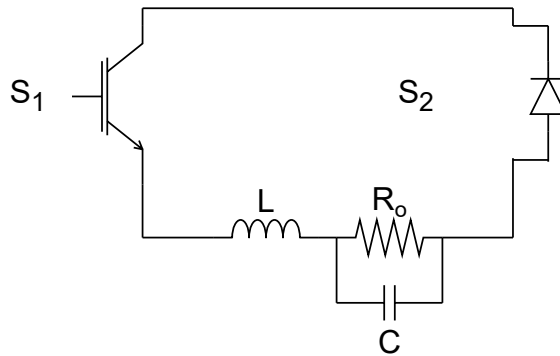
Figura 6 – Etapa 1 VSI.



Fonte: Autor.

Durante a segunda etapa de operação, o diodo intrínseco do interruptor S_2 entra em condução, uma vez que S_4 permanece bloqueado. A corrente passa a circular por S_1 e pela carga, sem transferência de energia da fonte de entrada, conforme ilustrado na Figura 7.

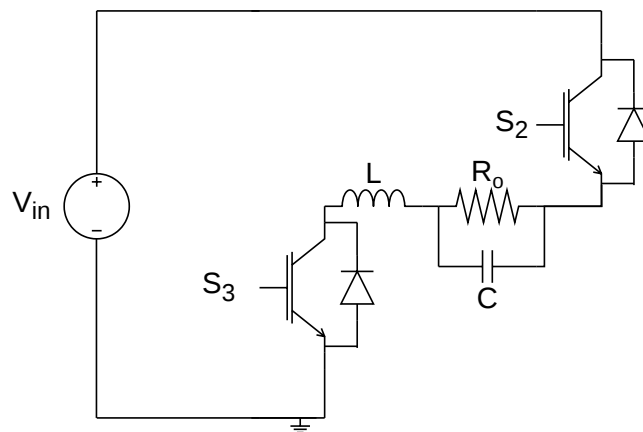
Figura 7 – Etapa 2 VSI.



Fonte: Autor.

Na terceira etapa de operação, ocorre a condução simultânea dos interruptores S_3 e S_2 , enquanto os demais permanecem bloqueados, havendo transferência de energia da fonte de entrada, conforme ilustrado na Figura 8.

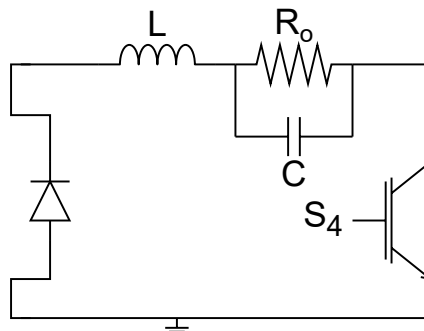
Figura 8 – Etapa 3 VSI.



Fonte: Autor.

Por fim, na última etapa de operação, o diodo intrínseco de S_3 conduz em conjunto com S_4 , enquanto os demais interruptores permanecem bloqueados. Essa etapa, análoga à segunda, não apresenta transferência de energia da fonte de entrada, conforme ilustrado na Figura 9.

Figura 9 – Etapa 4 VSI.



Fonte: Autor.

Analisando as etapas de operação do conversor, a razão cíclica (D) é definida pela relação entre o tempo em que a chave S_1 permanece em condução (T_{on}) e o período total de comutação (T_s), conforme a Equação (2.3.1).

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.3.1)$$

A partir dessa definição, a tensão média entre os terminais A e B (ilustrados na Figura 5) ao longo de um período de comutação pode ser deduzida pelo desenvolvimento apresentado nas Equações (2.3.2) e (2.3.3).

$$V_{AB(\text{med})} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} V_{in} dt \quad (2.3.2)$$

$$V_{AB(\text{med})} = \frac{1}{T_s} \cdot V_{in} \cdot D \cdot T_s \quad (2.3.3)$$

No entanto, como o inversor em ponte completa opera com modulação PWM senoidal, a razão cíclica não é constante. Ela varia ao longo do tempo para sintetizar o sinal alternado, assumindo a característica descrita na Equação (2.3.4).

$$d(t) = IM \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.3.4)$$

Nessa equação, a variável IM representa o índice de modulação em amplitude. Esse parâmetro atua como o valor de pico do *duty cycle* do inversor e é o responsável direto por determinar a amplitude da tensão fundamental de saída.

Por fim, como a razão cíclica $d(t)$ possui um perfil puramente alternado, a tensão média $V_{AB(\text{med})}$ acompanhará essa envoltória senoidal. Consequentemente, o valor médio global da tensão na saída do inversor, se analisado ao longo de um período fundamental completo, será nulo.

Para a determinação da tensão na saída do conversor, faz-se necessária a análise da tensão média aplicada ao indutor do filtro. Em regime permanente, a tensão média no indutor deve ser nula, uma vez que, a cada período de comutação, o componente passa por processos sucessivos de magnetização e desmagnetização. Caso essa condição não seja satisfeita, o indutor passaria a acumular energia ao longo dos ciclos, resultando em um crescimento indefinido de sua corrente, o que inviabilizaria a operação estável do sistema.

Como a queda de tensão média no indutor é nula ($V_L = 0$), a tensão na saída refletirá diretamente o comportamento alternado imposto pelo inversor. Dessa forma, a tensão média de saída avaliada ao longo de um período fundamental completo, ou seja, sua componente de nível contínuo também será nula, conforme expresso na Equação (2.3.5).

$$V_{o(\text{med})} = 0 \quad (2.3.5)$$

Além disso, relacionando a dinâmica da modulação com as tensões do sistema, a expressão da razão cíclica variante no tempo pode ser reescrita em função da tensão de pico desejada na saída (V_{pk}) e da tensão do barramento de entrada (V_{in}), conforme a Equação (2.3.6).

$$d(t) = \frac{V_{pk}}{V_{in}} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.3.6)$$

Comparando a Equação (2.3.6) com a definição prévia da modulação, deduz-se a fórmula do ganho do inversor. O ganho de tensão do conversor, que determina a amplitude da componente fundamental de saída em relação à entrada, é equivalente ao próprio índice de modulação, sendo estabelecido pela relação direta da Equação (2.3.7)

$$IM = \frac{V_{pk}}{V_{in}}. \quad (2.3.7)$$

2.3.1.1 Esforços

Seguindo o desenvolvimento de (Petry, 2013), inicialmente, considera-se que a corrente média no indutor do filtro do inversor é igual à corrente fornecida à carga, uma vez que o sistema opera em regime permanente e não há acúmulo líquido de energia no indutor ao longo de um período fundamental. Assim, tem-se a relação apresentada na Equação (2.3.8).

$$I_L = I_o \quad (2.3.8)$$

A corrente máxima no indutor ocorre quando a corrente atinge o pico do seu *ripple*, sendo dada pela soma da corrente média com metade da variação de corrente no indutor, conforme a Equação (2.3.9).

$$I_{L,\max} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.3.9)$$

A corrente eficaz no indutor é composta pela componente fundamental associada à tensão senoidal aplicada à carga resistiva e pela componente de *ripple*. Dessa forma, a corrente eficaz pode ser expressa conforme a Equação (2.3.10).

$$I_{L,\text{ef}} = \sqrt{\left(\frac{V_{\text{opk}}}{\sqrt{2}R}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{30}V_{\text{opk}}\Delta V\%}{15R}\right)^2} \quad (2.3.10)$$

Em relação ao esforço de tensão no indutor, o valor máximo ocorre quando a tensão do barramento contínuo se soma à tensão de pico da saída do inversor, resultando na Equação (2.3.11).

$$V_{L,\max} = DV_{in} + V_{\text{opk}} \quad (2.3.11)$$

No que se refere aos diodos do estágio de entrada, a máxima tensão reversa ocorre quando o barramento contínuo se encontra totalmente bloqueado, sendo igual à tensão de entrada, conforme a Equação (2.3.12).

$$V_{D1D4,\max} = V_{in} \quad (2.3.12)$$

A corrente máxima nos dispositivos semicondutores ocorre quando a corrente no indutor atinge seu valor máximo, sendo composta pela corrente instantânea da carga somada à metade do *ripple* de corrente, conforme a Equação (2.3.13).

$$I_{S,\max} = \frac{V_{\text{opk}}}{R} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.3.13)$$

O capacitor de saída é responsável por filtrar a componente alternada da corrente, apresentando corrente média nula em regime permanente, conforme a Equação (2.3.14).

$$I_{C,\text{med}} = 0 \quad (2.3.14)$$

A tensão máxima no capacitor ocorre no pico da tensão de saída do inversor, conforme a Equação (2.3.15).

$$V_{C,\max} = V_{\text{opk}} \quad (2.3.15)$$

A corrente eficaz no capacitor depende diretamente do *ripple* de corrente no indutor e pode ser aproximada pela Equação (2.3.16).

$$I_{C,\text{rms}} = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \sqrt{3}} \quad (2.3.16)$$

Já a corrente máxima no capacitor ocorre quando o *ripple* de corrente atinge seu valor máximo instantâneo, sendo expressa na Equação (2.3.17).

$$I_{C,\max} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.3.17)$$

Quanto aos esforços de tensão nos interruptores do inversor, o valor máximo ocorre quando a tensão de pico da saída se soma à metade da tensão do barramento contínuo, conforme a Equação (2.3.18).

$$V_{Sn} = V_{\text{opk}} + \frac{V_{in}}{2} \quad (2.3.18)$$

Por fim, a corrente eficaz nos interruptores superiores é igual à metade da corrente eficaz do indutor, enquanto os interruptores inferiores conduzem a corrente eficaz total do indutor, conforme as Equação (2.3.19).

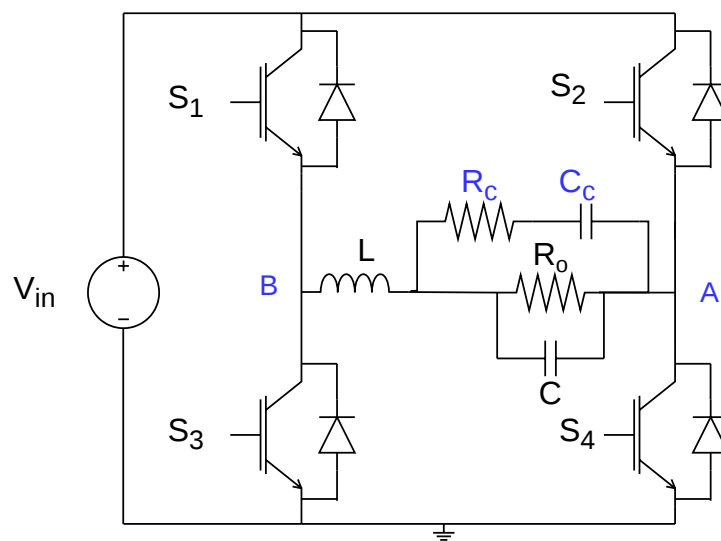
$$I_{S1S2} = \frac{I_{L,\text{ef}}}{2} \quad (2.3.19)$$

2.3.2 Amortecimento e Cargas Não Lineares

A operação do inversor, especialmente quando conectado a cargas não lineares, impõe desafios significativos à estabilidade do sistema. A injeção de componentes harmônicas por esse tipo de carga pode excitar a frequência de ressonância natural do filtro LC de saída, resultando em oscilações de tensão e instabilidade na malha de controle. Além disso, a presença dessas harmônicas eleva a Distorção Harmônica Total (THD) da tensão de saída, comprometendo a qualidade da energia fornecida à carga e podendo provocar aquecimento adicional em componentes, mau funcionamento de equipamentos sensíveis e degradação do desempenho global do sistema.

Para mitigar esse fenômeno sem comprometer a filtragem na frequência de chaveamento, torna-se indispensável a inclusão de um ramo de amortecimento RC (Resistor-Capacitor) em paralelo com o capacitor de filtro saída. A função primordial deste ramo é reduzir o fator de qualidade (Q) do filtro na frequência de ressonância, dissipando a energia oscilatória excedente. O ramo RC será posto em paralelo a carga, conforme a Figura 10

Figura 10 – Inversor ponte completa com ramo RC



Fonte: Autor.

O dimensionamento da resistência de amortecimento, denotada por R_r , exige um compromisso rigoroso entre a estabilidade dinâmica e a eficiência energética. Um amortecimento superdimensionado pode introduzir perdas por efeito Joule excessivas, degradando o rendimento global do conversor.

Conforme a metodologia analítica estabelecida por Erickson e Maksimovic, o valor ótimo para a resistência R_c que assegura o amortecimento adequado pode ser determinado pela Equação (2.3.20):

$$R_c = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \sqrt{\frac{(2+n)(4+3n)}{2n^2(4+n)}} \quad (2.3.20)$$

em que a variável n representa a razão entre as capacitâncias do filtro de saída e do ramo de amortecimento, definida pela Equação 2.3.21:

$$n = \frac{C_f}{C_r} \quad (2.3.21)$$

Uma prática usual de projeto para simplificação dos componentes é a adoção de $n = 1$. Nesse cenário, o capacitor do ramo de amortecimento (C_c) assume o mesmo valor nominal do capacitor do filtro (C_f), equilibrando a robustez do sistema com a disponibilidade comercial de componentes.

2.4 CONVERSOR CC-CC

Os conversores CC-CC são circuitos compostos por elementos passivos como capacitores e indutores, que são responsáveis por controlar o fluxo de potência do sistema e filtrar o sinal da saída, e também por semicondutores de potência que operam como interruptores (Petry, 2001).

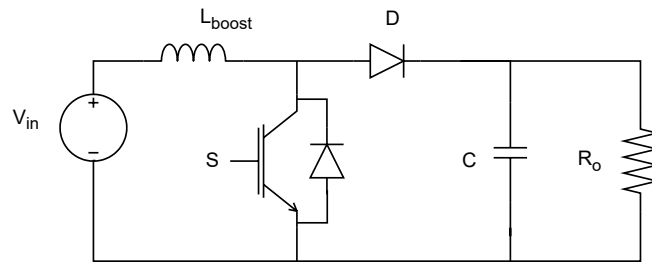
A regulação da tensão de saída nesses circuitos é comumente realizada por meio da técnica de PWM, que controla a razão entre o tempo em que os interruptores permanecem conduzindo e o tempo em que permanecem bloqueados. Esse parâmetro, conhecido como ciclo de trabalho *duty cycle*, determina o valor médio da tensão transferida para a carga (Rashid, 2014).

Em termos de topologia, os conversores CC-CC podem ser classificados em isolados e não isolados, dependendo da existência de um acoplamento magnético entre a entrada e a saída. As topologias não isoladas clássicas incluem os conversores *buck* (abaixador), *boost* (elevador) e *buck-boost* (elevador-abaixador), enquanto os conversores isolados como *flyback* e o *forward* utilizam transformadores de alta frequência para garantir o isolamento galvânico, o que proporciona maior segurança ao sistema e flexibilidade para múltiplas saídas de tensão (Barbi, 2006). O conversor *boost* foi escolhido entre as topologias apresentadas devido à necessidade de elevar a tensão proveniente do banco de baterias para o nível exigido pelo barramento CC.

2.4.1 Conversor *Boost*

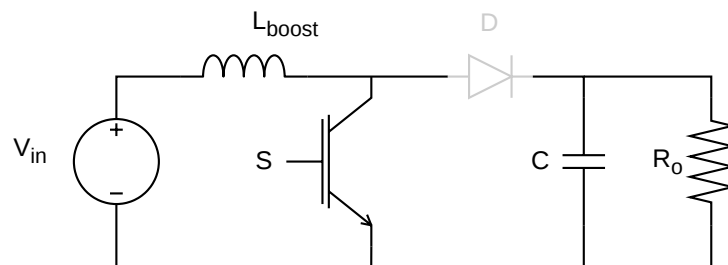
O conversor *boost*, ilustrado na Figura 11, é um circuito projetado para fornecer uma tensão de saída superior à sua tensão de entrada. O princípio fundamental de sua operação baseia-se no armazenamento de energia em um indutor quando a chave de comutação está fechada, e na liberação dessa energia acumulada para a carga, somada à tensão da fonte, quando a chave é aberta.

Figura 11 – Conversor Boost



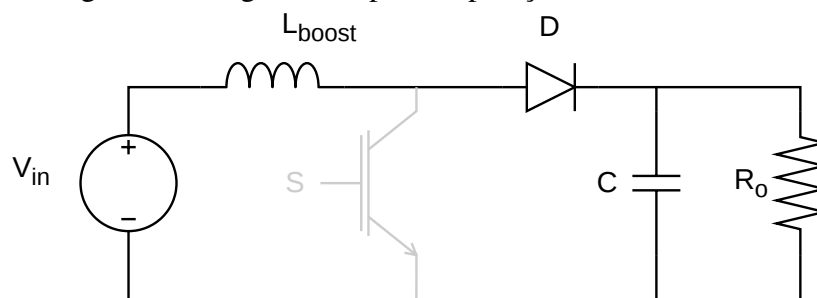
Fonte: Autor.

Seguindo o desenvolvimento de (Petry, 2011), o conversor *boost* apresentará duas etapas de operação em modo de condução contínua. Na primeira etapa de operação, ilustrada na Figura 12, o interruptor *S* encontra-se em condução, enquanto o diodo permanecerá bloqueado. Nessa condição, o indutor L_{boost} é energizado pela fonte de entrada, armazenando energia em seu campo magnético, ao passo que a carga é alimentada pela energia previamente armazenada no capacitor de saída *C*.

Figura 12 – Primeira Etapa de Operação Conversor *Boost*

Fonte: Autor.

Durante a segunda etapa de operação, ilustrada na Figura 13, o interruptor *S* é bloqueado e o diodo *D* passa a conduzir. A corrente do indutor mantém seu fluxo, circulando pelo diodo *D* em direção à saída do conversor, possibilitando a transferência da energia armazenada no indutor para o capacitor *C* e para a carga, elevando a tensão de saída em relação à tensão de entrada.

Figura 13 – Segunda Etapa de Operação Conversor *Boost*

Fonte: Autor.

Conhecendo suas etapas de operação, podem-se fazer a análise das malhas em cada etapa para obter o ganho estático. Na etapa 1, teremos a malha a esquerda composta pela tensão no indutor e a tensão da fonte, conforme Equação (2.4.1).

$$-V_i + V_L = 0 \quad (2.4.1)$$

Logo, tem-se a Equação (2.4.2) :

$$V_L = V_i \quad (2.4.2)$$

Durante a segunda etapa, uma nova malha será formada por conta do bloqueio da chave. Essa malha terá a presença da tensão na saída conforme a Equação (2.4.3)

$$-V_i + V_L + V_o = 0 \quad (2.4.3)$$

Resultando na Equação (2.4.4) :

$$V_L = V_i - V_o \quad (2.4.4)$$

Em regime permanente, a tensão média no indutor ($V_{L(méd)}$) durante um ciclo de chaveamento completo tem que ser igual a zero. Podemos escrever isso usando a Equação 2.4.5:

$$V_{L(méd)} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{1}{T} [V_i T_{on} + (V_i - V_o) T_{off}] = 0 \quad (2.4.5)$$

O tempo em que a chave fica ligada (T_{on}) e o tempo em que ela fica desligada (T_{off}) dependem da razão cíclica e do período total (T). Isso é mostrado nas Equações 2.4.6 e 2.4.7:

$$T_{on} = DT \quad (2.4.6)$$

$$T_{off} = (1 - D)T \quad (2.4.7)$$

Por fim, se a gente colocar os tempos das Equações 2.4.6 e 2.4.7 dentro da Equação 2.4.5 e organizar os termos, chegamos no ganho estático (G) do conversor *boost*, como mostra a Equação 2.4.8:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.4.8)$$

Para o cálculo do indutor, realiza-se o equacionamento apresentado a seguir. Inicialmente, a corrente média no indutor, igual à corrente de entrada no modo de condução contínua, é dada pela Equação (2.4.9):

$$I_{in} = \frac{I_o}{1 - D} = I_{Lmed} \quad (2.4.9)$$

Alternativamente, a corrente de entrada pode ser expressa em função dos parâmetros do circuito conforme a Equação (2.4.10):

$$I_{in} = \frac{V_i}{R_o} \cdot \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (2.4.10)$$

A corrente de pico do indutor depende da ondulação de corrente ΔI_{L_i} , a qual pode ser determinada a partir da tensão aplicada aos seus terminais durante os intervalos de condução da chave. A relação fundamental do indutor é apresentada na Equação (2.4.11):

$$v_{L_i}(t) = L_i \frac{di_{L_i}(t)}{dt} \quad (2.4.11)$$

Considerando a variação linear da corrente no intervalo Δt , obtém-se a forma média indicada na Equação (2.4.12):

$$V_{L_{boost}} = L_{boost} \frac{\Delta I_{L_i}}{\Delta t} \quad (2.4.12)$$

Isolando a ondulação de corrente a partir da Equação (2.4.12), resulta:

$$\Delta I_{L_i} = \frac{V_{L_i}}{L_i} \Delta t \quad (2.4.13)$$

Durante o intervalo de condução da chave, tem-se $V_{L_i} = V_i$ e $\Delta t = T_{on} = DT_s$. Assim, a ondulação de corrente pode ser escrita conforme a Equação (2.4.14):

$$\Delta I_{L_i} = \frac{V_i}{L_i} T_{on} = \frac{V_i}{L_i} DT_s \quad (2.4.14)$$

Considerando que $T_s = \frac{1}{F_s}$, a Equação (2.4.14) pode ser reescrita como:

$$\Delta I_{L_i} = \frac{V_i}{L_i} \cdot \frac{D}{F_s} \quad (2.4.15)$$

Utilizando a relação de ganho estático do conversor Boost, $V_o = \frac{V_i}{1-D}$, obtém-se a forma alternativa apresentada na Equação (2.4.16):

$$\Delta I_{L_i} = \frac{V_o}{L_i F_s} (1-D) D \quad (2.4.16)$$

Por fim, isolando L_i na Equação (2.4.16), determina-se o valor do indutor necessário para uma ondulação de corrente especificada:

$$L_i = \frac{V_o}{\Delta I_{L_i} F_s} (1-D) D \quad (2.4.17)$$

2.4.1.1 Esforços

Seguindo o desenvolvimento de (Petry, 2011), a corrente máxima no indutor ocorre quando a corrente instantânea atinge o pico do *ripple*, sendo dada pela soma da corrente média com metade da variação de corrente no indutor, conforme a Equação (2.4.18):

$$I_{L,\max} = I_{L,\text{med}} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.4.18)$$

Já a corrente eficaz no indutor é composta pela corrente média e pela componente alternada associada ao *ripple* de corrente. Assim, pode ser aproximada pela Equação (2.4.19):

$$I_{L,ef} = \sqrt{I_{L,med}^2 + \frac{\left(\frac{\Delta I_L}{2}\right)^2}{(2\sqrt{3})^2}} \quad (2.4.19)$$

O esforço máximo de tensão no indutor ocorre durante o intervalo em que o interruptor se encontra bloqueado, sendo dado pela diferença entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor, conforme a Equação (2.4.20):

$$V_{L,max} = V_o - V_{in} \quad (2.4.20)$$

No diodo do conversor *boost*, a corrente média conduzida é igual à corrente de saída, uma vez que o diodo conduz apenas durante o intervalo em que o interruptor está desligado, conforme indicado na Equação (2.4.21):

$$I_{D,med} = I_o \quad (2.4.21)$$

A corrente eficaz no diodo depende da corrente média no indutor e do tempo de condução ao longo do período de comutação, podendo ser expressa pela Equação (2.4.22):

$$I_{D,rms} = I_{L,med} \sqrt{1 - D} \quad (2.4.22)$$

A máxima tensão reversa no diodo ocorre quando o interruptor está conduzindo, sendo aproximadamente igual à tensão de saída do conversor, conforme a Equação (2.4.23):

$$V_{D,max} = V_o \quad (2.4.23)$$

O capacitor de saída é responsável por sustentar a tensão contínua e filtrar a componente alternada da corrente fornecida pelo indutor. Em regime permanente, a corrente média no capacitor é nula, conforme a Equação (2.4.24):

$$I_{C,med} = 0 \quad (2.4.24)$$

A tensão máxima no capacitor coincide com a tensão de saída do conversor *boost*, sendo dada por:

$$V_{C,max} = V_o \quad (2.4.25)$$

A corrente máxima no capacitor ocorre quando a corrente do indutor atinge seu valor máximo instantâneo, descontada a corrente fornecida à carga, conforme a Equação (2.4.26):

$$I_{C,max} = I_{L,max} - I_o \quad (2.4.26)$$

A corrente eficaz no capacitor pode ser obtida a partir da análise do *ripple* de corrente e do intervalo de condução, resultando na Equação (2.4.27):

$$I_{C,rms} = \sqrt{\left[\frac{1}{2} \sqrt{\frac{(1-D)(12I_{L,med}^2 + \Delta I_L^2)}{3}} \right]^2 - I_o^2} \quad (2.4.27)$$

Em relação ao interruptor do conversor *boost*, a corrente média conduzida depende diretamente da razão cíclica de operação e da corrente de saída, conforme a Equação (2.4.28):

$$I_S = \frac{I_o D}{1-D} \quad (2.4.28)$$

A corrente eficaz no interruptor pode ser expressa considerando o intervalo de condução e a corrente média no indutor, conforme a Equação (2.4.29):

$$I_{S,ef} = \frac{I_o \sqrt{D}}{1-D} \quad (2.4.29)$$

A corrente máxima no interruptor ocorre quando a corrente no indutor atinge seu valor máximo instantâneo, conforme a Equação (2.4.30):

$$I_{S,max} = I_{L,med} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.4.30)$$

Por fim, o esforço máximo de tensão no interruptor ocorre quando este se encontra bloqueado, sendo aproximadamente igual à tensão de saída do conversor, conforme indicado na Equação (2.4.31):

$$V_S = V_o \quad (2.4.31)$$

2.5 CONTROLE

A teoria de controle está presente em praticamente todos os campos da engenharia e da ciência. O controle automático é responsável por regular o comportamento da maioria dos sistemas modernos, sejam eles nos setores industrial, comercial ou produtivo. Em diversas aplicações, utilizam-se sistemas controlados sempre que há a necessidade de regular alguma variável do sistema (Ogata, 2010).

2.5.1 Projeto do controlador PI

Uma das abordagens amplamente empregadas no projeto de controladores baseia-se na análise da resposta em frequência do sistema. Essa metodologia consiste em submeter o sistema a sinais de entrada senoidais com diferentes valores de frequência, possibilitando avaliar seu comportamento dinâmico em regime permanente. A partir dessa análise, torna-se possível obter informações relevantes sobre a função de transferência do sistema, por meio da variação da magnitude e do deslocamento de fase da resposta em relação ao sinal de entrada (Ogata, 2010).

O controlador proporcional-integral (PI) é amplamente utilizado em conversores estáticos devido à sua simplicidade de implementação e à sua eficiência no controle de grandezas elétricas, como tensão e corrente. Uma de suas principais características é a presença do termo integrativo, responsável por eliminar o erro em regime permanente, garantindo que a variável controlada acompanhe a referência mesmo diante de perturbações e variações de carga.

Além disso, o controlador PI oferece um bom compromisso entre desempenho dinâmico e robustez, sendo capaz de proporcionar respostas rápidas e estáveis quando corretamente sintonizado. Em aplicações de eletrônica de potência, que frequentemente apresentam dinâmica rápida e comportamento não linear, o PI destaca-se pela facilidade de ajuste, baixo custo computacional e ampla aplicabilidade tanto em sistemas de controle analógicos quanto digitais. Sua estrutura é descrita na seguinte equação:

$$C(s) = K_c \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right) \quad (2.5.1)$$

Durante o estudo da resposta em frequência, alguns parâmetros e conceitos assumem papel fundamental para a compreensão do desempenho. A frequência de cruzamento de ganho, denotada por ω_c , é definida como a frequência na qual a magnitude da função de transferência do sistema assume valor unitário, correspondendo a 0dB no diagrama de Bode. A margem de fase (MF) corresponde à distância angular entre a fase do sistema, avaliada na frequência de cruzamento de ganho, e o valor crítico de -180° , indicando o quanto a fase ainda pode variar antes que o sistema atinja a condição de instabilidade. De forma complementar, a margem de ganho (MG) representa o fator pelo qual o ganho do sistema pode ser aumentado até que a fase da função de transferência alcance -180° , avaliando na frequência associada a essa condição.

A dedução das expressões utilizadas para o cálculo dos parâmetros do controlador PI é apresentada em Coelho, Schmitz e Martins (2022). A partir dessa dedução, obtêm-se as expressões finais que permitem determinar a frequência de cruzamento desejada e o ganho do controlador, as quais são formuladas em função da margem de fase especificada e da resposta em frequência do sistema em malha aberta.

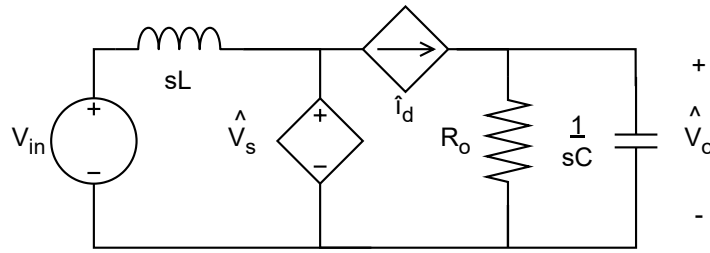
$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(\text{MF} - 90^\circ - \angle G_{MA}(\omega_c))} \quad (2.5.2)$$

$$K_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \cdot \frac{1}{|G_{MA}(\omega_c)|} \quad (2.5.3)$$

2.5.1.1 Análise dinâmica e validação do Conversor *Boost*

Para a validação dinâmica do conversor *boost*, utilizou-se o método de valores médios quase instantâneos, baseando-se nos princípios expostos em (Coelho, 2018). A seguir, apresenta-se o modelo médio de grandes sinais desse conversor, obtido por meio da técnica de média no período de comutação, conforme ilustra a Figura 14.

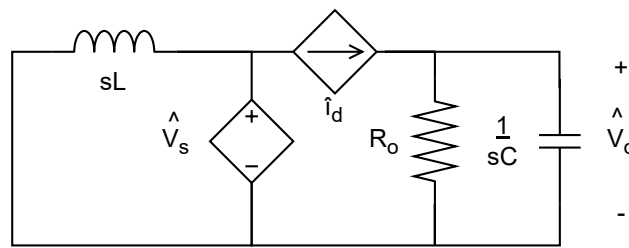
Figura 14 – Modelo médio de grandes sinais sinais conversor *boost*



Fonte: Autor.

A partir do modelo médio em pequenos sinais do conversor *boost* operando em modo de condução contínua, é possível deduzir a função de transferência que relaciona a variação do ciclo de condução à tensão de saída. O circuito equivalente em pequenos sinais considera as perturbações em torno do ponto de operação, representadas pelas variáveis com acento circunflexo.

Figura 15 – Modelo médio pequenos sinais conversor *boost*



Fonte: Autor.

Inicialmente, a impedância equivalente do circuito de saída, composta pelo capacitor C e pela resistência de carga R_o em associação paralela, é definida pela Equação (2.5.4).

$$Z_{eq} = \frac{R_o}{R_oCs + 1}. \quad (2.5.4)$$

A tensão de saída em pequenos sinais pode ser expressa em função da corrente que flui para o estágio de saída, conforme definido pela Equação (2.5.5), resultando em:

$$\hat{v}_o = Z_{eq}\hat{i}_D = Z_{eq} [\hat{i}_L(1 - D) - I_L\hat{d}]. \quad (2.5.5)$$

A Equação (2.5.5) evidencia que a variação da tensão de saída depende tanto da perturbação da corrente do indutor quanto da variação do ciclo de condução, sendo este último termo associado ao efeito direto do controle sobre a corrente transferida à carga.

Para obter uma relação adicional entre as variáveis, aplica-se a Lei das Tensões de Kirchhoff à malha do indutor no circuito em pequenos sinais, resultando na Equação (2.5.6):

$$\hat{v}_L + \hat{v}_s = 0. \quad (2.5.6)$$

Substituindo as expressões das tensões envolvidas, obtém-se a relação indicada na Equação (2.5.7):

$$\hat{v}_L + \hat{v}_o(1 - D) - V_o\hat{d} = 0. \quad (2.5.7)$$

Considerando que a tensão no indutor no domínio de Laplace é dada por $\hat{v}_L = sL\hat{i}_L$, obtém-se a Equação (2.5.8):

$$sL\hat{i}_L + \hat{v}_o(1 - D) - V_o\hat{d} = 0, \quad (2.5.8)$$

Assim, se isola a corrente do indutor em pequenos sinais, conforme expresso na Equação (2.5.9):

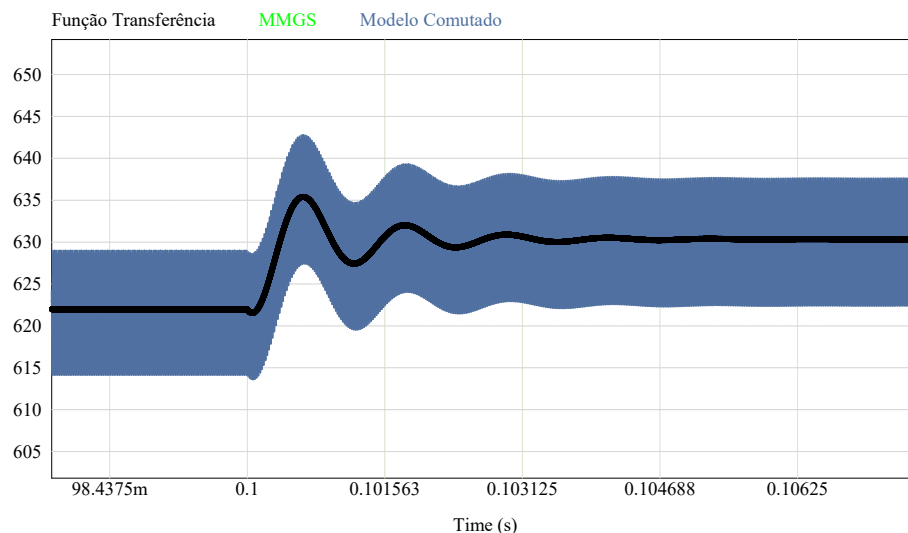
$$\hat{i}_L = \frac{V_o\hat{d} - \hat{v}_o(1 - D)}{sL}. \quad (2.5.9)$$

Substituindo a expressão da corrente do indutor (2.5.9) e a equação da impedância equivalente (2.5.4) na equação da tensão de saída (2.5.5) e realizando as manipulações algébricas necessárias, obtém-se a função de transferência da planta de controle do conversor *boost*, definida pela Equação (2.5.10):

$$G_{vd}(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{R_oV_o(1 - D) - I_LR_oLs}{R_oCLs^2 + sL + R_o(1 - D)^2}. \quad (2.5.10)$$

Com o modelo médio e a planta definida, realizou-se a validação da modelagem por meio de simulação. Nesta etapa, o comportamento do modelo médio foi comparado com o modelo comutado e a planta obtida do conversor. Para analisar a dinâmica do sistema, aplicou-se um degrau de 0,5% na referência dos três modelos analisados, o que permitiu observar a resposta transitória, conforme ilustrado na Figura 16.

Figura 16 – Validação do modelo *Boost*



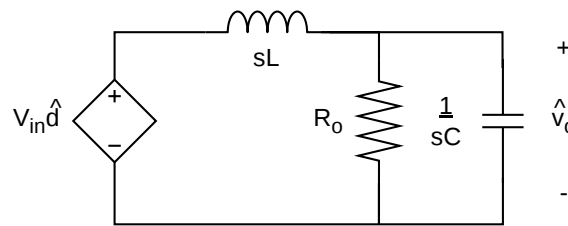
Fonte: Autor.

A Figura 16 apresenta os resultados da simulação comparativa, sobrepondo a resposta do modelo comutado (forma de onda oscilatória em verde) à resposta do modelo médio (curva contínua central). Nota-se uma elevada correlação entre os sinais, onde o modelo médio descreve com precisão a trajetória da tensão de saída, ignorando a ondulação *ripple* de alta frequência característica do chaveamento. O modelo matemático reproduziu adequadamente tanto o comportamento transitório, acompanhando o mesmo sobressinal e tempo de acomodação, quanto o regime permanente. Essa aderência entre as dinâmicas corrobora a validade do modelo obtido para fins de projeto de controle.

2.5.1.2 Análise dinâmica e validação do Inversor

Utilizando novamente o modelo de valores médio quase instantâneos, na sequência apresenta-se o modelo médio de grandes sinais do inversor ponte completa, o qual representa a dinâmica do conversor no domínio contínuo a partir da média das variáveis ao longo do período de comutação, conforme ilustrado na Figura 17.

Figura 17 – Modelo médio de grandes sinais inversor



Fonte: Autor.

Aplicando a Lei das Tensões de Kirchhoff à malha que contém o indutor do filtro, obtém-se a relação entre a tensão aplicada ao indutor e as variáveis do sistema, conforme descrito na Equação (2.5.11):

$$\hat{v}_{in\hat{d}} = sL\hat{i}_L + \hat{v}_o. \quad (2.5.11)$$

A Equação (2.5.11) expressa que a variação da tensão efetivamente aplicada ao inversor, controlada pela razão cíclica ou pelo sinal modulante, é equilibrada pela queda de tensão no indutor e pela tensão de saída. A corrente do indutor pode ser relacionada à tensão de saída por meio da impedância equivalente do circuito de saída, que representa o efeito conjunto do capacitor do filtro e da carga conectada ao inversor. Essa relação é dada pela Equação (2.5.12):

$$\hat{i}_L = \frac{\hat{v}_o}{Z_{eq}}. \quad (2.5.12)$$

A impedância equivalente do estágio de saída, considerando um capacitor C em paralelo com a resistência de carga R_o , é expressa pela Equação (2.5.13):

$$Z_{eq} = \frac{R_o}{sCR_o + 1}. \quad (2.5.13)$$

Substituindo a expressão da impedância equivalente na equação da corrente do indutor, obtém-se a relação apresentada na Equação (2.5.14):

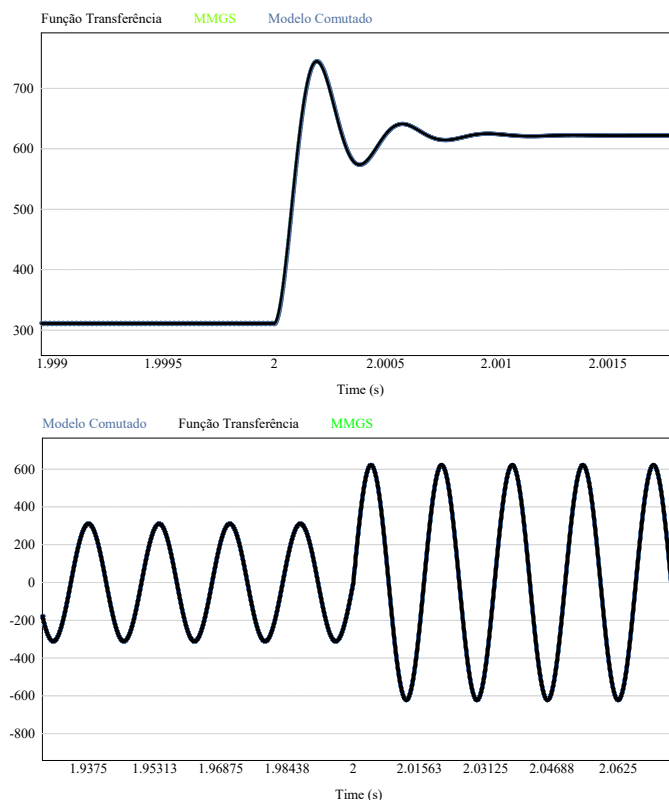
$$\hat{i}_L = \frac{\hat{v}_o(1 + sR_oC)}{R_o}. \quad (2.5.14)$$

Por fim, substituindo essa relação na equação da malha do indutor e reorganizando os termos, chega-se à função de transferência em pequenos sinais do inversor, que relaciona a variação da tensão de saída com a variação da variável de controle, conforme definido na Equação (2.5.15), onde essa função de transferência caracteriza um sistema de segunda ordem, cuja dinâmica é definida pelos parâmetros do filtro de saída e da carga. :

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{\frac{V_{in}}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}}. \quad (2.5.15)$$

Seguindo a mesma metodologia aplicada no Conversor *Boost*, a validação do modelo do inversor foi conduzida por meio de análise comparativa em simulação, no qual foi dado um degrau de 50% na referência dos modelos analisados, conforme apresentado na Figura 18.

Figura 18 – Validação do Modelo do Inversor



Fonte: Autor.

No gráfico superior da Figura 18 exibe a validação do modelo em Corrente Contínua (CC), demonstrando a resposta transitória e evidenciando que o modelo matemático acompanha adequadamente a dinâmica de acomodação da planta comutada. Já no gráfico inferior, onde o modelo foi multiplicado por uma referência senoidal, observa-se a tensão de saída em corrente

alternada. Nota-se que a curva do modelo médio segue exatamente a componente fundamental da tensão comutada, ignorando a ondulação de alta frequência característica do chaveamento. O modelo reproduz com precisão a amplitude, a frequência e a fase da tensão gerada, confirmando sua adequação para o projeto dos controladores.

2.6 BANCO DE BATERIAS

Os bancos de baterias desempenham um papel essencial em UPS, fornecendo energia temporária às cargas durante a interrupção da rede elétrica. Esses sistemas são projetados para garantir a continuidade da operação nos casos de quedas de energia ou falhas na rede elétrica. A escolha do tipo de bateria para o banco de baterias em uma UPS é determinante para o desempenho e a vida útil do sistema. As baterias mais comumente utilizadas em UPS incluem:

- **Baterias de Chumbo-Ácido Estacionárias:** Este tipo de bateria é o mais tradicional e amplamente utilizado em UPS devido ao seu custo acessível e confiabilidade. As baterias de chumbo-ácido são eficazes para fornecer altas correntes de curto prazo, como exigido em sistemas de UPS, e possuem uma vida útil estimada entre três a cinco anos, dependendo das condições de operação. Elas podem ser divididas em baterias seladas (SLA) ou reguladas por válvula (VRLA), sendo as VRLA as mais utilizadas em UPS, pois não requerem manutenção frequente e apresentam maior resistência à corrosão e ao vazamento de ácido (LAZZARIN, 2006).
- **Baterias de Níquel-Cádmio (NiCd):** Embora menos comuns, as baterias de níquel-cádmio são uma alternativa para UPS, especialmente em ambientes com altas temperaturas ou onde a resistência a ciclos profundos de descarga seja necessária. Elas possuem uma vida útil mais longa, mas têm um custo inicial mais elevado e um impacto ambiental devido ao cádmio. (Mexcom, 2026)
- **Baterias de Lítio-Ion (Li-ion):** Uma tecnologia mais recente, as baterias de lítio-íon estão ganhando popularidade em sistemas de UPS de pequeno e médio porte, principalmente devido à sua alta densidade de energia, maior vida útil e menor necessidade de manutenção. Apesar de mais caras, essas baterias oferecem vantagens em termos de compactação e eficiência. (Ts Shara, 2024)

Vale destacar que cada tipo de bateria possui suas vantagens e limitações, sendo a escolha dependente de fatores como custo, autonomia necessária, ciclo de vida desejado e condições ambientais. A correta escolha e manutenção do banco de baterias são cruciais para garantir a eficiência e confiabilidade do sistema UPS ao longo de sua vida útil (LAZZARIN, 2006).

2.6.1 Carregador de Bateria

Em arquiteturas de UPS, o gerenciamento de energia das baterias pode ser realizado por carregadores externos ou por conversores CC-CC integrados, sendo preferível o uso de topologias isoladas para garantir a segurança elétrica e a compatibilidade entre os níveis de tensão. Em projetos modernos, destaca-se a tendência de explorar a bidirecionalidade do fluxo de potência, permitindo que o mesmo estágio de conversão opere tanto no modo de carregamento quanto na descarga para o barramento. Essa estratégia reduz significativamente a complexidade do *hardware* e o número de componentes passivos e semicondutores do sistema (Carvalho et al., 2017).

Dentre as topologias de alto desempenho aplicadas a esse contexto, o conversor *Dual Active Bridge* (DAB) e o *Phase-Shift Full-Bridge* (PSFB) assumem papel de destaque. O DAB é amplamente empregado em sistemas de armazenamento devido à sua capacidade de conectar barramentos com grandes diferenças de tensão mantendo isolamento galvânico e controle preciso via defasamento angular (Zhao; Round; Kolar, 2008; Rocha, 2013). Já o PSFB é reconhecido pela robustez em aplicações industriais e pela facilidade em implementar comutação suave, o que minimiza os esforços nos interruptores e eleva a eficiência global do conversor (Mendoza-Varela et al., 2021).

Alternativamente, conversores ressonantes LLC e técnicas de *Zero Voltage Transition* (ZVT) são utilizados quando se prioriza o rendimento em pontos específicos de operação, embora a bidirecionalidade no LLC adicione complexidade ao controle (Di; Qigang; Haitao, 2023). No extremo oposto, para aplicações de baixa potência ou auxiliares, ainda são comuns soluções baseadas em reguladores lineares, que, apesar da simplicidade de implementação, apresentam limitações severas de eficiência e dissipação térmica para correntes superiores a 1 A (LM317..., 2011).

Independentemente da solução adotada, o sistema de armazenamento deve aderir estritamente a normas como a IEC 62040-1 e a IEC 62485-2, que regulam a segurança em instalações de baterias estacionárias. Ressalta-se, contudo, que o escopo deste trabalho concentra-se nos estágios de inversão do UPS e na sua funcionalidade como conversor elevador para a bateria (Venturini et al., 2018). Desta forma, o projeto detalhado de carregadores dedicados não será abordado em profundidade, servindo esta discussão para situar as tecnologias disponíveis.

2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi apresentada a fundamentação teórica necessária para a compreensão do funcionamento e do desenvolvimento do sistema de alimentação ininterrupta abordado neste trabalho. Inicialmente, foram discutidos os principais blocos que compõem um sistema UPS, incluindo o retificador, o barramento de corrente contínua, o inversor, o banco de baterias e o conversor CC-CC, destacando suas funções, características operacionais e interações no processamento da energia elétrica.

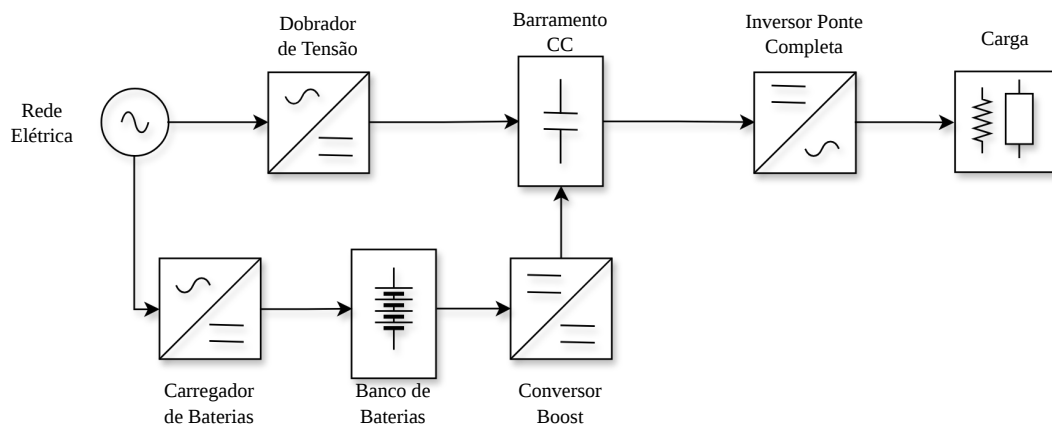
Além disso, foram abordados os conceitos relacionados às técnicas de controle aplicadas aos conversores estáticos, com ênfase no projeto de controladores do tipo PI no domínio da frequência e na modelagem por substituição de fonte. Esses métodos fornecem uma base sólida para a análise dinâmica do sistema e para o desenvolvimento das malhas de controle, permitindo avaliar a estabilidade e o desempenho dos conversores frente a variações de carga e perturbações na entrada.

Dessa forma, os conteúdos apresentados neste capítulo estabelecem os fundamentos teóricos necessários para o desenvolvimento do sistema estudado, servindo como suporte para as etapas de modelagem, projeto e validação dos controladores, que serão detalhadas no capítulo seguinte.

3 SISTEMA ESTUDADO

O sistema estudado é formado por três blocos principais de processamento de energia, cuja ideia central é garantir que a carga conectada receba energia elétrica de forma contínua e que atenda uma THD na saída menor que 5% independentemente de oscilações ou quedas na rede elétrica principal. Devido a essa garantia de continuidade e qualidade de energia, o sistema apresenta grande potencial de aplicação na proteção de cargas críticas sensíveis, como servidores de dados de pequeno porte, equipamentos médico-hospitalares e centrais de telecomunicações, onde qualquer interrupção pode gerar prejuízos severos. A Figura 19 apresenta o diagrama de blocos geral do UPS, ilustrando como ocorre a interconexão completa entre todos esses estágios de conversão.

Figura 19 – Diagrama de Blocos do UPS



Fonte: Autor.

O primeiro estágio de conversão de energia é o retificador dobrador de tensão. Ele atua como a interface direta entre o equipamento e a concessionária de energia elétrica. Esse conversor recebe a tensão alternada da rede, que opera na frequência padrão de 60 Hz, e tem a função fundamental de estabelecer e suprir o barramento CC do sistema. Durante o funcionamento normal, o retificador eleva o nível da tensão de entrada para alimentar o barramento com um valor nominal e constante de 622 V. Vale destacar que projetar o controle completo de um retificador exigiria lidar com múltiplos problemas complexos ao mesmo tempo, como regular a tensão exata no barramento, corrigir o fator de potência e diminuir os harmônicos injetados de volta na rede. Como o foco principal deste projeto é estudar e validar as estratégias de controle do conversor elevador e do inversor, optou-se por simplificar essa etapa. Portanto, o retificador foi montado apenas com diodos, funcionando como uma fonte de tensão não controlada.

A etapa responsável por entregar energia à carga é o inversor de tensão em ponte completa. Ele fica conectado ao barramento de 622 V e opera a 50 kHz para transformar a energia contínua em uma tensão alternada limpa e regulada em 220 V eficazes. Para garantir estabilidade e baixa distorção, o inversor conta com uma malha de controle auxiliada por um ramo RC.

Enquanto o controlador regula a componente fundamental, o ramo RC amortece oscilações e atenua altas frequências, especialmente diante de cargas não lineares. A inclusão desse ramo visa avaliar se o amortecimento passivo dispensa o uso de um controlador Proporcional-Ressonante, simplificando a estratégia de controle ao evitar técnicas complexas de compensação harmônica. Os parâmetros dimensionados para os componentes do filtro de saída estão detalhados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros de projeto e componentes do filtro do inversor

Parâmetro	Valor
Frequência de comutação	50 kHz
<i>Ripple</i> de corrente no indutor	20%
<i>Ripple</i> de tensão na saída	3%
Indutor do filtro de saída	2,418 mH
Capacitor do filtro de saída	1,423 μ F
Capacitor do ramo RC	1,423 μ F
Resistor do ramo RC	59,742 Ω

Para que o UPS mantenha o fornecimento de energia durante uma falha na rede elétrica, o sistema possui um banco de baterias acoplado a um conversor elevador de tensão do tipo *boost*. O banco de armazenamento foi dimensionado com 16 baterias conectadas em série, o que resulta em uma tensão nominal de 192 V, podendo variar de 168 V (quando totalmente descarregadas) até 232 V (em carga plena). O conversor *boost*, operando também em 50 kHz, recebe essa tensão variável e a eleva constantemente, garantindo que o barramento CC fique travado em 622 V. Isso permite que o inversor continue recebendo energia sem perceber a queda da rede. A Tabela 2 consolida os parâmetros operacionais e os componentes utilizados neste conversor.

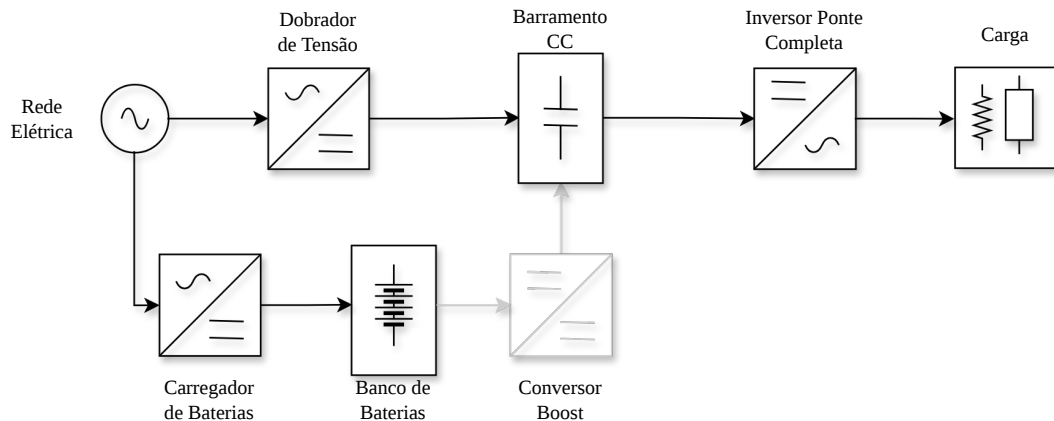
Tabela 2 – Parâmetros de projeto e componentes do conversor *boost*

Parâmetro	Valor
Frequência de comutação	50 kHz
<i>Ripple</i> de corrente no indutor	20%
Tensão de entrada mínima	168 V
Tensão de entrada nominal	192 V
Tensão de entrada máxima	232 V
Indutor de entrada	3,375 mH
Tensão de saída (Barramento CC)	622 V
Capacitores do barramento (C_1 e C_2)	1,35 mF

O escopo de análise deste trabalho não contempla o funcionamento de todos os estágios de conversão ao mesmo tempo, pois a etapa de recarga das baterias não foi modelada. Portanto, a dinâmica do sistema foi avaliada através da transição entre dois modos de operação. No modo rede, a análise foca apenas na integração entre o retificador com dobrador de tensão e o inversor em ponte completa. Nessa situação, a rede elétrica da concessionária atua como a única fonte primária de energia. O retificador alimenta o barramento contínuo e o inversor gera a tensão

para a carga, enquanto o conversor elevador e o banco de baterias ficam inativos. A Figura 20 ilustra essa configuração, utilizando partes acinzentadas no diagrama para indicar os blocos do circuito que não estão operando.

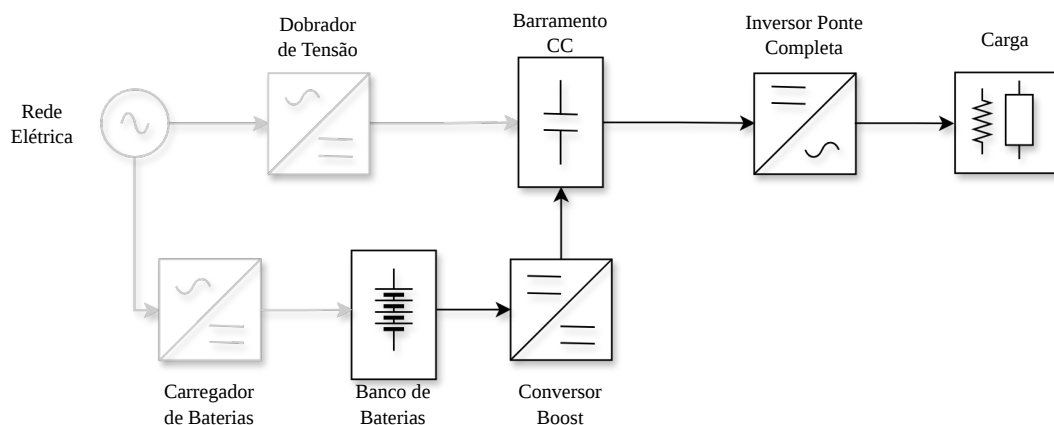
Figura 20 – Diagrama de blocos do UPS no modo Rede



Fonte: Autor.

Por outro lado, quando ocorre uma interrupção no fornecimento da rede elétrica, o equipamento entra no modo bateria. Nesse cenário de contingência, o estágio do retificador para de funcionar e é isolado eletricamente do fluxo de potência. A responsabilidade de manter a tensão de 622 V no barramento passa a ser inteiramente do conversor *boost*, que drena a energia armazenada no banco de baterias. O inversor em ponte completa não sofre alterações na sua rotina e continua regulando a saída em 220 V eficazes. A Figura 21 mostra o esquema do sistema nesse modo operacional, também destacando em cinza as partes que permanecem inativas.

Figura 21 – Diagrama de blocos do UPS no modo Bateria



Fonte: Autor.

Para guiar todo o desenvolvimento, os requisitos elétricos gerais do sistema foram organizados na Tabela 3. Esses valores representam as condições nominais de funcionamento do

UPS e são a base fundamental para os cálculos e ajustes nas próximas etapas.

Tabela 3 – Requisitos do UPS

Parâmetro	Valor
Tensão da rede (eficaz)	220 V
Tensão do barramento CC	622 V
Tensão de saída do inversor (eficaz)	220 V
Número de baterias	16
Tensão mínima no banco de baterias	168 V
Tensão nominal no banco de baterias	192 V
Tensão máxima no banco de baterias	232 V
Potência máxima de saída	1 kVA

3.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

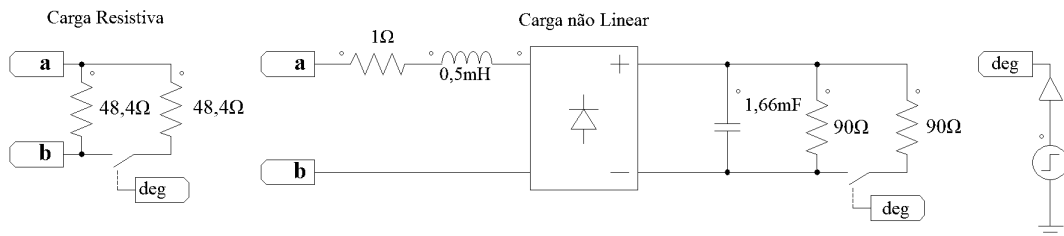
Neste capítulo, foi detalhada a estrutura principal do sistema UPS proposto. Cabe destacar que o escopo deste trabalho está direcionado à validação por meio de simulações computacionais e ao entendimento didático e analítico do funcionamento da estrutura, priorizando o estudo das estratégias de controle em detrimento da montagem física de um protótipo. A decisão de avaliar o equipamento separando o modo rede do modo bateria ajudou a isolar o comportamento de cada conversor. Isso tornou mais fácil entender analiticamente como o equipamento consegue fornecer energia sem interrupções e fazer a troca entre as fontes de maneira segura, sem deixar a tensão do barramento cair.

A justificativa de usar um retificador simples e não controlado foi tendendo a não trazer uma maior complexidade ao projeto. Assim, todos os esforços analíticos podem ser concentrados em fazer um controle do barramento pelo conversor *boost* e também na tensão alternada gerada pelo inversor. Nesse sentido, a inclusão do ramo RC no filtro de saída do inversor destacou-se como uma decisão estratégica para simplificar a regulação, permitindo avaliar se o amortecimento passivo seria suficiente para lidar com cargas não lineares sem a necessidade de recorrer a técnicas mais complexas, como um controlador Proporcional-Ressonante.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nesta seção são apresentados e discutidos os principais resultados obtidos ao longo do desenvolvimento do trabalho, considerando a modelagem, o projeto dos controladores e as simulações realizadas para o sistema proposto. A análise contempla os diferentes modos de operação do sistema, destacando o desempenho dinâmico e em regime permanente, bem como as escolhas de projeto adotadas. Para validar o funcionamento sob diferentes condições, os ensaios simulados foram realizados utilizando-se carga resistiva e carga não linear, conforme ilustrado na Figura 22.

Figura 22 – Cargas utilizadas nos ensaios simulados



Fonte: Autor.

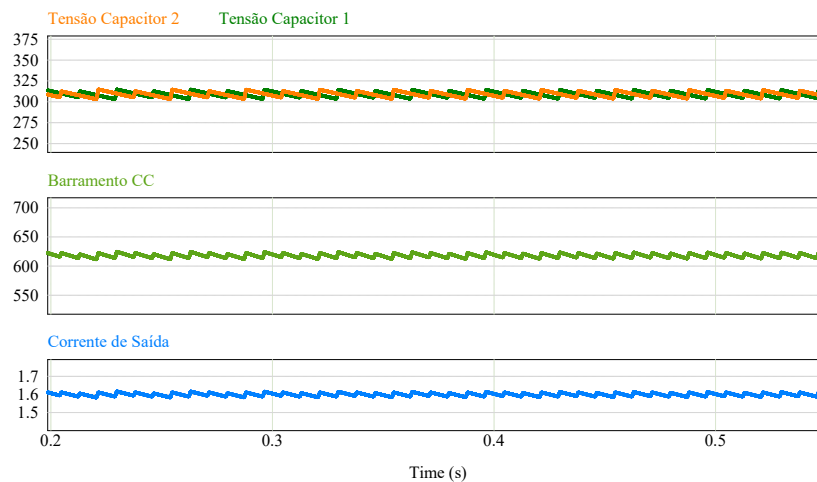
Essas cargas serão conectadas nos pontos "a" e "b" que representa a saída do inversor ponte completa.

4.1 RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO

4.1.1 Simulações

Os valores de tensão e de corrente no barramento CC são apresentados na Figura 22.

Figura 23 – Simulação Tensão e Corrente de Saída do Dobrador de Tensão



Fonte: Autor.

Observa-se que o nível de tensão elevado obtido na operação do sistema corresponde ao valor previamente estabelecido como referência de projeto, evidenciando a adequação do dimensionamento e da estratégia de controle adotada. A manutenção desse patamar de tensão dentro dos limites especificados confirma que o conversor opera conforme o esperado, garantindo o atendimento aos requisitos do sistema proposto.

4.1.2 Cálculo dos esforços

Como discutido na Seção 2.1.1.1, o comportamento do retificador dobrador de tensão foi analisado a partir das expressões analíticas clássicas que descrevem seus principais esforços. Com base nessas equações, foram determinados os valores teóricos de tensões e correntes, os quais foram confrontados com os resultados obtidos por meio das simulações, resultando na Tabela 4.

Tabela 4 – Comparação entre valores calculados e medidos do retificador dobrador de tensão

Parâmetro	Téorico	Simulado	Erro absoluto	Erro relativo (%)
$V_{C,max}$	311 V	312,14 V	1,14 V	0,37
$V_{D,max}$	622 V	625,3 V	3,3 V	0,53
$I_{D,med}$	1,608 A	1,619 A	0,011 A	0,68
$I_{C,rms}$	6,908 A	7,05 A	0,142 A	2,06
$I_{C,pico}$	28,57 A	29,93 A	1,36 A	4,76

De maneira geral, a Tabela 4 demonstra concordância entre os valores teóricos e os resultados obtidos por meio da simulação, visto que os erros relativos foram menores que 5%.

4.2 INVERSOR PONTE COMPLETA

4.2.1 Projeto do controlador

Os parâmetros de projeto do controlador PI do inversor foram definidos considerando a dinâmica imposta pelo filtro LC de saída, composto por um indutor de 2,418 mH e um capacitor de 1,423 μ F, o qual apresenta uma frequência natural significativamente mais elevada quando comparado a sistemas com grande capacitância de saída. A Tabela 5 consta os parâmetros adotados para o projeto do controlador do inversor.

Tabela 5 – Parâmetros de projeto do controlador

Parâmetro	Valor escolhido
Margem de fase M_p	75°
Frequência de cruzamento (f_c)	2,5kHz
Constante de tempo (τ)	131,135 μ s
Ganho K_c	1,157m

A margem de fase e a frequência de cruzamento foram definidas como critérios de projeto do controlador PI, sendo escolhidos os valores de 75° e 2,5kHz, respectivamente. Essas

escolhas visaram assegurar uma adequada estabilidade relativa do sistema, com resposta amortecida e margem suficiente frente a incertezas paramétricas, ao mesmo tempo em que se evitou a interação indesejada com a dinâmica do filtro LC de saída. Outro ponto para destacar na escolha dos parâmetros foi objetivo de conseguir uma a THD de tensão na saída inferior 5%. Testando diversos valores para carga não linear, esses parâmetros apresentaram resultados que não violaram a THD para o ensaio de carga não linear.

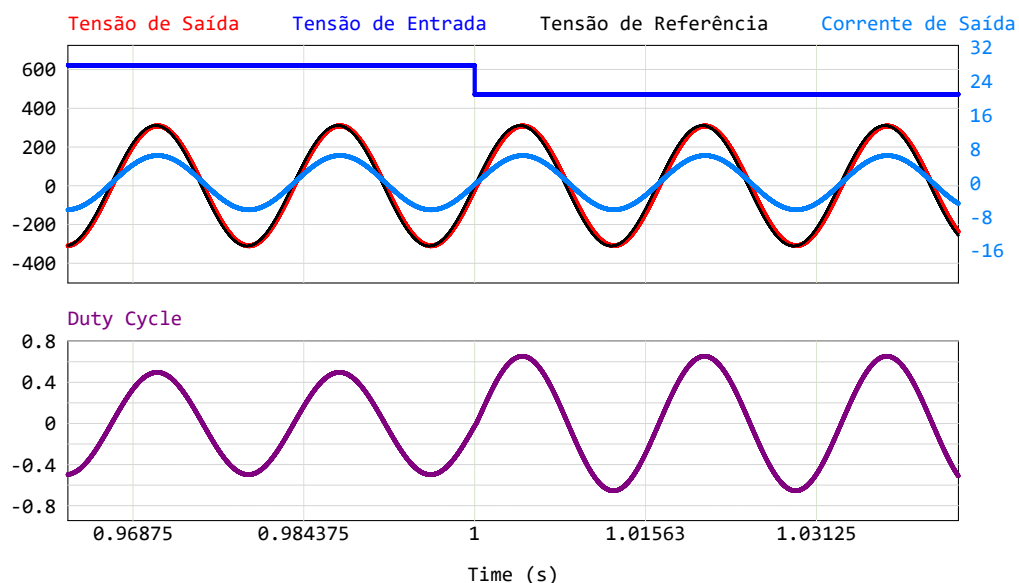
A partir desses critérios, foram obtidos os parâmetros do controlador, resultando em um ganho $K_c = 1,157$ ms e em uma constante de tempo $\tau = 131,135 \mu s$.

4.2.2 Simulações

Com o objetivo de avaliar o desempenho dinâmico e a qualidade da energia fornecida pelo inversor desenvolvido, foram realizadas simulações considerando diferentes condições de carga. Em um primeiro momento, adotou-se uma carga puramente resistiva (carga R), a qual permite uma análise do comportamento do sistema em um cenário linear, servindo como referência para a validação do modelo, do filtro de saída e das estratégias de controle implementadas.

A Figura 24 apresenta o resultado da simulação para essa condição, considerando um cenário no qual a tensão de entrada do inversor é uma fonte CC constante que é alterada no instante de 1 s, com o objetivo de avaliar a resposta do *duty cycle* frente a essa variação. Observa-se que o sistema de controle ajusta dinamicamente o ciclo de trabalho para compensar a mudança na tensão de entrada, mantendo a regulação da tensão de saída sobre a carga resistiva. Esse comportamento evidencia a capacidade de adaptação do controle do inversor, garantindo estabilidade e continuidade no fornecimento de energia mesmo diante de perturbações na tensão do barramento CC.

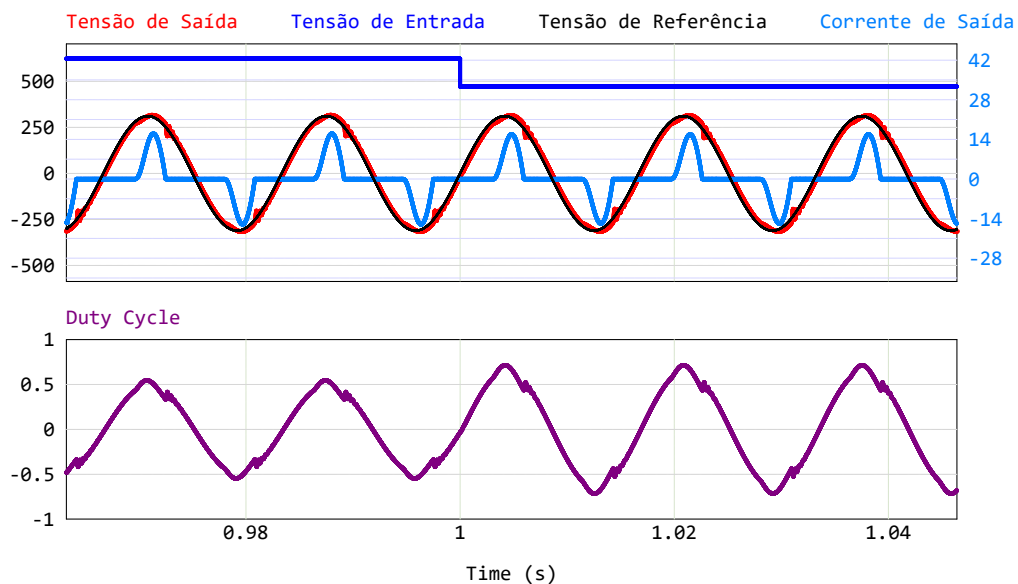
Figura 24 – Simulação com Carga R



Fonte: Autor.

Adicionalmente, foi realizado um ensaio considerando uma carga não linear, com o objetivo de avaliar a resposta do sistema frente à variação da tensão de entrada do inversor em uma condição de operação mais severa e representativa de aplicações práticas. A Figura 25 apresenta os resultados dessa simulação.

Figura 25 – Simulação com Carga não Linear



Fonte: Autor.

Observa-se que a forma de onda da tensão de saída apresenta pequenas deformações em relação ao perfil senoidal ideal, resultado direto da natureza não linear da carga conectada ao inversor. Esse tipo de carga consome corrente de maneira não proporcional à tensão aplicada, injetando componentes harmônicas no sistema e provocando distorções na forma de onda.

Essa característica pode ser percebida principalmente nas irregularidades da corrente de saída, que apresenta picos e descontinuidades típicos de processos de retificação ou condução não uniforme. Como consequência, o inversor precisa compensar continuamente essas variações, o que se reflete também em oscilações e irregularidades no *duty cycle*. Apesar dessas perturbações, observa-se que a tensão de saída ainda acompanha a referência de forma geral, indicando que o sistema de controle mantém a regulação da componente fundamental.

4.2.3 Cálculo dos esforços

Com os componentes do filtro já dimensionados, foi possível determinar os principais esforços associados à operação do inversor. A Tabela 6 apresenta a comparação entre os valores obtidos por meio do cálculo analítico e aqueles medidos simulados, contemplando tensões máximas e correntes média, eficaz e de pico nos componentes passivos e nos semicondutores.

Tabela 6 – Comparação entre valores calculados e medidos dos esforços no inversor

Parâmetro	Téorico	Simulado	Erro absoluto	Erro relativo (%)
$V_{C,max}$	311 V	312,14 V	1,14 V	0,37
$V_{L,max}$	622 V	625 V	3 V	0,48
$I_{C,rms}$	0,371 A	0,336 A	0,035 A	10,42
$I_{C,max}$	0,643 A	0,67 A	0,027 A	4,03
$I_{S,rms}$	4,55 A	4,56 A	0,01 A	0,22
$V_{S,max}$	622 V	622,5 V	0,5 V	0,08
$I_{L,max}$	7,074 A	6,945 A	0,129 A	1,86
$I_{L,med}$	0 A	0 A	0 A	–
$I_{L,rms}$	4,55 A	4,56 A	0,01 A	0,22

A análise da Tabela 6 revela que os erros relativos mantiveram-se abaixo de 5%, com exceção da corrente eficaz no capacitor de filtro. Essa divergência justifica-se pela presença de um ramo RC na saída do inversor ponte completa, elemento que não foi contemplado nas equações teóricas de esforços apresentadas na Subseção 2.3.1.1.

4.3 CONVERTOR BOOST

4.3.1 Projeto do controlador

A escolha dos parâmetros do controlador PI está diretamente relacionada às características dinâmicas do conversor *boost*, em especial ao elevado valor do capacitor de saída. Um capacitor de grande porte impõe uma dinâmica naturalmente lenta à tensão de saída, pois a variação de tensão ocorre de forma proporcional à corrente e inversamente proporcional à capacitância. Dessa forma, variações na tensão de saída apresentam constantes de tempo elevadas, o que limita a rapidez com que a malha de controle pode atuar de maneira estável. Dessa forma, os parâmetros do controlador foram definidos considerando essas limitações dinâmicas, conforme apresentado na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros de projeto do controlador do Conversor *boost*

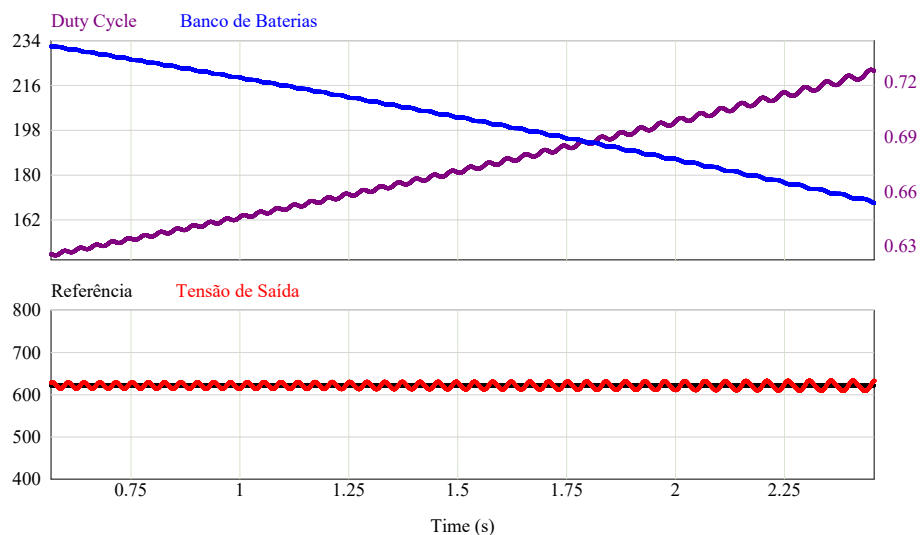
Parâmetro	Valor escolhido
Margem de fase M_p	90°
Frequência de cruzamento (f_c)	5 Hz
Constante de tempo (τ)	126,432 μ s
Ganho K_c	2,343 μ

A frequência de cruzamento reduzida de 5 Hz torna-se necessária para lidar com o comportamento de fase não mínima inerente ao conversor *boost*. Nesse tipo de conversor, um aumento no *duty cycle* provoca uma queda transitória inicial na tensão de saída, fenômeno representado por um zero no semiplano direito. Ao alocar a frequência de cruzamento em um valor significativamente baixo, garante-se que o controlador não reaja a essa dinâmica reversa, o que levaria o sistema à instabilidade.

4.3.2 Simulações

Para avaliar o comportamento do sistema diante da descarga de um banco de baterias, a fonte de entrada foi modelada por meio de uma associação paralela entre um capacitor e um resistor. Embora essa configuração permita emular o perfil de decaimento da tensão à medida que a energia é consumida, a escala de tempo foi intencionalmente reduzida para viabilizar a simulação computacional, fazendo com que a transição da carga completa para a mínima ocorresse em apenas dois segundos. Portanto, os resultados apresentados na Figura 26 não representam a autonomia real de descarga do banco de baterias do UPS, mas validam o desempenho dinâmico e a robustez da malha de controle da tensão do barramento CC frente a esse decaimento rápido.

Figura 26 – Simulação Decaimento



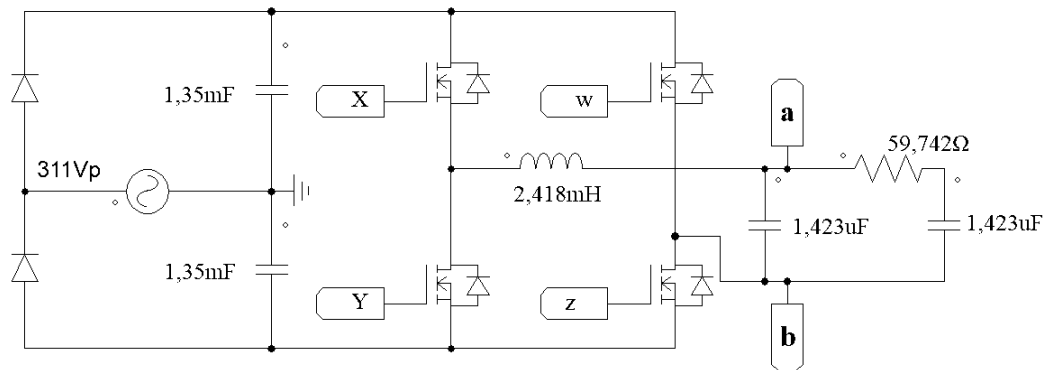
Fonte: Autor.

Quando a tensão do banco de baterias começa a decair, ocorre a elevação da ondulação de tensão no barramento CC. Isso acontece porque a chave semicondutora passa a conduzir por mais tempo, devido à ação do controle que ajusta o *duty cycle* para manter a tensão em 622V, fazendo com que o capacitor forneça energia para a carga por um período maior. Essa estratégia comprovou a regulação nas três zonas de operação e, adicionalmente, evidenciou a elevação do *duty cycle* do conversor *boost* para garantir o rastreo da tensão de referência.

4.4 OPERAÇÃO NO MODO REDE

Ao acoplar o retificador dobrador de tensão ao inversor ponte completa, obtém-se o circuito correspondente ao modo rede do UPS, conforme ilustrado na Figura 27.

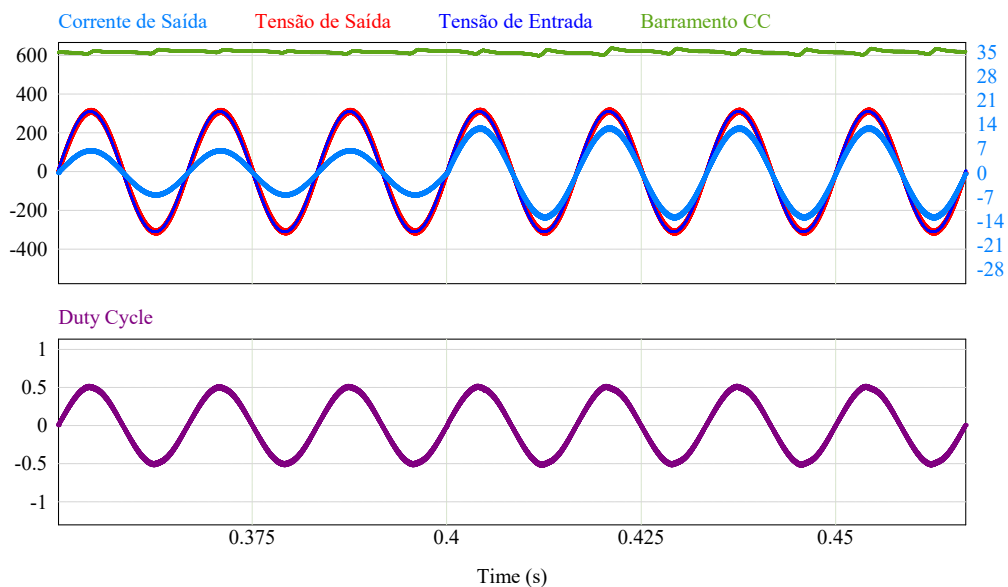
Figura 27 – Operação no Modo Rede UPS



Fonte: Autor.

A operação do sistema em modo rede foi avaliada por meio de simulações, considerando o suprimento de energia a partir da rede elétrica por intermédio de um retificador com dobrador de tensão. Nessa condição, o retificador atua como a principal fonte de energia do sistema. Os ensaios foram realizados utilizando carga resistiva e carga não linear na saída, conforme ilustrado nas Figuras 28 e 29. Os dados obtidos nas simulação foram registrados conforme as Tabelas 8 e 9.

Figura 28 – Simulação com carga resistiva na saída

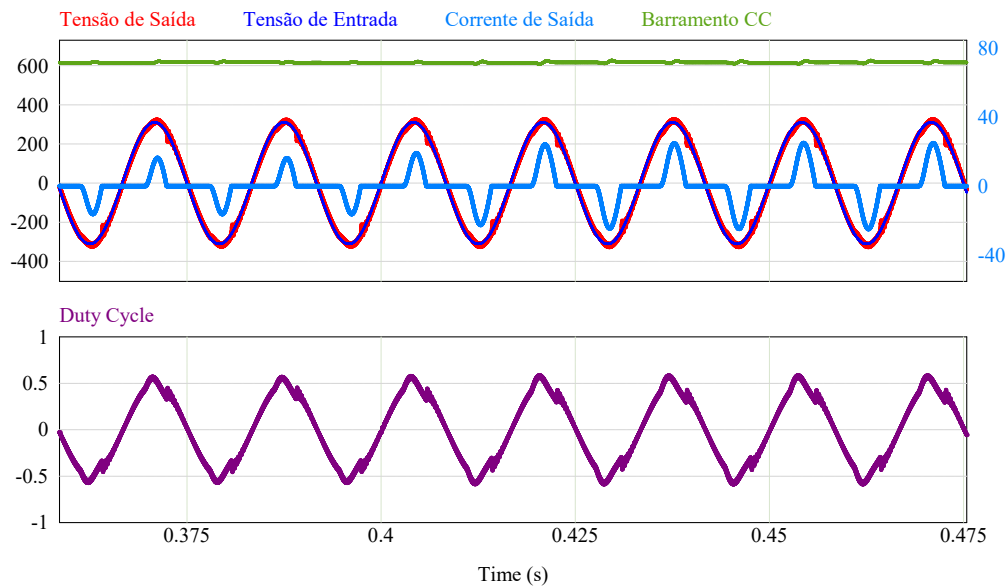


Fonte: Autor.

Tabela 8 – Dados de simulação modo rede para carga resistiva (Pré e Pós degrau)

Parâmetro	Pré-degrau			Pós-degrau		
	RMS	Pico	THD (%)	RMS	Pico	THD (%)
Tensão de Saída	219,66 V	317,32 V	1,82	219,42 V	312,50 V	1,86
Corrente de Saída	4,53 A	6,46 A	1,82	9,08 A	13,11 A	1,86

Figura 29 – Simulação com carga não linear na saída



Fonte: Autor.

Tabela 9 – Dados de simulação modo rede para carga não linear (Pré e Pós degrau)

Parâmetro	Pré-degrau			Pós-degrau		
	RMS	Pico	THD (%)	RMS	Pico	THD (%)
Tensão de Saída	219,52 V	316,30 V	3,40	219,67 V	321,16 V	3,74
Corrente de Saída	6,18 A	14,44 A	89,22	10,42 A	23,79 A	106,62

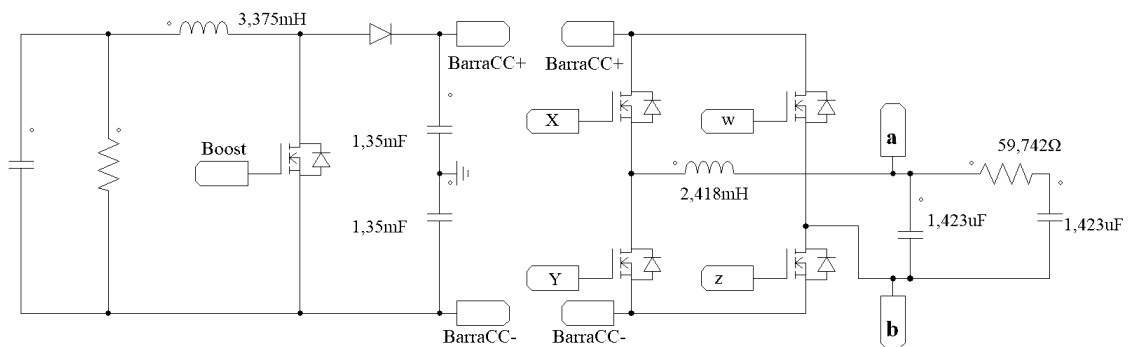
Comparando as simulações, é possível observar o comportamento do sistema diante de diferentes características de consumo quando submetido a um degrau de carga no instante $t = 0,4$ s. No ensaio com carga resistiva (Figura 28), a corrente de saída e o *duty cycle* mantêm um perfil senoidal e com pouca distorção, acompanhando o aumento da demanda instantaneamente após o degrau. Em contrapartida, a simulação com carga não linear (Figura 29) exige o fornecimento de uma corrente de saída com elevado conteúdo harmônico (pulsada). Para garantir que a tensão de saída permaneça regulada e com formato próximo ao ideal, a malha de controle atua de forma mais severa, o que se reflete nas pequenas deformações e oscilações visíveis no sinal do *duty cycle*.

Analisando os níveis de THD da tensão de saída, nota-se uma diferença clara no desempenho do sistema dependendo da característica do consumo. Antes do degrau de carga, o sistema operando com carga resistiva apresentou uma THD muito baixa, de aproximadamente 1,82%, enquanto a conexão da carga não linear resultou em uma distorção maior, na casa dos 3,40%. Após a ocorrência do degrau, observa-se uma piora na qualidade da forma de onda em ambos os cenários. Para a carga não linear, a THD elevou-se para 3,74%. De maneira análoga, sob carga puramente resistiva, o índice de distorção também sofreu uma leve degradação com o aumento da demanda, passando para 1,86%. Esses valores evidenciam como o consumo de cargas com correntes de natureza não linear impactam na tensão de saída.

4.5 SIMULAÇÃO EM MODO BATERIA

Analogamente ao modo rede, o acoplamento entre o conversor *boost* e o inversor em ponte completa resulta no modo bateria do UPS, conforme demonstrado na Figura 30. Nessa condição, o estágio retificador é isolado e a responsabilidade primária de fornecer energia passa a ser do banco de baterias.

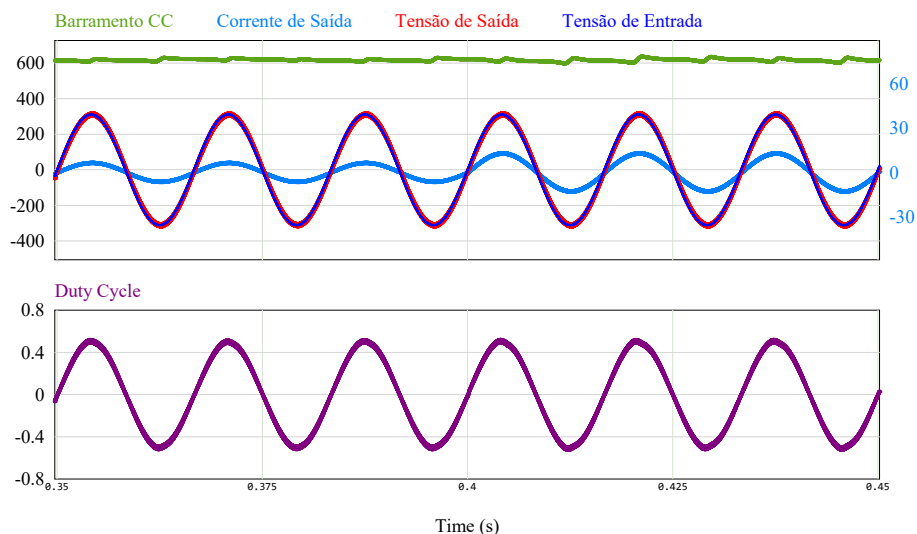
Figura 30 – Operação no Modo Bateria do UPS



Fonte: Autor.

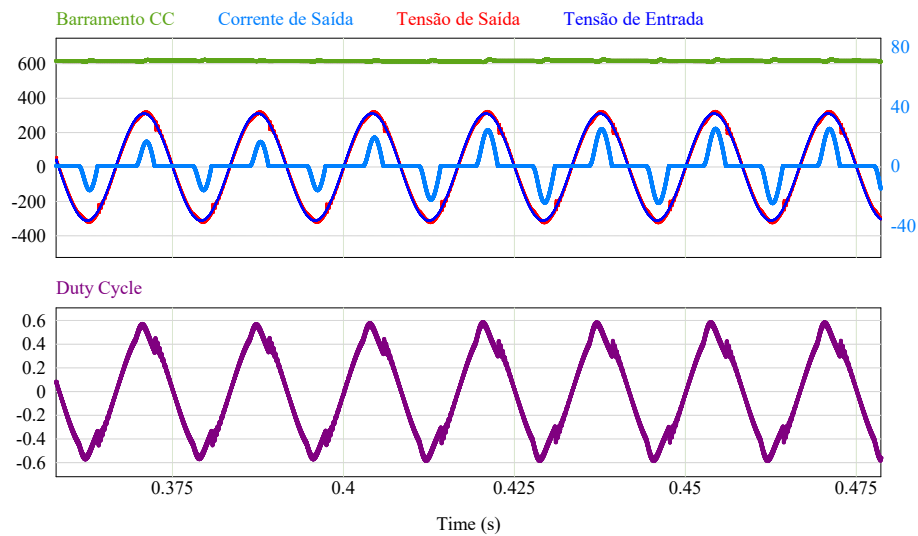
A operação em modo bateria foi avaliada por meio dos ensaios estudados em simulação, contemplando a aplicação tanto de carga resistiva quanto não linear. Nesses ensaios, considerou-se o decaimento progressivo da tensão de entrada do conversor *boost*, emulando o processo de descarga do banco de baterias. As Figuras 31 e 32 apresentam, respectivamente, os resultados para a carga resistiva e não linear, evidenciando a resposta dinâmica do sistema frente à redução gradual da tensão. Por fim, os dados obtidos nessas simulações, antes e após o degrau, são apresentados nas Tabelas 10 e 11.

Figura 31 – Simulação com carga resistiva na saída



Fonte: Autor.

Figura 32 – Simulação com carga não linear na saída



Fonte: Autor.

Tabela 10 – Dados de simulação modo bateria para carga resistiva (Pré e Pós degrau)

Parâmetro	Pré-degrau			Pós-degrau		
	RMS	Pico	THD (%)	RMS	Pico	THD (%)
Tensão de Saída	218,91 V	309,52 V	0,32	218,99 V	309,11 V	0,34
Corrente de Saída	4,52 A	6,39 A	0,32	9,05 A	12,77 A	0,34

Tabela 11 – Dados de simulação modo bateria para carga não linear (Pré e Pós degrau)

Parâmetro	Pré-degrau			Pós-degrau		
	RMS	Pico	THD (%)	RMS	Pico	THD (%)
Tensão de Saída	219,37 V	314,77 V	3,50	219,01 V	310,42 V	4,04
Corrente de Saída	6,14 A	12,77 A	88,58	10,47 A	22,64 A	105,48

No cenário com carga resistiva (Figura 31), observa-se um comportamento linear. A corrente de saída apresenta um perfil senoidal. Devido à natureza suave do consumo, a ação de controle exigida é moderada, o que se reflete na forma de onda do *duty cycle*. O sinal de comando dos interruptores mantém um contorno senoidal sem distorções aparentes, garantindo uma tensão de saída de qualidade, mesmo durante a descarga emulada do banco de baterias.

Por outro lado, a inserção da carga não linear (Figura 32) altera drasticamente as exigências do inversor. A corrente de saída deixa de ser senoidal e adquire um formato pulsado com elevados picos. Apesar dessa severa distorção na corrente drenada, a tensão de saída permanece regulada, embora apresente leves distorções em sua forma de onda senoidal. Para que essa regulação seja mantida sob uma condição de carga tão adversa, a malha de controle atua de forma muito mais agressiva. O sinal de comando do *duty cycle* apresenta nítidas deformações, que representam a resposta corretiva instantânea do controlador para compensar os harmônicos exigidos pela carga e rejeitar o distúrbio da queda de tensão na entrada.

Analisando os níveis de THD da tensão de saída, nota-se uma diferença clara no desempenho do sistema dependendo da característica do consumo. Antes do decaimento da tensão de entrada, o sistema operando com carga resistiva apresentou uma THD extremamente baixa, de aproximadamente 0,31%, enquanto a conexão da carga não linear resultou em uma distorção natural maior, na casa dos 3,50%. Após a ocorrência do degrau de tensão que simula a descarga da bateria, observa-se uma leve piora na qualidade da forma de onda em ambos os cenários. Para a carga não linear, a THD elevou-se para 4,04%. De maneira análoga, sob carga puramente resistiva, o índice de distorção também sofreu uma degradação com a perturbação na entrada, passando para 0,34%. Esses valores evidenciam que a variação na tensão de alimentação e a natureza não linear.

4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

As análises apresentadas neste capítulo permitiram verificar a coerência entre a fundamentação teórica desenvolvida ao longo do trabalho e os resultados obtidos por meio das simulações. O equacionamento empregado na modelagem dos conversores e do sistema como um todo mostrou-se condizente com o comportamento observado, uma vez que os valores teóricos apresentaram boa concordância com os resultados simulados, sendo os erros encontrados compatíveis com as simplificações adotadas no modelo e com as aproximações inerentes às análises analíticas. Dessa forma, os resultados validam a abordagem teórica utilizada, reforçando sua aplicabilidade para a compreensão e o projeto dos estágios do sistema UPS.

No que se refere ao inversor de tensão, os resultados evidenciaram de forma clara a influência do tipo de carga sobre o desempenho do controle e a qualidade da energia fornecida. A inserção de cargas não lineares impactou diretamente a forma de onda da tensão de saída, devido à circulação de correntes pulsantes, resultando em maior distorção harmônica da tensão de saída, porém não houve a violação de THD superior a 5%, imposto pela norma IEC 62040-3. Esse comportamento está de acordo com a teoria, que aponta a sensibilidade dos inversores controlados a esse tipo de carga, evidenciando a necessidade de estratégias de controle mais robustas ou técnicas complementares de mitigação de harmônicos para garantir a qualidade da tensão em condições mais severas de operação.

Adicionalmente, os resultados obtidos nos modos de operação em rede e em bateria possibilitaram uma análise abrangente do acoplamento entre os diferentes conversores que compõem o sistema. No modo rede, foi possível observar o funcionamento integrado dos estágios, com o retificador e o inversor atuando de forma coordenada para o fornecimento adequado de energia à carga. Já no modo bateria, o conversor CC-CC do tipo *boost* assumiu papel fundamental na adaptação energética, garantindo níveis adequados de tensão para o correto funcionamento do inversor. A análise desses modos de operação evidenciou a interação dinâmica entre os conversores e a importância do correto dimensionamento e controle de cada estágio para assegurar a estabilidade, a confiabilidade e o desempenho.

5 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou o estudo teórico, a modelagem e a análise de um sistema de alimentação ininterrupta (UPS), estruturado a partir da divisão em blocos funcionais, possibilitando uma compreensão clara do papel de cada estágio no desempenho global do sistema. O sistema proposto constituído por um retificador com dobrador de tensão, um conversor CC-CC do tipo *boost* e um inversor de tensão em ponte completa, responsáveis, respectivamente, pela interface com a rede elétrica, pela adaptação energética em modo bateria e pelo fornecimento de energia em corrente alternada à carga crítica. A abordagem adotada permitiu analisar tanto o funcionamento global do UPS quanto as características individuais de cada bloco, contemplando a modelagem dos conversores e a avaliação das principais grandezas elétricas, de modo a evidenciar a interação entre os estágios e sua influência na qualidade e na confiabilidade do fornecimento de energia.

A fundamentação teórica desenvolvida ao longo do trabalho mostrou-se consistente e adequada para a análise do sistema proposto, uma vez que o estudo dos esforços elétricos e da dinâmica dos conversores apresentou concordância com os resultados obtidos. A modelagem das principais etapas do UPS permitiu compreender o comportamento das tensões e correntes nos dispositivos, bem como identificar os limites operacionais e as características dinâmicas dominantes de cada estágio. A partir do equacionamento e da análise dinâmica, foi possível interpretar corretamente os efeitos observados nos resultados do trabalho, evidenciando que as respostas do sistema e o desempenho das malhas de controle estão em conformidade com os fundamentos teóricos adotados. Dessa forma, o estudo teórico realizado forneceu uma base sólida para a análise e validação do comportamento do sistema, reforçando a coerência entre a modelagem, o dimensionamento e os resultados alcançados.

Durante as simulações do inversor com a inserção da carga não linear, o estudo evidenciou desafios adicionais no projeto do controle de tensão. Nessas condições, observou-se a distorção da forma de onda da tensão de saída, em função das correntes não senoidais impostas pela carga, o que impacta diretamente o desempenho do controle e a qualidade da energia fornecida resultando no aumento do conteúdo harmônico da tensão, porém ainda conseguiu-se resultados que não violaram o limite de THD superior a 5%, valor tipicamente adotado como referência para sistemas UPS.

Como continuidade deste trabalho, diversas extensões podem ser consideradas visando ampliar sua aplicabilidade prática. Entre elas, destaca-se a inclusão de estratégias de controle para o retificador com dobrador de tensão, permitindo a análise do impacto do controle do fator de potência e da redução do conteúdo harmônico da corrente de entrada sobre o desempenho global do sistema. Adicionalmente, pode-se aprofundar o cálculo das perdas nos diferentes estágios do UPS, considerando perdas de condução e comutação nos semicondutores e perdas nos componentes passivos, possibilitando uma avaliação mais precisa da eficiência energética. Por fim, o projeto e a implementação de uma placa de circuito impresso, seguido de ensaios experi-

mentais em bancada, permitiriam a validação dos modelos teóricos, dos cálculos de esforços e das estratégias de controle propostas, além da comparação entre resultados teóricos, simulados e experimentais, consolidando o estudo e aproximando-o de uma aplicação real.

REFERÊNCIAS

- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 15014: Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) - Terminologia**. Rio de Janeiro, dez. 2003. p. 5.
- BARBI, Ivo. *Eletrônica de potência*. Ed. do Autor, 2006.
- BARBI, Ivo. **Inversores Monofásicos**. 1. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2022. p. 387. ISBN 978-65-000000-0-0.
- BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. **Conversores CC-CA básicos: Inversores**. 2. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2006.
- CARVALHO, Edivan Laercio et al. Design and Analysis of a Bidirectional Battery Charger. In: IEEE. 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Florianópolis, Brazil: [s.n.], 2017. p. 1–7.
- COELHO, Roberto Francisco. **Apostila da disciplina de Princípios de Controle aplicados a Conversores Estáticos**. Florianópolis: [s.n.], 2018. Material didático.
- DI, Liu; QIGANG, Zhu; HAITAO, Pu. Single-Phase Isolated Bidirectional AC-DC Converter for Electric Vehicles - Review. In: IEEE. 2023 7th International Conference on Power and Energy Engineering (ICPEE). [S.l.: s.n.], 2023. p. 262–266.
- DUGAN, Roger C. et al. **Electrical Power Systems Quality**. 3. ed. New York: McGraw-Hill Education, 2012.
- IEEE. **IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications (IEEE Orange Book)**. New York: IEEE 446, 1995. Reaffirmed 2000.
- LAZZARIN, Telles Brunelli. **Estudo e implementação de um carregador de baterias com uma técnica de avaliação de sua vida útil**. 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- MENDOZA-VARELA, Ivan A. et al. Modeling and Control of a Phase-Shifted Full-Bridge Converter for a LiFePO4 Battery Charger. **Electronics**, MDPI, v. 10, n. 21, p. 2568, 2021.
- MEXCOM. **Baterias alcalinas níquel cádmio**. [S.l.: s.n.], 2026. Acesso em: 5 abr. 2026.
- OGATA, Katsuhiko. **Modern control engineering**. [S.l.]: Prentice hall, 2010.
- PETRY, Clóvis Antônio. **Conversores CC-CA: Inversores**. Florianópolis: Instituto Federal de Santa Catarina, 2013. Apostila didática.
- PETRY, Clóvis Antônio. **Eletrônica de Potência: Capítulo 13 - Conversores CC-CC: Conversor Boost**. Florianópolis: Instituto Federal de Santa Catarina, 2011. Material didática.

PETRY, Clóvis Antônio. **Introdução aos Conversores CC-CC**. Florianópolis: [s.n.], 2001. p. 17. Apostila da disciplina de Eletrônica de Potência II.

RASHID, Muhammad H. Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações. **Tradução de L. Abramowicz**, v. 48, p. 48, 2014.

RASMUSSEN, Neil. Os diferentes tipos de sistemas UPS. APC by Schneider Electric, 2010.

ROCHA, Fabio Dalla Vecchia. **Carregador de baterias bidirecional com transformador planar**. 2013. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Pato Branco.

TEXAS INSTRUMENTS. **LM317 Adjustable 3-Terminal Regulator for Low-Cost Battery Charging Systems (SNVA581)**. [S.l.], 2011. Application Note. Originalmente publicado pela National Semiconductor (Linear Brief 35) em Agosto de 1976.

TS SHARA. **Tipos de Nobreak e Como Escolher o Melhor e Mais Adequado**. [S.l.: s.n.], 2024. Acesso em: 5 abr. 2026. Disponível em: <https://tsshara.com.br/blog/falta-de-energia/tipos-de-nobreak-e-como-escolher-o-melhor-e-mais-adequado/>.

TS SHARA. **Podemos usar baterias de lítio no Nobreak**. [S.l.: s.n.], 2024. Acesso em: 5 abr. 2026.

VENTURINI, William A. et al. Estágio de entrada com dupla funcionalidade aplicado a uma UPS trifásica de alto desempenho. **Eletrônica de Potência**, SOBRAEP, v. 23, n. 2, p. 244–255, 2018.

ZHAO, Chuanhong; ROUND, Simon D.; KOLAR, Johann W. An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 23, n. 5, p. 2443–2453, 2008.

Apêndices

APÊNDICE A – MEMORIAL DE CÁLCULO DOS ESFORÇOS

ESFORÇOS NO DOBRADOR DE TENSÃO

$$V_{in} := 311V$$

$$V_{c1min} := 306.17V$$

$$V_{c1pk} := 325.7V$$

$$I_o := \frac{P_{in}}{2 \cdot V_{in}} = 1.608A$$

$$P_{in} := 1000W$$

$$f := 60Hz$$

$$V_{cmin} := V_{c1min} + \frac{V_{c1min} + V_{c1pk}}{2} = 622.105V$$

$$W_{in} := \frac{P_{in}}{f} = 16.667J$$

$$C_1 := \frac{P_{in}}{f \cdot (V_{c1pk}^2 - V_{c1min}^2)} = 1.351 \times 10^{-3}F$$

$$C_2 := C_1$$

$$T_c := \frac{\arccos\left(\frac{V_{c1min}}{V_{c1pk}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f} = 9.233 \times 10^{-4}s$$

$$I_{p1} := C_1 \cdot \frac{(V_{c1pk} - V_{c1min})}{T_c} = 28.569A$$

$$x := f \cdot T_c = 0.055$$

$$I_{med} := I_{p1} \cdot T_c \cdot f = 1.583A$$

$$I_{ef} := I_{p1} \cdot (T_c \cdot f)^{0.5} = 6.724A$$

ESFORÇOS CAPACITOR

$$I_{cef} := \left(I_{med}^2 + I_{ef}^2\right)^{0.5} = 6.908A$$

$$V_{cmax} := V_{in} = 311V$$

$$I_{cmed} := 0A$$

ESFORÇOS DIODO

$$V_{dmax} := 2 \cdot V_{in} = 622V$$

$$I_{dmed} := I_o = 1.608A$$

ESFORÇOS BOOST

$$V_{in} := 168V \quad V_o := 622V \quad P := 1000W \quad \text{Delta}L := 0.4$$

$$D := \frac{V_o - V_{in}}{V_o} = 0.73 \quad L := 3.375 \times 10^{-3} \text{ H} \quad R := \frac{V_o^2}{P} = 386.884 \Omega$$

$$I_o := \frac{V_o}{R} = 1.608 \text{ A}$$

ESFORÇOS NO INDUTOR

$$I_{Lmed} := \frac{I_o}{1 - D} = 5.952 \text{ A} \quad I_{Lmax} := I_{Lmed} + \frac{\text{Delta}L \cdot I_{Lmed}}{2} = 7.143 \text{ A}$$

$$I_{Lef} := \left[I_{Lmed}^2 + \frac{\left(\frac{\text{Delta}L \cdot I_{Lmed}}{2} \right)^2}{(2 \cdot 3^{0.5})^2} \right]^{0.5} = 5.962 \text{ A} \quad V_{lmax} := V_o - V_{in} = 454 \text{ V}$$

ESFORÇOS NO DIODO

$$I_{Dmed} := I_o = 1.608 \text{ A}$$

$$I_{Drms} := \left[I_{Lmed} \cdot (1 - D)^{0.5} \right] = 3.094 \text{ A}$$

$$V_{Dmax} := V_o = 622 \text{ V}$$

ESFORÇOS NA CHAVE

$$I_s := \frac{I_o \cdot D}{1 - D} = 4.345 \text{ A}$$

$$I_{Sef} := \frac{I_o \cdot D^{0.5}}{1 - D} = 5.085 \text{ A}$$

$$I_{Smax} := I_{Lmed} + \frac{\text{Delta}L \cdot I_{Lmed}}{2} = 7.143 \text{ A}$$

$$V_s := V_o$$

ESFORÇOS NO CAPACITOR

$$V_{cmax} := V_o$$

$$I_{Cmed} := 0 \text{ A}$$

$$I_{cmax} := I_{Lmax} - I_o = 5.535 \text{ A}$$

$$I_{Crms} := \left[\left[0.5 \cdot \left[\frac{(1 - D) \cdot (12 \cdot I_{Lmed}^2 + \text{Delta}L \cdot I_{Lmed}^2)}{3} \right]^{0.5} \right]^2 - I_o^2 \right]^{0.5} = 2.703 \text{ A}$$

CONTROLE BOOST

$$V_{in} := 232V$$

$$f := 50kHz$$

$$V_o := 622V$$

$$I_L\% := 20\%$$

$$V_c\% := 3\%$$

$$D := \frac{(V_o - V_{in})}{V_o} = 0.627$$

$$P_{in} := 1000W$$

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 386.884 \Omega$$

$$P_o := P_{in}$$

$$I_o := \frac{V_o}{R_o} = 1.608 A$$

$$C_o := 0.675 \times 10^{-3} F$$

$$V_{max} := 640V$$

$$I_L := \frac{P_o}{V_{in}} = 4.31 A$$

$$V_{min} := 604V$$

$$L_o := \frac{D \cdot V_o \cdot (1 - D)}{I_L \cdot f \cdot I_L\%} = 3.375 \times 10^{-3} H$$

$$V_{trip} := 1V$$

$$k_v := 1$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$k_{pwm} := \frac{1}{V_{trip}} = 1 \frac{1}{V}$$

Funções de
transferência

$$G_v(\omega) := \frac{\frac{V_{in}}{L_o \cdot C_o} - \frac{V_{in} \cdot j \cdot \omega}{C_o \cdot R_o \cdot (1 - D)^2}}{(j \cdot \omega)^2 + \frac{1}{R_o \cdot C_o} \cdot j \cdot \omega + \frac{(1 - D)^2}{L_o \cdot C_o}}$$

$$FTLA_{nc}(\omega) := k_{pwm} \cdot G_v(\omega) \cdot k_v$$

$$FTLA_{nc_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{nc}(\omega)|)$$

$$FTLA_{nc_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{nc}(\omega))$$

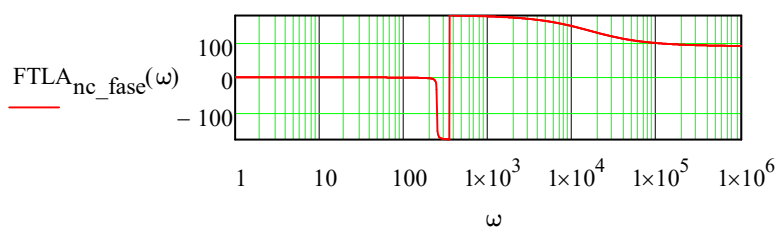
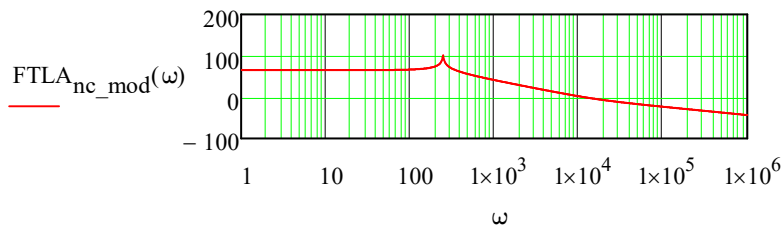
Valores para por na simulação para a validação do modelo do conversor boost

$$w := \frac{V_{in}}{L_o \cdot C_o} = 1.018 \times 10^8 \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^2}{\text{A} \cdot \text{s}^5}$$

$$x := \frac{1}{R_o \cdot C_o \cdot (1 - D)^2} = 27.525 \frac{1}{\text{s}}$$

$$y := \frac{(1 - D)^2}{L_o \cdot C_o} = 6.107 \times 10^4 \frac{1}{\text{s}^2}$$

$$z := \frac{1}{R_o \cdot C_o} = 3.829 \frac{1}{\text{s}}$$



Especificações de controle

$$M_\varphi := 90 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.571$$

$$\omega_c := 5 \cdot 2 \cdot \pi \text{ Hz} = 31.416 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Controlador PI

$$PI_angle := (M_\varphi - \pi - \arg(\text{FTLA}_{nc}(\omega_c))) \cdot \frac{180}{\pi} = -89.772$$

$$\omega_z := \frac{\omega_c}{\tan\left(M_\varphi - \frac{\pi}{2} - \arg(\text{FTLA}_{nc}(\omega_c))\right)} = 7.909 \times 10^3 \frac{1}{s}$$

$$\tau_z := \frac{1}{\omega_z} = 126.432 \cdot \mu s$$

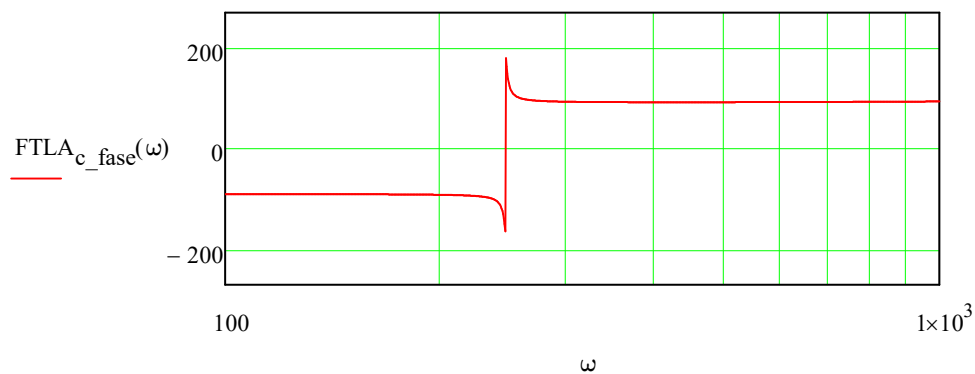
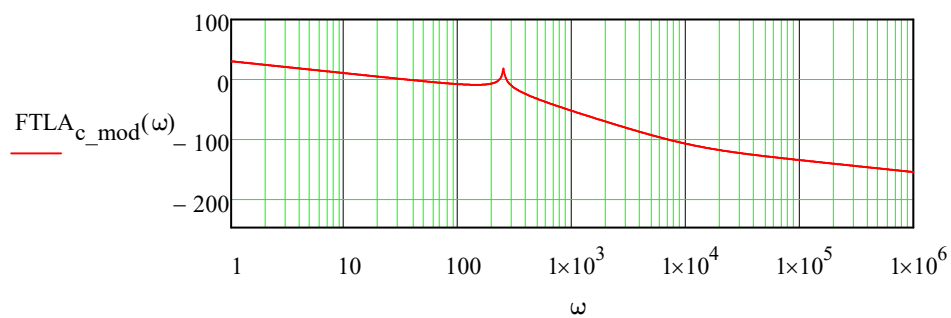
$$k_c := \frac{\omega_c}{|\text{FTLA}_{nc}(\omega_c)| \cdot \sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} = 2.343 \times 10^{-6}$$

$$C_a(\omega) := \frac{k_c \cdot (j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega}$$

$$\text{FTLA}_c(\omega) := C_a(\omega) \cdot \text{FTLA}_{nc}(\omega)$$

$$\text{FTLA}_{c_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_c(\omega)|)$$

$$\text{FTLA}_{c_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_c(\omega))$$



ESFORÇOS VSI

$$V_{in} := 622V \quad V_{opk} := 311V \quad P := 1000W \quad \text{Delta}L := 0.20$$

$$D := \frac{V_{opk}}{V_{in}} = 0.5 \quad L := 2.418 \times 10^{-3} \text{ H} \quad R := \frac{V_{opk}^2}{2 \cdot P} = 48.361 \Omega$$

$$I_o := \frac{V_{opk}}{R} = 6.431 \text{ A} \quad v\% := 0.03$$

ESFORÇOS INDUTOR

$$I_L := I_o = 6.431 \text{ A} \quad I_{Lmax} := I_o + \frac{\text{Delta}L \cdot I_o}{2} = 7.074 \text{ A}$$

$$I_{Lef} := \left[\left(\frac{V_{opk}}{2^{0.5} \cdot R} \right)^2 + \left(\frac{30^{0.5} \cdot V_{opk} \cdot v\%}{15 \cdot R} \right)^2 \right]^{0.5} = 4.548 \text{ A}$$

$$V_{lmax} := D \cdot V_{in} + V_{opk} = 622 \text{ V}$$

ESFORÇOS NO DIODO

$$V_{D1D4max} := V_{in} = 622 \text{ V}$$

$$I_{Smax} := \frac{V_{opk}}{R} + \frac{\text{Delta}L \cdot I_o}{2} = 7.074 \text{ A}$$

ESFORÇOS NO CAPACITOR

$$I_{Cmed} := 0 \text{ A}$$

$$V_{cmax} := V_{opk}$$

$$I_{Crms} := \frac{\text{Delta}L \cdot I_o}{(2 \cdot 3^{0.5})} = 0.371 \text{ A}$$

$$I_{cmax} := \frac{\text{Delta}L \cdot I_o}{2} = 0.643 \text{ A}$$

ESFORÇOS NA CHAVE

$$V_{Sn} := V_{opk} + \frac{V_{in}}{2} = 622 \text{ V}$$

$$I_s := I_{Lef} = 4.548 \text{ A}$$

CONTROLE VSI

$$V_{in} := 622V$$

$$V_{pk} := 311V$$

$$D := \frac{V_{pk}}{V_{in}} = 0.5$$

$$R_o := \frac{V_{pk}^2}{2 \cdot P_o} = 48.361 \Omega$$

$$I_{pk} := \frac{2 \cdot P_o}{V_{pk}} = 6.431 A$$

$$L_o := \frac{(V_{in} - V_{pk}) \cdot D}{f_s \cdot I_{pk} I_{L\%}} = 2.418 \times 10^{-3} H$$

$$C_o := \frac{4 \cdot V_{in}}{\pi^3 \cdot V_{c\%} \cdot L_o \cdot f_s^2 \cdot V_{pk}} = 1.423 \times 10^{-6} F$$

Resistor do ramo RC

$$R_x := \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \cdot \sqrt{\frac{(2+1) \cdot (4+3)}{2 \cdot (5)}} = 59.742 \Omega$$

$$k_v := 1$$

$$V_{trip} := 1V$$

$$k_{pwm} := \frac{1}{V_{trip}} = 1 \frac{1}{V}$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$f_s := 50kHz$$

$$I_{L\%} := 20\% = 0.2$$

$$V_{c\%} := 3\%$$

$$P_{in} := 1000W$$

$$P_o := P_{in}$$

$$f_r := 60 \cdot Hz$$

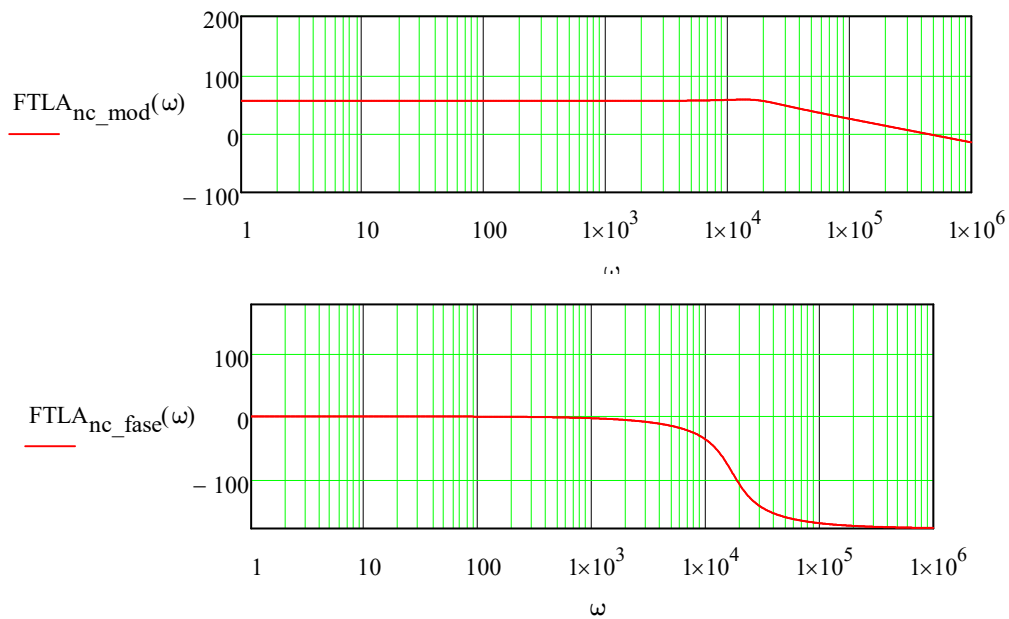
Função transferência

$$G_V(\omega) := \frac{\frac{V_{in}}{L_o \cdot C_o}}{(j \cdot \omega)^2 + \frac{(j \cdot \omega)}{R_o \cdot C_o} + \frac{1}{L_o \cdot C_o}}$$

$$FTLA_{nc}(\omega) := k_{pwm} \cdot G_V(\omega) \cdot k_V$$

$$FTLA_{nc_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{nc}(\omega)|)$$

$$FTLA_{nc_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{nc}(\omega))$$



Especificações de controle

$$M_\varphi := 75 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.309$$

$$\omega_c := \frac{f_s}{20} \cdot 2 \cdot \pi = 1.571 \times 10^4 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Controlador PI

$$PI_angle := \left(M_\varphi - \pi - \arg(FTLA_{nc}(\omega_c)) \right) \cdot \frac{180}{\pi} = -25.895$$

$$\omega_z := \frac{\omega_c}{\tan\left(M_\varphi - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{nc}(\omega_c)) \right)} = 7.626 \times 10^3 \frac{1}{\text{s}}$$

$$\tau_z := \frac{1}{\omega_z} = 131.135 \cdot \mu\text{s}$$

$$k_c := \frac{\omega_c}{|\text{FTLA}_{nc}(\omega_c)| \cdot \sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} = 1.157 \times 10^{-3}$$

$$\underline{C}(\omega) := \frac{k_c \cdot (j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega}$$

$$\text{FTLA}_c(\omega) := C(\omega) \cdot \text{FTLA}_{nc}(\omega)$$

$$\text{FTLA}_{c_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_c(\omega)|)$$

$$\text{FTLA}_{c_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_c(\omega))$$

