UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL

DANIEL STEIL ALVES

CONTROLE CHAVEADO APLICADO AO RETIFICADOR *BRIDGELESS TOTEM POLE*

JOINVILLE
2023

DANIEL STEIL ALVES

CONTROLE CHAVEADO APLICADO AO RETIFICADOR *BRIDGELESS TOTEM POLE*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós–Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
Coorientador: Prof. Dr. Tiago Jackson May Dezuo

JOINVILLE
2023

Alves, Daniel Steil
Controle chaveado aplicado ao retificador *Bridgeless Totem Pole* / Daniel Steil Alves. - Joinville, 2023.
76 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes.
Coorientador: Prof. Dr. Tiago Jackson May Dezuo.
Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2023.

1. Controle chaveado. 2. Retificador *bridgeless totem pole*. 3. Correção do fator de potência. 4. Harmônicos. 5. Rendimento. I. de Novaes, Prof. Dr. Yales Rômulo . II. Dezuo, Prof. Dr. Tiago Jackson May . III. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

DANIEL STEIL ALVES

CONTROLE CHAVEADO APLICADO AO RETIFICADOR *BRIDGELESS TOTEM POLE*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós–Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
Coorientador: Prof. Dr. Tiago Jackson May Dezuo

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Tiago Jackson May Dezuo
CCT/UDESC (presidente/coorientador)

Membros:

Prof. Dr. Antonio Da Silva Silveira
UFPA

Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt
CCT/UDESC

Joinville, 08 de dezembro de 2023

Aos meus pais, Sergio e Silvania.

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar a Deus, cuja orientação e força me permitiram permanecer firme em meu caminho e superar todas as dificuldades que surgiram ao longo desta jornada.

Aos meus pais, Sergio Murilo Alves e Silvania Regina Steil Alves, expresso minha profunda gratidão. Seu apoio incondicional e presença constante foram essenciais para enfrentar os desafios e conquistar cada etapa deste percurso. À minha irmã, Joana Steil Alves, agradeço por sua torcida inabalável e apoio contínuo.

À Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) e aos professores que compartilharam seus conhecimentos durante o curso de pós-graduação, Dr. Alessandro Luiz Batschauer, Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr. Marcello Mezaroba, Dr. Tiago Jackson May Dezuo e Dr. Yales Rômulo de Novaes, expresso minha sincera gratidão. Seus ensinamentos foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho.

Gostaria de expressar meus agradecimentos a Wilian Liston, da Whirlpool, e Roni Roberson Bellei, da Britânia, pelo apoio crucial durante meu mestrado. A flexibilidade concedida em meus horários de trabalho foi fundamental para conciliar as demandas acadêmicas e profissionais. Agradeço pela compreensão e colaboração, que foram essenciais para o sucesso desta jornada.

Um agradecimento especial ao Me. Luan Vinícius Fiorio, Me. Anna Karolina de Souza Baasch, Dr. Felipe Joel Zimann e Me. Rodrigo Heinrich, cujas contribuições, ideias e discussões desempenharam um papel crucial na realização deste trabalho. Eles demonstraram um compromisso incansável em auxiliar e colaborar de todas as formas possíveis.

Gostaria de estender meu agradecimento aos demais familiares, todos os amigos e colegas que, embora não tenham sido mencionados anteriormente, desempenharam um papel igualmente valioso em minha vida, jornada acadêmica e pessoal. Suas palavras de incentivo, apoio e amizade foram inestimáveis e contribuíram para o meu sucesso. Este caminho não teria sido o mesmo sem a presença de cada um de vocês.

Por fim, estendo meus agradecimentos aos meus orientadores, Dr. Tiago Jackson May Dezuo e Dr. Yales Rômulo de Novaes. Sua orientação, apoio e supervisão ao longo desta dissertação foram inestimáveis, capacitando-me a superar os desafios e alcançar o sucesso.

RESUMO

Esta dissertação apresenta o projeto e aplicação do controle chaveado no Retificador *Bridgeless Totem Pole* para correção do fator de potência. A técnica de controle chaveado é uma técnica de controle robusto pela descrição da lei de controle baseada em desigualdades lineares matriciais. A diferença desta técnica em relação às técnicas convencionais é que esta técnica possui a frequência de comutação variável, e desta maneira pode-se obter resultados promissores do ponto de vista de eficiência, uma vez que pode gerar menos perdas de comutação. Além disso, é possível adicionar incertezas ao projeto de modo que o retificador consiga operar em diversas condições, tais como variadas tensões de entrada e potências de saída. O controle chaveado consiste em utilizar uma estrutura de controle em cascata, sendo a malha interna operada pelo controle chaveado, para controlar a corrente do indutor, e a malha externa pelo controlador proporcional integral, para controle da tensão de saída. De modo a obter um comparativo, a técnica de controle chaveado é confrontada com a técnica de controle convencional proporcional integral. São realizados ensaios comparativos do espectro harmônico com a norma e com o controle convencional. Além disso é realizada a verificação da distorção harmônica total, verificação do fator de potência e rendimento. Para verificar o desempenho em transitórios, é aplicado um degrau de carga e na sequência é realizada a variação na tensão de entrada. Todos os ensaios se mostraram positivos, obtendo resultados satisfatórios.

Palavras-chave: Controle chaveado. Retificador *Bridgeless Totem Pole*. Correção do fator de potência. Harmônicos. Rendimento.

ABSTRACT

This master thesis presents the design and application of a switched control in the Bridgeless Totem Pole Rectifier for power factor correction. The switched control technique is a robust control technique by describing the control law based on matrix linear inequalities. The advantage of this technique over conventional techniques is that this technique has a variable frequency, and in this way promising results can be obtained from an efficiency point of view, as it can generate fewer efficiency losses. Furthermore, it is possible to add uncertainties to the design so that the rectifier can operate under different conditions, such as varying input voltage and output power. The switched control technique consists of a cascade control structure, with an internal loop operated by the switching control, to control the inductor current, and an external loop by the proportional–integral controller, to control the output voltage. To obtain a comparison, the switched control technique is confronted with the conventional control technique using a proportional–integral controller. Comparative tests of the harmonic spectrum are carried out with the standard and conventional control. In addition, the total harmonic distortion, power factor and efficiency are checked. To inspect the performance in transients, a load step is applied and also the input voltage is varied. All the tests had successful results.

Keywords: Switched control. Bridgeless Totem Pole Rectifier. Power factor correction. Harmonics. Efficiency.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Exemplo das trajetórias de um sistema chaveado com duas etapas de operação: (a) cruzando a superfície de chaveamento; (b) em modo deslizante. 21
Figura 2 – Retificador *Bridgeless Totem Pole*. 25
Figura 3 – Retificador atuando na Etapa 1. 26
Figura 4 – Retificador atuando na Etapa 2. 27
Figura 5 – Retificador atuando na Etapa 3. 29
Figura 6 – Retificador atuando na Etapa 4. 30
Figura 7 – Retificador atuando na Etapa 5. 31
Figura 8 – Retificador atuando na Etapa 6. 32
Figura 9 – Esquema básico para validação do modelo no *Simulink*. 35
Figura 10 – Comparativo da corrente do modelo e do *Simulink* utilizando o passo de cálculo igual a 1×10^{-6}. 36
Figura 11 – Comparativo da tensão de saída do modelo e do *Simulink* utilizando o passo de cálculo igual a 1×10^{-6}. 37
Figura 12 – Comparativo da corrente do modelo e do *Simulink* utilizando o passo de cálculo igual a 1×10^{-7}. 37
Figura 13 – Comparativo da tensão de saída do modelo e do *Simulink* utilizando o passo de cálculo igual a 1×10^{-7}. 38
Figura 14 – Diagrama do controle chaveado implementado no retificador. 46
Figura 15 – Funcionamento da interrupção. 47
Figura 16 – Frequência de operação com o retificador operando em 85 V. 49
Figura 17 – Razão cíclica com o retificador operando em 85 V. 49
Figura 18 – Frequência de operação com o retificador operando em 127 V. 50
Figura 19 – Razão cíclica com o retificador operando em 127 V. 50
Figura 20 – Frequência de operação com o retificador operando em 220 V. 51
Figura 21 – Razão cíclica com o retificador operando em 220 V. 51
Figura 22 – Protótipo do Retificador *Bridgeless Totem Pole*. 53
Figura 23 – Resultado experimentais em regime permanente a 85 V e 300 W. 54
Figura 24 – Resultado experimentais em regime permanente a 127 V e 300 W. 54
Figura 25 – Resultado experimentais em regime permanente a 220 V e 300 W. 55
Figura 26 – Resultado experimentais em regime permanente a 85 V e 200 W. 55
Figura 27 – Resultado experimentais em regime permanente a 127 V e 200 W. 55
Figura 28 – Resultado experimentais em regime permanente a 220 V e 200 W. 56
Figura 29 – Resultado experimentais em regime permanente a 85 V e 100 W. 56
Figura 30 – Resultado experimentais em regime permanente a 127 V e 100 W. 56
Figura 31 – Resultado experimentais em regime permanente a 220 V e 100 W. 57

Figura 32 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle chaveado a 300 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D. . . 58
Figura 33 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle chaveado a 200 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D. . . 58
Figura 34 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle chaveado a 100 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D. . . 59
Figura 35 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle convencional a 300 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D. . . 60
Figura 36 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle convencional a 200 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D. . . 60
Figura 37 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle convencional a 100 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D. . . 61
Figura 38 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 300 W em 220 V do controle chaveado com o controle convencional. 62
Figura 39 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 300 W em 127 V do controle chaveado com o controle convencional. 62
Figura 40 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 300 W em 85 V do controle chaveado com o controle convencional. 63
Figura 41 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 200 W em 220 V do controle chaveado com o controle convencional. 63
Figura 42 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 200 W em 127 V do controle chaveado com o controle convencional. 64
Figura 43 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 200 W em 85 V do controle chaveado com o controle convencional. 64
Figura 44 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 100 W em 220 V do controle chaveado com o controle convencional. 65
Figura 45 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 100 W em 127 V do controle chaveado com o controle convencional. 65
Figura 46 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 100 W em 85 V do controle chaveado com o controle convencional. 66
Figura 47 – Comparativo da DHT da corrente de entrada do controle chaveado com o controle convencional em 85 V, 127 V e 220 V. 66
Figura 48 – Fator de potência e rendimento a 100 W. 67
Figura 49 – Fator de potência e rendimento a 200 W. 68
Figura 50 – Fator de potência e rendimento a 300 W. 68
Figura 51 – Degrau de carga P_{in} = 100 W $\rightarrow$ P_{in} = 200 W, com v_{in} = 220 V. 69
Figura 52 – Degrau de carga P_{in} = 200 W $\rightarrow$ P_{in} = 100 W, com v_{in} = 220 V. 70
Figura 53 – Variação na tensão de entrada de 127 V para 220 V, em 300 W. 70
Figura 54 – Variação na tensão de entrada de 220 V para 127 V, em 300 W. 71

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do Retificador *Bridgeless Totem Pole*. 44
Tabela 2 – Resumo da média de frequência de comutação. 52
Tabela 3 – Equipamentos para obtenção dos resultados. 53

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	*Digital Signal Processor* - Processador Digital de Sinais
DHT	Distorção Harmônica Total - *Total Harmonic Distortion* (*THD*)
EMI	*Electromagnetic Interference* - Interferência Eletromagnética
FP	Fator de potência
LMI	*Linear Matrix Inequality* - Desigualdade Linear Matricial
MCC	Modo de Condução Contínua
PI	*Proportional–Integral controller* - Controlador proporcional-integral
PWM	*Pulse Width Modulation* - Modulação por Largura de Pulso
PLL	*Phase-Locked Loop* - Malha de Captura de Fase
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
RBTP	Retificador *Bridgeless Totem Pole*

LISTA DE SÍMBOLOS

A_1	Matriz A da equação de estado da etapa de operação 1 do retificador
A_2	Matriz A da equação de estado da etapa de operação 2 do retificador
A_3	Matriz A da equação de estado da etapa de operação 3 do retificador
A_4	Matriz A da equação de estado da etapa de operação 4 do retificador
b	Matriz b da equação de estado
C	Capacitor de saída
D	Razão cíclica
D_1	Diodo em antiparalelo com o interruptor S_1
D_2	Diodo em antiparalelo com o interruptor S_2
D_3	Diodo superior do retificador
D_4	Diodo inferior do retificador
f_c	Frequência de comutação
i_L	Corrente no indutor do retificador
L	Indutor do retificador
m	Número de etapas de operação
$\mathscr{M}$	Conjunto das m etapas de operação
P_i	Matrizes P da função 'max'
Q_i	Matrizes Q da função 'max'
R_C	Resistor de carga
R_L	Resistência do indutor do retificador
$\mathbb{R}$	Conjunto dos números reais
S	Superfície de chaveamento
S_i	Matrizes S da função 'max'
s_1	Interruptor superior do retificador
s_2	Interruptor inferior do retificador
v_{in}	Tensão de entrada do retificador
V_{ref}	Tensão de referência na carga
V_{out}	Tensão instantânea na carga
x	Variáveis de estado
$\dot{x}$	Derivada temporal de x

$\bar{x}$	Referência da variável de estado
t	Tempo
σ	Lei de chaveamento
$\otimes$	Produto de Kronecker
I	Matriz identidade
$\aleph$	Anulador linear

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 16
1.1 OBJETIVOS 18
1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO 18
2 CONTROLE CHAVEADO 19
2.1 SISTEMAS CHAVEADOS 19
2.2 MODOS DESLIZANTES 20
2.3 ESTABILIDADE DE SISTEMAS CHAVEADOS 21
2.4 ESTABILIZAÇÃO DE SISTEMAS CHAVEADOS 22
2.5 CONTROLE DE SISTEMAS CHAVEADOS AFINS 22
2.6 LEI DE CHAVEAMENTO SEGUNDO A FUNÇÃO '*MAX*' 24
2.7 MODELAGEM DO RETIFICADOR EM ESPAÇO DE ESTADOS 25
2.7.1 Etapa de operação 1 26
2.7.2 Etapa de operação 2 27
2.7.3 Etapa de operação 3 28
2.7.4 Etapa de operação 4 29
2.7.5 Etapa de operação 5 30
2.7.6 Etapa de operação 6 32
2.8 VALIDAÇÃO DA MODELAGEM DO RETIFICADOR EM ESPAÇO DE ESTADOS 33
3 PROJETO DO CONTROLE DO RETIFICADOR 39
3.1 PROJETO DO CONTROLE CHAVEADO AO RBTP 39
3.2 CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA 41
4 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE CHAVEADO NO RBTP 44
5 VERIFICAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO E RAZÃO CÍCLICA POR MEIO DE SIMULAÇÃO 48
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 53
6.1 DESEMPENHO EM REGIME PERMANENTE 54
6.2 COMPARATIVO DO ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE DE ENTRADA DO CONTROLE CHAVEADO COM A NORMA 57
6.3 COMPARATIVO DO ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE DE ENTRADA DO CONTROLE CONVENCIONAL COM A NORMA 59
6.4 COMPARAÇÃO ENTRE O CONTROLE CHAVEADO E O CONTROLE CONVENCIONAL 61
6.4.1 Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada entre o controle chaveado e o controle convencional 62

6.4.2 Comparativo da DHT da corrente de entrada entre o controle chaveado e o controle convencional . . . 66
6.4.3 Comparativo do fator de potência e rendimento entre o controle chaveado e o controle convencional . . . 67
6.5 DESEMPENHO EM TRANSITÓRIOS . . . 69
6.5.1 Degrau de carga . . . 69
6.5.2 Variação na tensão de entrada . . . 70
6.6 DISCUSSÕES . . . 71
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . 72
REFERÊNCIAS . . . 74

1 INTRODUÇÃO

De acordo com os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), para unidades consumidoras, cuja alimentação é inferior a 230 kV, o fator de potência deve estar entre 0,92 e 1 indutivo e 1 e 0,92 capacitivo, de acordo com a regulamentação vigente (ANEEL, 2021). Nesse sentido, junto do avanço tecnológico, tem-se visado a melhoria da qualidade de energia elétrica por meio de normas técnicas que exigem determinados requisitos para os sistemas elétricos.

Na eletrônica de potência, um artifício para melhorar a qualidade da energia é a correção do fator de potência. Para os retificadores, uma estratégia para melhorar o fator de potência é a adição de filtros LC, porém tais filtros possuem valores altos de capacitância e geram fontes de corrente não senoidais com alto conteúdo harmônico e comportamento não linear (YANG; CHEN; PAN, 2022) e também tem resposta dinâmica ineficaz e falta de regulação de tensão (POWNIKER; SHELAR, 2016). Por isso, outra estratégia é a correção ativa, artifício que é utilizado em alguns conversores de eletrônica de potência que possuem a capacidade de corrigir o fator de potência, com a estratégia de controle adequada.

Os retificadores de energia têm papel fundamental em aplicações que envolvem o processamento e a conversão da corrente alternada (CA) em corrente contínua (CC). Eles estão presentes em diversos setores, tendo destaque nas indústrias, nos quais podem ser empregados, por exemplo, como estágio de retificação da corrente, anterior ao inversor de frequência que pode assim alterar a velocidade e torque de um motor.

Segundo Bruning (2015), uma possibilidade de utilização de retificador para correção do fator de potência é o Retificador *Bridgeless Totem Pole* (RBTP). De acordo com Mayer et al. (2021), a topologia *Bridgeless Totem Pole* apresenta boa aceitação para novas tecnologias de dispositivos semicondutores, devido ao baixo número de componentes e simplicidade em termos de circuito. Ainda, segundo Fischer (2018), o RBTP possibilita combinar baixo ruído de modo comum e baixas perdas de condução e comutação, caso forem utilizados os semicondutores adequados.

De acordo com Fischer, Rech e Novaes (2020), para que o RBTP tenha boa aceitação em larga escala de produção é necessário que o baixo custo seja um dos seus atrativos. Desta forma, sensores de baixo custo são necessários para conseguir atingir esse requisito. Uma opção seria a utilização de resistor *shunt*, porém a sua utilização não é tão simples pois a entrada CA não está diretamente conectada à referência de saída.

Uma abordagem bastante empregada na indústria para correção do fator de potência no RBTP é o uso do controle por valores médios. Uma aplicação comum é fazer que determinada variável siga sua referência, para atingir determinado objetivo. De modo a obter elevado fator de potência, em conversores de eletrônica de potência busca-se que a corrente do indutor siga uma referência senoidal e que esteja em fase com a tensão de entrada. Além disso, pode-se controlar também a tensão de saída, para que ela fique regulada e, apesar de variações da tensão de entrada,

a tensão de saída consiga se manter estável, trabalhando dentro de uma faixa especificada. A corrente em fase com a tensão de entrada provoca a melhora da qualidade de energia, reduzindo a distorção harmônica total (DHT) (KAR; SENGUPTA, 2016).

O controle por valores médios considera apenas a média dos valores no domínio do tempo para controlar o sistema, simplificando a análise e projeto do sistema de controle, além de possibilitar que a corrente de entrada tenha boa qualidade para uma vasta gama de tensão de entrada e potência de saída do conversor (KAR; SENGUPTA, 2016). Uma das técnicas de modulação adotada é a modulação por largura de pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*). Essa largura de pulso geralmente é definida por meio da comparação da razão cíclica com uma forma de onda no formato triangular ou dente de serra, gerando assim o sinal de *PWM* que é inserido nos interruptores do conversor.

A técnica de controle por valores médios é amplamente adotada devido à sua popularidade na indústria, comprovada por resultados amplamente reconhecidos e estabelecidos em sua aplicação. Tal técnica tem obtido bons resultados do ponto de vista de precisão de controle e capacidade de regulação do conversor, sob diferentes condições de carga, além da facilidade de implementação, seja ela analógica ou digital.

Outra abordagem para controle de conversores estáticos é a técnica de controle chaveado, pela descrição da lei de controle baseada em desigualdades lineares matriciais, também conhecidas por *Linear Matrix Inequalities (LMIs)*. Essa abordagem permite certa facilidade de modelagem uma vez que a modelagem é feita no espaço de estados, com os subsistemas modelados isoladamente, sem a necessidade de linearização. Além disso, quando se trata da aplicação em conversores, o controle chaveado opera na frequência de comutação ideal para determinada condição, sem haver a necessidade de operar numa frequência fixa. Em Leme (2020) é apresentada a extensão da técnica de controle chaveado baseada em desigualdades lineares matriciais, visando a efetividade e o comportamento da técnica aplicada a um conversor em ponte completa, com aplicação experimental.

No projeto do controle chaveado é possível adicionar incertezas que permitam que o conversor irá atuar em diferentes condições, tais como: declarar que o conversor deve operar em determinada faixa de tensão de entrada e determinada faixa de potência de saída. Desta forma, mesmo que o conversor tenha a tensão de entrada alterada por meio de degrau ascendente ou descendente, ou ainda, sofra algum degrau de carga, o controle irá atuar para que a resposta siga sua respectiva referência.

No contexto de retificadores com alto fator de potência que visam elevado rendimento, este trabalho utiliza o protótipo desenvolvido por Fischer (2018) para estudo de uma técnica de controle chaveado aplicada ao Retificador *Bridgeless Totem Pole* de 300 W, desenvolvida para aplicação em refrigeradores domésticos com inversor. Assim sendo, o controle chaveado é aplicado em um retificador com entrada senoidal visando fator de potência unitário, com a regra de chaveamento do tipo '*max*', com a presença de incertezas paramétricas, tais como tensão de entrada e potência de saída e com validação prática. A técnica requer uso de um processador

digital de sinais (*digital signal processor - DSP*) para aplicação no RBTP.

O estudo da aplicação do controle chaveado apresentado nesta dissertação já havia sido iniciado com projeto do controle chaveado aplicado ao RBTP, bem como a parte da simulação por uma equipe anterior. Nesse cenário, a dissertação atual assume a responsabilidade de avançar nessa temática, concentrando-se na implementação prática e fazendo ajustes na parte de controle, para tornar possível sua implementação.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho foi o desenvolvimento de uma técnica de controle chaveado aplicado ao Retificador *Bridgeless Totem Pole*. Os objetivos específicos são destacados abaixo:

- Apresentar a modelagem matemática em espaço de estados do retificador para aplicação da técnica de controle usando as *LMIs*;
- Propor uma metodologia de projeto de lei de controle aplicada ao RBTP;
- Implementar a técnica de controle proposta, apresentando os resultados experimentais que comprovem a eficácia e robustez da técnica estudada.

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho foi dividido em 7 capítulos. O Capítulo 2 é a abordagem do controle chaveado, seus princípios, sistemas chaveados, modos deslizantes, estabilidade e estabilização de sistemas chaveados, controle de sistemas chaveados afins, lei de chaveamento, modelagem do retificador em espaço de estados e por fim a validação da modelagem em espaço de estados. O Capítulo 3 aborda o projeto do controle chaveado, do ponto de vista da malha interna do controle de corrente e também da malha externa (tensão de saída). O Capítulo 4 trata sobre os detalhes de implementação do controle chaveado ao retificador. No Capítulo 5 é realizada a verificação da frequência de comutação do conversor, nas diferentes tensões de entrada e potência de saída. O Capítulo 6 aborda os resultados experimentais da técnica estudada, com diversos ensaios, de modo a verificar o desempenho da mesma. Por último, o Capítulo 7 apresenta a discussão sobre o trabalho como um todo, destacando os principais resultados e ideias de trabalhos futuros.

2 CONTROLE CHAVEADO

Este capítulo apresenta os principais conceitos sobre sistemas chaveados, bem como suas classificações, além disso, apresenta os conceitos essenciais para o entendimento da técnica de controle de sistemas chaveados que será aplicada ao RBTP.

2.1 SISTEMAS CHAVEADOS

Ultimamente os sistemas chaveados têm chamado atenção devido a suas aplicações generalizadas. Os sistemas chaveados são parte dos sistemas híbridos, pois são compostos por grupos de sistemas contínuos no tempo ou discretos comutando o sinal de maneira organizada entre eles (DU et al., 2019).

De acordo com Sun e Ge (2005), os sistemas chaveados possuem números finitos de subsistemas com uma lógica que é associada ao estado ou uma lógica temporal que coordena o chaveamento entre os subsistemas. Por exemplo, as etapas de operação de um conversor aplicados na eletrônica de potência são definidos pela abertura e fechamento dos interruptores nos conversores.

Segundo Liberzon (2012), os sistemas chaveados podem ser classificados por:

- Dependência do estado, no qual pode-se citar o exemplo de troca de marcha de um veículo, pois dependendo da informação da velocidade que o veículo se encontra, a informação do estado (velocidade) seleciona o subsistema (marcha) mais apropriada para entrar em ação;

- Dependência do tempo, nesse caso são sistemas que dependem do tempo para selecionar dado subsistema, como exemplo pode-se citar conversores utilizando um circuito de *PWM* para determinar qual o tempo de permanência em cada etapa de operação;

- Sistemas de chaveamento autônomo: sistemas que não possuem a possibilidade de escolha sobre qual subsistema será ativado naquele momento;

- Sistemas de controle chaveado: são sistemas que o subsistema pode ser selecionado para atingir dado objetivo, por exemplo uma sala com ar condicionado ligado, pode ligar ou não o compressor para atingir a temperatura definida.

De acordo com Scharlau (2013), um sistema chaveado pode ser considerado como linear, afim ou não linear, de acordo com as características dos subsistemas que o compõem. Um grande desafio para estabilização dos sistemas chaveados afins é a presença de um termo constante que é geralmente obtido de um modo deslizante e rege o equilíbrio estável na origem do sistema. Matematicamente, um sistema chaveado pode ser representado por equação diferencial da forma apresentada na sequência.

$$\dot{x}(t) = f_\sigma(x(t)) \tag{1}$$

na qual $\{f_p : p \in \mathscr{M}\}$ é uma família de funções suficientemente regulares de $\mathbb{R}^n$ para $\mathbb{R}^n$, sendo $\mathscr{M} := \{1,2,3,...,m\}$ um conjunto de índices finitos e $\sigma : [0,\infty] \to \mathscr{M}$ uma função constante por partes, conhecida por sinal de chaveamento, dado que m o número total de etapas de operação.

Para que um sistema chaveado seja linear, todos os subsistemas devem ser lineares, assim pode ser representado da seguinte maneira:

$$\dot{x}(t) = A_\sigma(x(t)), \tag{2}$$

no entanto, quando o sistema é composto de ao menos um subsistema afim, ele é denominado sistema chaveado afim e é descrito conforme segue:

$$\dot{x}(t) = A_\sigma(x(t)) + b_\sigma. \tag{3}$$

A não linearidade dos sistemas chaveados faz com que o projeto de controle desses sistemas precise ser tratado com atenção. Muitas vezes, sistemas chaveados são linearizados, porém isso acaba fazendo com que algumas informações importantes sobre o sistema sejam perdidas, impactando assim no desempenho deles.

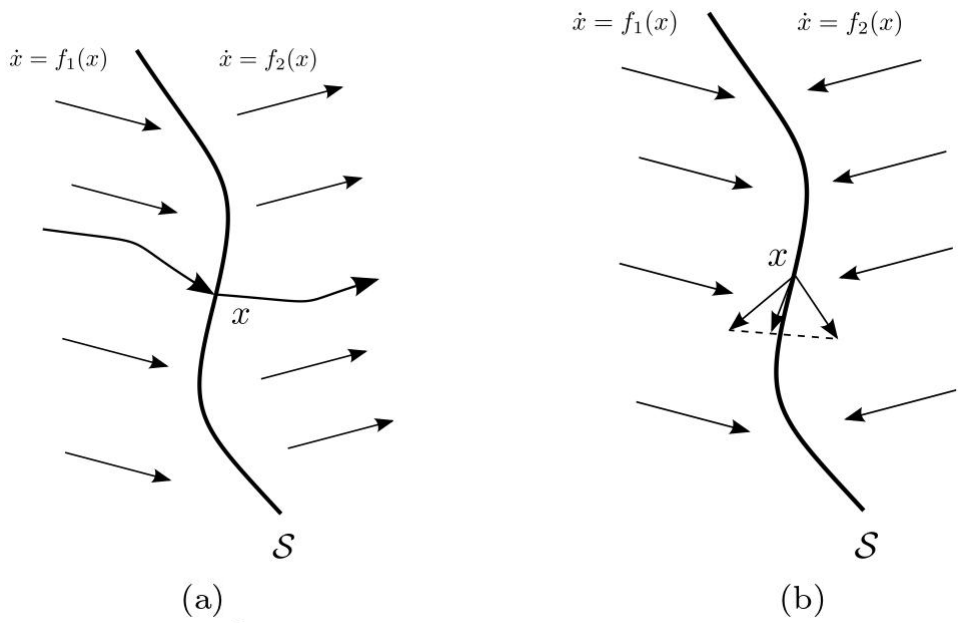
2.2 MODOS DESLIZANTES

Segundo Scharlau (2013), o modo deslizante é caracterizado pela constante comutação entre dois subsistemas, que na prática não é desejável pois corresponde à frequência de chaveamento alta. A limitação da frequência de chaveamento é um ponto importante envolvendo o controle de sistemas chaveados, pois chaveamentos em alta frequência podem causar aumento de perdas de comutação, levando a sobreaquecimento nos dispositivos e eventuais queimas. No caso da aplicação da técnica de controle chaveado em conversores de eletrônica de potência, a tecnologia que deve ser empregada nos interruptores para comutação em alta frequência pode elevar o custo.

Os modos deslizantes são capazes de alterar as dinâmicas dos sistemas não lineares. A Figura 1 exemplifica o funcionamento dos modos deslizantes, no qual é possível observar que no caso (a) a trajetória contínua atinge a superfície S, atravessa, e segue seu caminho para o outro lado. Já no caso (b) da mesma figura, nota-se que a resultante dos dois estados caminha tangente a superfície, os campos apontam ambos em direção à superfície S, fazendo com que a trajetória não consiga mais sair desta região e, desta maneira, siga sempre sobre a superfície S.

Segundo Filippov (2013), no modo deslizante o campo vetorial que define sua dinâmica deve ser tangente à sua superfície de chaveamento. Isso pode ser feito por meio da combinação convexa dos campos vetoriais dos subsistemas em cada ponto da trajetória sobre a superfície.

Figura 1 – Exemplo das trajetórias de um sistema chaveado com duas etapas de operação: (a) cruzando a superfície de chaveamento; (b) em modo deslizante.



Fonte: Adaptado de Liberzon (2012).

Na parte (b) da Figura 1, o campo vetorial tangente pode ser representado por:

$$f_\theta := \theta(x)f_1(x) + (1-\theta(x))f_2(x), \quad \theta(x) \in [0,1], \tag{4}$$

no qual $\theta(x)$ é a combinação convexa que pode ser obtida por meio de projeções ortogonais. Para simplificar a representação da dinâmica do sistema chaveado, de acordo com Dezuo (2014), é possível representar pela equação diferencial da seguinte maneira:

$$\dot{x}(t) = f_\theta(x). \tag{5}$$

2.3 ESTABILIDADE DE SISTEMAS CHAVEADOS

Quando se trata de estabilidade de sistemas chaveados é importante se atentar ao fato de que mesmo que todos os subsistemas sejam exponencialmente estáveis, o sistema chaveado pode apresentar trajetória divergente para determinados sinais de comutação. Ao mesmo tempo, subsistemas instáveis podem resultar em chaveamento exponencialmente estável (SCHARLAU, 2013).

Ainda, de acordo com Scharlau (2013), é possível dividir o estudo da estabilidade de sistemas chaveados em duas partes, sendo elas: (a) estabilidade sob condição de chaveamento arbitrário: nesse caso são determinadas em quais condições um sistema chaveado apresenta estabilidade levando em consideração que não existem informações prévias sobre o sinal de chaveamento e o mesmo não possui restrições; (b) estabilidade de sistemas chaveados sob comutação

com restrições: nesse caso a análise de estabilidade considera que o sinal de chaveamento possui restrições, por meio desta análise é possível determinar quais restrições devem ser incluídas no sinal de chaveamento para garantir a estabilidade.

2.4 ESTABILIZAÇÃO DE SISTEMAS CHAVEADOS

Para que exista estabilidade dos sistemas chaveados, é necessário que pelo menos um dos subsistemas seja estável, assim, basta manter ativa a etapa cujo subsistema é estável. Porém, quando nenhum dos subsistemas for estável, será necessário projetar uma lei de chaveamento que defina a estabilidade do sistema chaveado (SCHARLAU, 2013).

Com o uso de uma lei de controle predominantemente quadrática de Lyapunov é possível se atingir a estabilidade para o sistema, quando houver a combinação convexa estável entre os modos dinâmicos.

Encontrar a solução da combinação convexa dinâmica que atenda aos requisitos de estabilidade é caracterizado por *NP-hard*, que é um problema de complexidade computacional elevada (SKAFIDAS et al., 1999). A utilização de uma função quadrática comum de Lyapunov representa uma abordagem conservadora, pois existem sistemas que apresentam estabilidade sem possuírem uma função quadrática comum de Lyapunov (SCHARLAU, 2013).

Para solucionar o problema do conservadorismo, seria possível utilizar múltiplas funções de Lyapunov para cada etapa de operação, para projetar uma lei de chaveamento que visa estabilizar o sistema chaveado. Nesse sentido é possível pensar em uma lei na qual a etapa que contém mais energia deve ser escolhida para entrar em operação, para que a sua energia seja dissipada no sistema, estabilizando assim o sistema. Existem duas opções para julgamento das decisões da lei de controle, podendo ser baseada na função '*max*' ou na função '*min*', sendo que este trabalho seguirá pelo caminho da função '*max*'.

2.5 CONTROLE DE SISTEMAS CHAVEADOS AFINS

Para compreender a representação das dinâmicas dos conversores em eletrônica de potência em espaço de estados, nesta seção será apresentada a representação dos sistemas chaveados afins, que será utilizada nas próximas seções.

Considerando o sistema chaveado composto por m subsistemas afins:

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + b_i \ , \quad i \in \mathscr{M} . \tag{6}$$

De acordo com a Equação (6), $x(t) \in \mathbb{R}^n$ representa os estados do sistema, que são assumidos que podem ser medidos. As matrizes A_i e b_i são as matrizes da dinâmica dos subsistemas, são reais e de dimensões compatíveis. No caso de conversores de eletrônica de potência é a representação matemática da física que ocorre no conversor, para cada etapa de operação.

Segundo Dezuo (2014), o objetivo é projetar uma lei de chaveamento que assintoticamente leva o estado do sistema a atingir o equilíbrio constante $\overline{x}$. Isso pode ser atingido forçando o $\overline{x}$ a estar no ponto de equilíbrio estável assintótico global na malha fechada.

Fornecendo o ponto de equilíbrio constante $\overline{x}$, pode-se fazer com que o erro em regime seja zero:

$$\lim_{t\to\infty} x(t) = \overline{x}. \tag{7}$$

Sendo o erro nulo em regime permanente, então:

$$\lim_{t\to\infty} e(t) = 0. \tag{8}$$

Sabendo que o erro ($e(t)$) é a diferença entre o estado medido ($x(t)$) e a referência ($\overline{x}$), então derivando em relação ao tempo tem-se:

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t), \tag{9}$$

$$\dot{e}(t) = A_i x(t) + b_i, \tag{10}$$

e sendo $x(t) = e(t) + \overline{x}$ (manipulado algebricamente), é possível reescrever a Equação (10) da seguinte forma:

$$\dot{e}(t) = A_i(e(t) + \overline{x}) + b_i. \tag{11}$$

Então, tem-se que:

$$\dot{e}(t) = A_i e(t) + A_i\overline{x} + b_i, \quad \text{sendo } A_i\overline{x} + b_i =: \ k_i, \tag{12}$$

desta forma, de acordo com a teoria de Filippov (1988), é possível representar o somatório dos campos vetoriais de todos os subsistemas como combinação convexa de cada subsistema. Por exemplo, para um conversor com duas etapas de operação, a dinâmica do erro pode ser representada por $\dot{e}(t) = \theta_1(A_1 e(t) + k_1) + \theta_2(A_2 e(t) + k_2)$ com $\theta_1 \in [0,1]$ e $\theta_2 = 1 - \theta_1$. Assim:

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^{m} \theta_i(e)(A_i e(t) + k_i), \quad \theta_i(e) \in \Theta, \tag{13}$$

no qual:

$$\Theta := \left\{ \theta_i : 0 \leq \theta_i \leq 1, \sum_{i=1}^{m} \theta_i = 1 \right\}. \tag{14}$$

Fazendo com que o sistema tenda ao ponto de equilíbrio, no qual o erro é nulo. A sua derivada em relação ao tempo é nula por estar na condição de regime permanente. Da Equação (13), obtém-se:

$$\sum_{i=1}^{m} \overline{\theta}_i k_i = 0, \quad i \in \mathscr{M} = \{1,2,3,...,m\}, \tag{15}$$

e também

$$\sum_{i=1}^{m} \overline{\theta_i} = 1, \quad \overline{\theta_i} \geq 0. \tag{16}$$

2.6 LEI DE CHAVEAMENTO SEGUNDO A FUNÇÃO '*MAX*'

Nesta dissertação será estudada a lei de chaveamento obtida por meio da função '*max*' na forma:

$$\sigma(e(t)) := \arg\max_{i \in \mathscr{M}} \{v_i(e(t))\}, \tag{17}$$

no qual $v_i(e(t)),\ i \in \mathscr{M}$ são funções auxiliares associadas aos subsistemas de (10). Nesse sentido, $\sigma(e(t))$ é a etapa que estará ativa em determinado momento e arg max é responsável por retornar o argumento i da etapa de máxima $v_i(e(t))$ para o ponto $e(t)$ do erro do instante t atual. Essa lei de chaveamento pode ser interpretada como a escolha para ativar a etapa de operação com a maior "energia", de forma que a energia dessa etapa seja dissipada primeiro, seguido por uma sucessão similar para todas as outros etapas, até que a energia de todas as etapas seja dissipada, resultando no ponto de equilíbrio.

A metodologia de função '*max*' foi abordada em Trofino et al. (2011) que é baseada na teoria de Lyapunov, e que garante condições globais assintóticas de estabilidade do sistema chaveado dos subsistemas afins. De acordo com Scharlau (2013) o uso da função '*max*' adiciona flexibilidade à análise de estabilidade visto que as funções v_i não precisarão ser funções positivas, o que não ocorre por exemplo com o uso das funções '*min*'.

As funções auxiliares apresentadas em Trofino et al. (2011) são funções de Lyapunov para sistemas chaveados e são apresentadas da seguinte maneira:

$$v_i(e(t)) = e(t)'P_i e(t) + 2e(t)'S_i, \quad i \in \mathscr{M} = \{1,2,3,...,m\}, \tag{18}$$

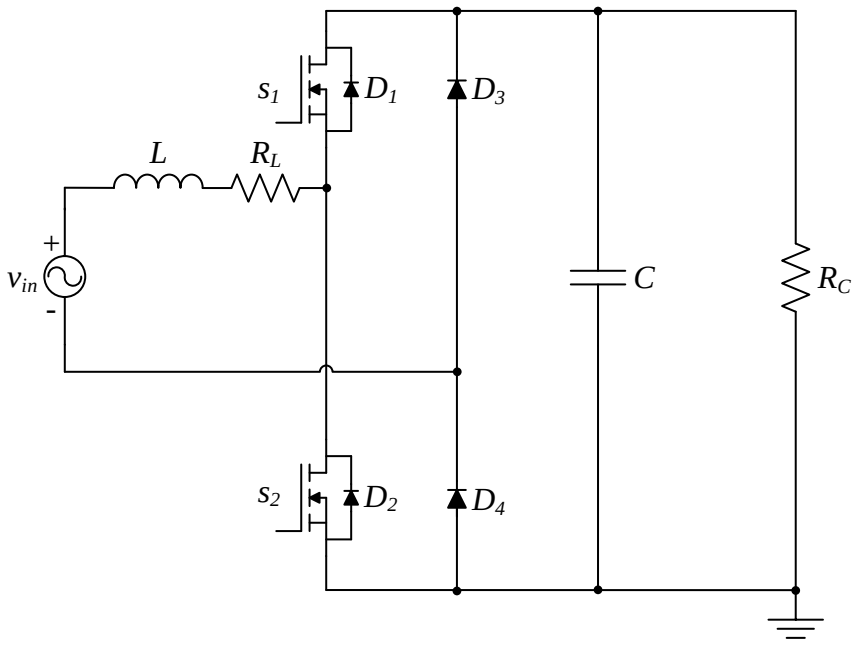
nas quais P_i e S_i são matrizes que são encontradas após a resolução das *LMIs*. A ideia por trás de v_i é conseguir calcular o valor dessas funções de cada subsistema, fazendo com que a função que esteja com mais energia seja acionada, por meio da combinação dos interruptores do conversor, de modo que ela seja dissipada ao sistema, assim levando o sistema ao ponto de equilíbrio de forma assintótica.

Como exemplo prático pode-se comentar sobre os conversores de eletrônica de potência que possuem duas etapas de operação. A verificação da energia poderia levar a abertura ou fechamento do interruptor, para que assim seja atingida a referência e erro nulo em regime permanente.

2.7 MODELAGEM DO RETIFICADOR EM ESPAÇO DE ESTADOS

De modo a consolidar a teoria desenvolvida nesse trabalho, o retificador foco deste trabalho será modelado em espaço de estados, para que posteriormente seja possível aplicar as técnicas de controle sobre ele. A técnica de controle será aplicada com o retificador operando no modo de condução contínua (MCC). O retificador que será utilizado para aplicação do controle chaveado é o *Bridgeless Totem Pole* e sua topologia pode ser observada na Figura 2.

Figura 2 – Retificador *Bridgeless Totem Pole*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

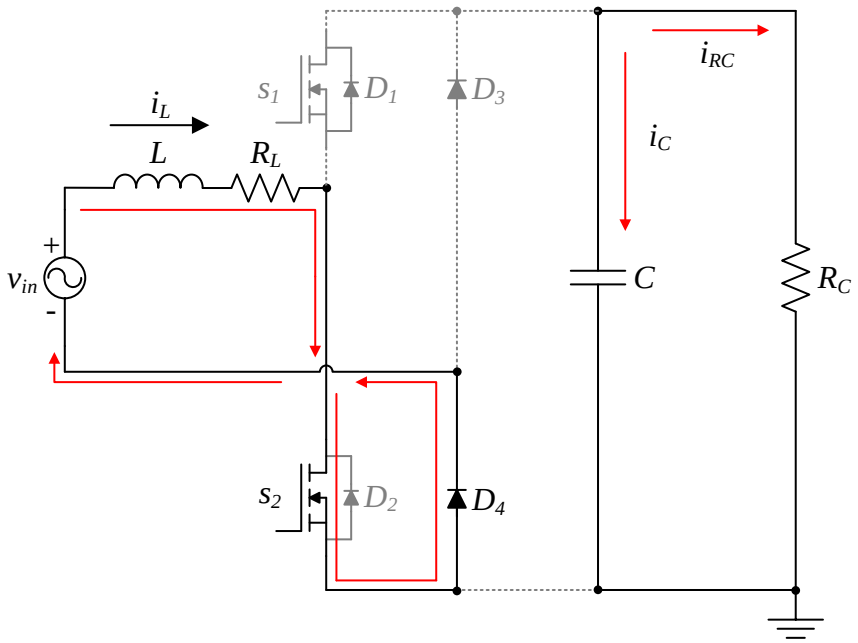
Por meio da Figura 2 é possível observar que o retificador possui um indutor, dois interruptores e dois diodos. Assim sendo, pode-se considerar que ao todo são quatro etapas de operação, duas para quando a tensão está no semiciclo positivo e outras duas para quando a tensão está no semiciclo negativo.

O conversor RBTP tem sido proposto como uma abordagem para aumentar a densidade de potência, reduzir as perdas de comutação e elevar o rendimento das topologias convencionais com correção do fator de potência que utilizam ponte de diodos na entrada (KOH; KO; CHOI, 2023).

2.7.1 Etapa de operação 1

Nessa primeira etapa a corrente i_L é maior que zero, e o interruptor 2 (s_2) está comandado a conduzir, e consequentemente o diodo 4 (D_4) está em condução. O caminho que a corrente percorre no circuito pode ser observado por meio da Figura 3.

Figura 3 – Retificador atuando na Etapa 1.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Para essa etapa de operação, aplicando a lei de Kirchhoff, são obtidas as seguintes equações:

$$v_L + v_{R_L} = v_{in}(t), \tag{19}$$

$$L\frac{di_L(t)}{dt} + R_L i_L(t) = v_{in}(t), \tag{20}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L(t) + \frac{1}{L} v_{in}(t), \tag{21}$$

$$0 = i_C + i_{R_C}, \tag{22}$$

$$0 = C\frac{dv_c(t)}{dt} + \frac{v_c(t)}{R_C}, \tag{23}$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = -\frac{1}{R_C C} v_c(t). \tag{24}$$

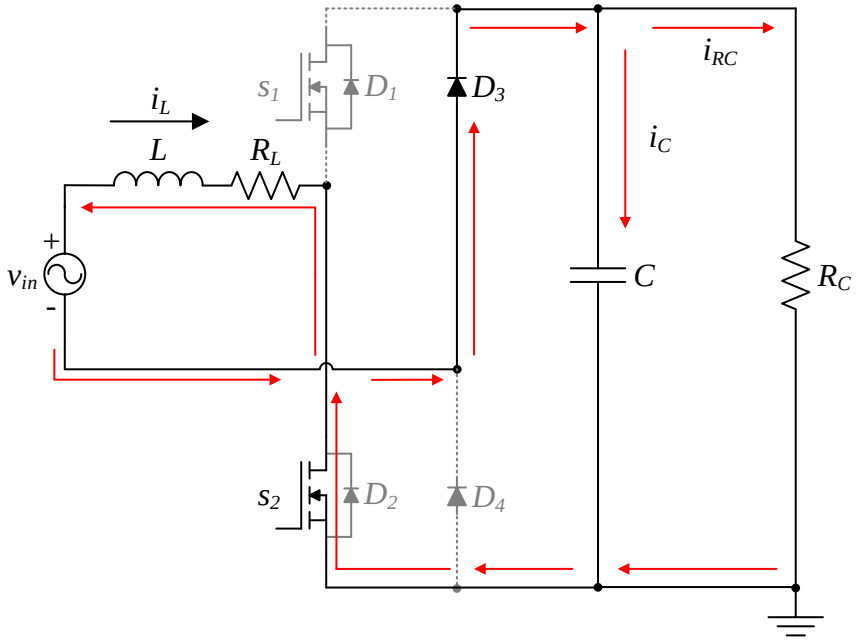
Assim, as equações (21) e (24) são agrupadas no formato de espaço de estados, conforme segue, obtendo (25).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L/L & 0 \\ 0 & -1/(R_C C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{in}(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{25}$$

2.7.2 Etapa de operação 2

Na segunda etapa a corrente i_L é menor do que zero, o interruptor 2 (s_2) está comandado a conduzir, e consequentemente o diodo 3 (D_3) está em condução. O caminho que a corrente percorre no circuito pode ser observado na Figura 4.

Figura 4 – Retificador atuando na Etapa 2.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

No que diz respeito a essa etapa de operação, as equações a seguir são relevantes:

$$v_L + v_{R_L} = v_{in}(t) + v_c(t), \tag{26}$$

$$L\frac{di_L(t)}{dt} + R_L i_L(t) = v_{in}(t) + v_c(t), \tag{27}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_L(t) + \frac{1}{L}v_c(t) + \frac{1}{L}v_{in}(t), \tag{28}$$

$$-i_L(t) = i_C + i_{R_C}, \tag{29}$$

$$-i_L(t) = C\frac{dv_c(t)}{dt} + \frac{v_c(t)}{R_C}, \tag{30}$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = -\frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{R_C C}v_c(t). \tag{31}$$

Por meio das equações (28) e (31) agrupadas, o formato de espaço de estados é obtido, conforme segue em (32).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L/L & 1/L \\ -1/C & -1/(R_C C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{in}(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{32}$$

2.7.3 Etapa de operação 3

Na terceira etapa a corrente i_L é maior do que zero, o interruptor 1 (s_1) está comandado a conduzir, e consequentemente o diodo 4 (D_4) está em condução. O caminho que a corrente percorre no circuito pode ser observado por meio da Figura 5.

Nesta etapa de operação, as seguintes equações se aplicam:

$$v_{R_L} + v_L + v_c(t) = v_{in}(t), \tag{33}$$

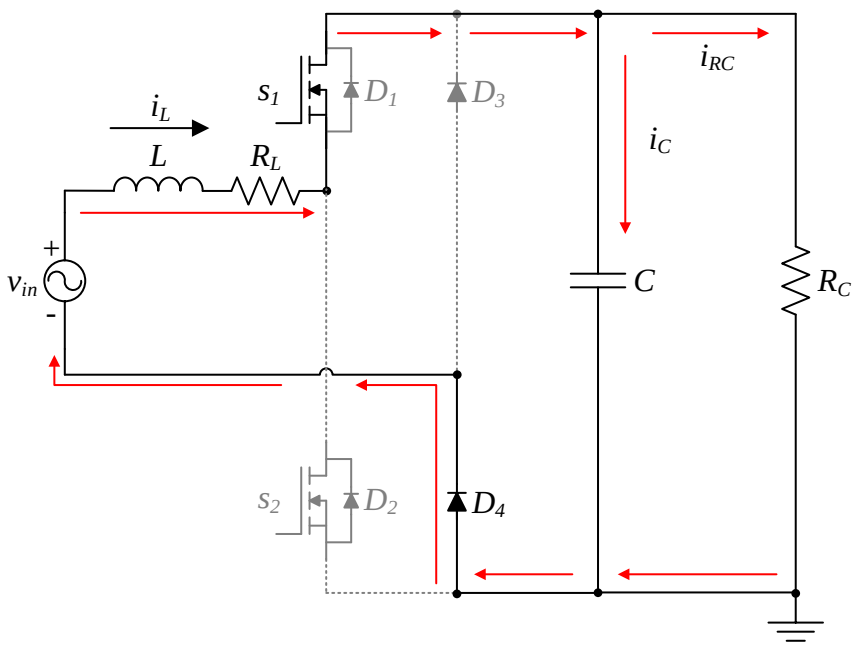
$$R_L i_l(t) + L\frac{di_L(t)}{dt} + v_c(t) = v_{in}(t), \tag{34}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_L(t) - \frac{1}{L}v_c(t) + \frac{1}{L}v_{in}(t), \tag{35}$$

$$i_L(t) = i_C + i_{R_C}, \tag{36}$$

$$i_L(t) = C\frac{dv_c(t)}{dt} + \frac{v_c(t)}{R_C}, \tag{37}$$

Figura 5 – Retificador atuando na Etapa 3.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{R_C C} v_c(t). \tag{38}$$

Com as equações (35) e (38) agrupadas, é possível obter o formato de espaço de estados, conforme segue em (39).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/(R_C C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{in}(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{39}$$

2.7.4 Etapa de operação 4

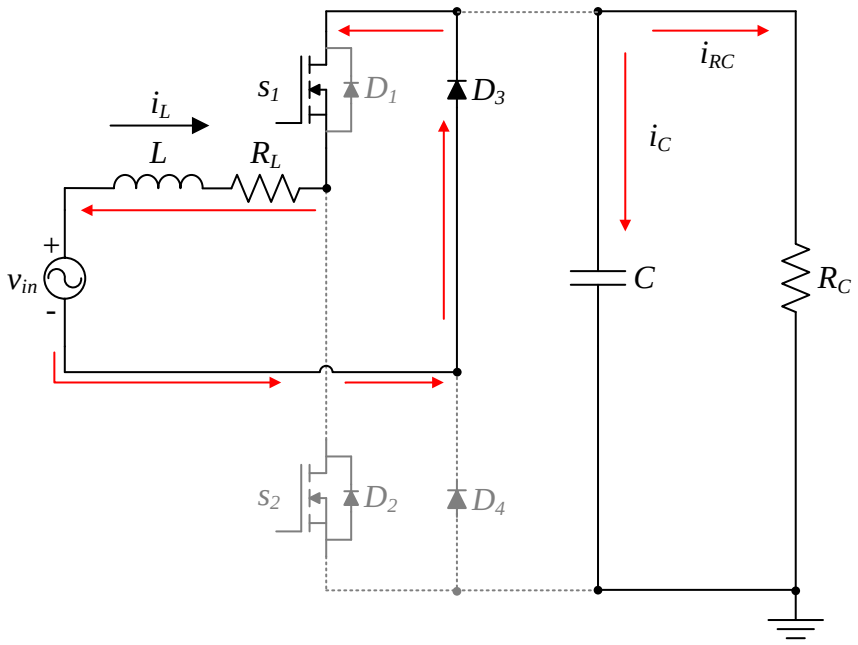
Na quarta etapa a corrente i_L é menor que zero, e o interruptor 1 (s_1) está comandado a conduzir, e consequentemente o diodo 3 (D_3) está em condução. O caminho que a corrente percorre no circuito pode ser visualizado por meio da Figura 6.

Para o funcionamento dessa etapa, é possível utilizar as equações abaixo:

$$v_{R_L} + v_L = v_{in}(t), \tag{40}$$

$$R_L i_L(t) + L\frac{di_L(t)}{dt} = v_{in}(t), \tag{41}$$

Figura 6 – Retificador atuando na Etapa 4.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L(t) + \frac{1}{L} v_{in}(t), \tag{42}$$

$$0 = i_C + i_{R_C}, \tag{43}$$

$$0 = C\frac{dv_c(t)}{dt} + \frac{v_c(t)}{R_C}, \tag{44}$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = -\frac{1}{R_C C} v_c(t). \tag{45}$$

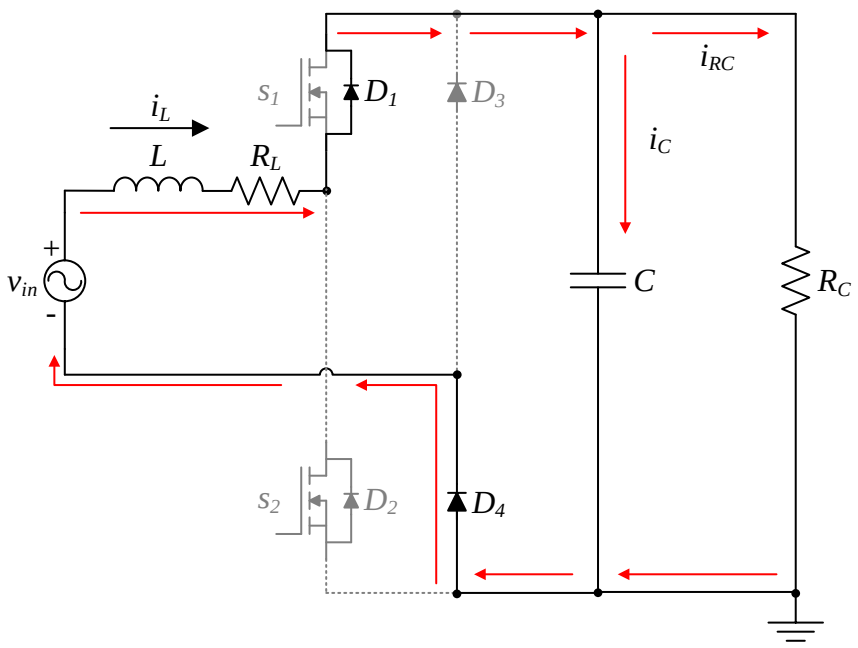
Logo, as equações (42) e (45) são reunidas no formato de espaço de estados, levando a (46).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L/L & 0 \\ 0 & -1/(R_C C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{in}(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{46}$$

2.7.5 Etapa de operação 5

Na quinta etapa a corrente i_L é maior do que zero, nenhum dos interruptores está comandado a conduzir, e consequentemente os diodos 1 (D_1) e 4 (D_4) estão em condução. O caminho que a corrente percorre no circuito pode ser observado na Figura 7.

Figura 7 – Retificador atuando na Etapa 5.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Para esta etapa de operação, as equações a seguir são aplicáveis:

$$v_{R_L} + v_L + v_c(t) = v_{in}(t), \tag{47}$$

$$R_L i_L(t) + L\frac{di_L(t)}{dt} + v_c(t) = v_{in}(t), \tag{48}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_L}{L}i_L(t) - \frac{1}{L}v_c(t) + \frac{1}{L}v_{in}(t), \tag{49}$$

$$i_L(t) = i_C + i_{R_C}, \tag{50}$$

$$i_L(t) = C\frac{dv_c(t)}{dt} + \frac{v_c(t)}{R_C}, \tag{51}$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{R_C C}v_c(t). \tag{52}$$

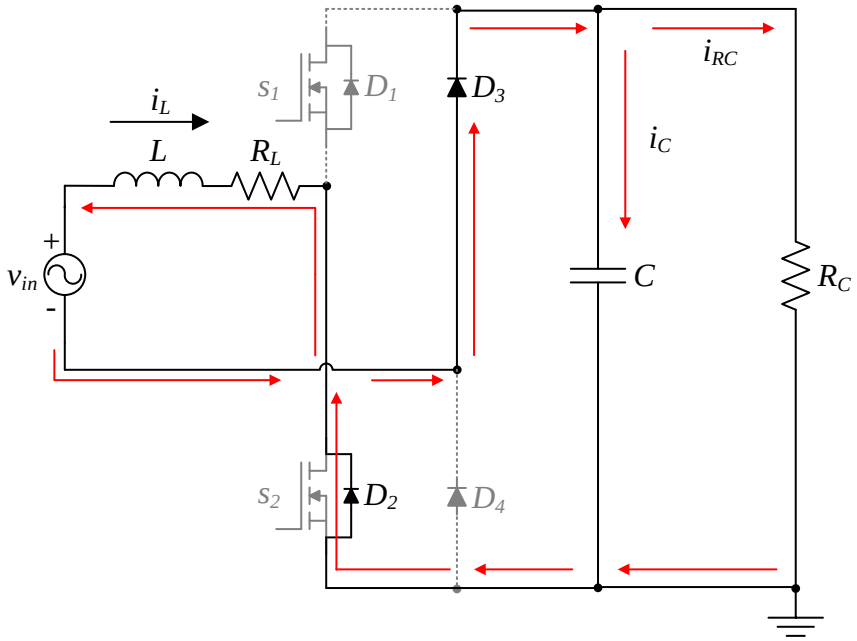
Dessa forma, as equações (49) e (52) são consolidadas no formato de espaço de estados, resultando em (53).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/(R_C C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{in}(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{53}$$

2.7.6 Etapa de operação 6

Na sexta etapa a corrente i_L é menor do que zero, nenhum dos interruptores está comandado a conduzir, e consequentemente os diodos 2 (D_2) e 3 (D_3) estão em condução. O caminho que a corrente percorre no circuito pode ser observado por meio da Figura 8.

Figura 8 – Retificador atuando na Etapa 6.



Fonte: Elaborado pelo autor (2022).

Nessa etapa de operação, as equações seguintes estão em vigor:

$$v_{R_L} + v_L = v_c(t) + v_{in}(t), \tag{54}$$

$$R_L i_L(t) + L\frac{di_L(t)}{dt} = v_c(t) + v_{in}(t), \tag{55}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L(t) + \frac{1}{L} v_c(t) + \frac{1}{L} v_{in}(t), \tag{56}$$

$$-i_L(t) = i_C + i_{R_C}, \tag{57}$$

$$-i_L(t) = C\frac{dv_c(t)}{dt} + \frac{v_c(t)}{R_C}, \tag{58}$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = -\frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{R_C C}v_c(t). \tag{59}$$

Assim, ocorre a reunião das equações (56) e (59) no formato de espaço de estados, com o resultado apresentado em (60).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L/L & 1/L \\ -1/C & -1/(R_C C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{in}(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{60}$$

Do ponto de vista de equacionamento e respectivamente das matrizes, a etapa de operação 2 é análoga à etapa de operação 6, assim como a etapa de operação 3 é análoga à etapa de operação 5. Isso ocorre pois, em ambos os casos, o caminho que a corrente percorre é idêntico, mudando apenas do canal interno do interruptor para o canal do diodo, mantendo o mesmo sentido da corrente.

Com base nesta consideração, é possível simplificar o número de etapas de operação para 4 etapas distintas, desprezando as etapas 5 e 6. Assim, tem-se as seguintes matrizes para o RBTP:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -R_L/L & 0 \\ 0 & -1/(R_C C) \end{bmatrix}, \; A_2 = \begin{bmatrix} -R_L/L & 1/L \\ -1/C & -1/(R_C C) \end{bmatrix}, \tag{61}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -R_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/(R_C C) \end{bmatrix}, \; A_4 = \begin{bmatrix} -R_L/L & 0 \\ 0 & -1/(R_C C) \end{bmatrix}, \tag{62}$$

$$b = \begin{bmatrix} \frac{v_{in}(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{63}$$

2.8 VALIDAÇÃO DA MODELAGEM DO RETIFICADOR EM ESPAÇO DE ESTADOS

Antes de seguir adiante com o projeto do controle chaveado aplicado ao Retificador *Bridgeless Totem Pole*, faz-se necessária a validação do modelo encontrado.

A razão de se fazer essa validação é pautada no fato de que as 4 etapas de operação encontradas na seção anterior não podem ser escolhidas arbitrariamente por uma lei de chaveamento implementada no controlador. O RBTP consiste em um sistema onde parte dele é chaveamento autônomo e a outra parte é chaveamento controlado, conforme as definições apresentadas na Seção 2.1. Para o RBTP, o chaveamento controlado pode ser alterado pelo controle de condução das chaves e a outra parte autônoma é devido às alterações de dinâmica devido ao estado de condução dos diodos. Assim sendo, o objetivo desta seção é a identificação da lei de chaveamento natural que define o estado da condução dos diodos. A dissertação atual é uma extensão dos

trabalhos realizados por Trofino et al. (2011), Scharlau (2013) e Dezuo (2014), onde não foram considerados os sistemas onde parte do chaveamento ocorre de forma autônoma.

A forma encontrada para validar o modelo encontrado foi comparar a resposta do modelo com a resposta do simulador já consolidado, que nesse caso foi utilizado o *Simulink*. O esquema de montagem para verificação da validação do modelo pode ser visto por meio da Figura 9.

Na Figura 9 é possível entender o funcionamento do esquema para validação do modelo. Na parte esquerda da figura é feita a avaliação se a corrente no indutor é positiva ou negativa e ainda qual o sinal de *Gate* dos interruptores.

Como variáveis de entrada para o modelo tem-se: tensão de entrada, comando dos interruptores e corrente do indutor que é gerada pelo próprio modelo. Com base nisso, o modelo devolve como saída a corrente do indutor e a tensão de saída.

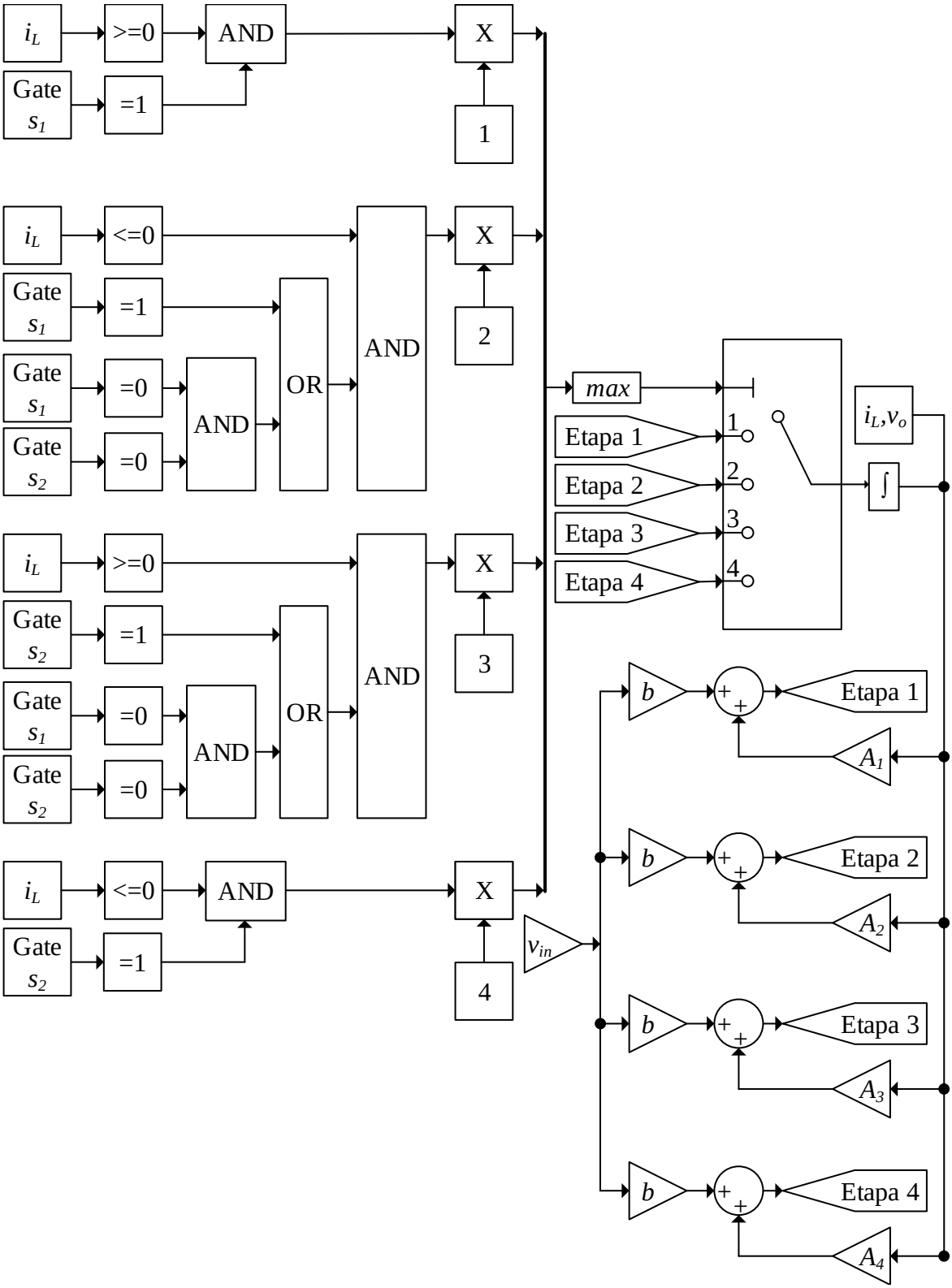
A explicação da ativação de cada etapa de operação é realizada conforme segue:

- Para ativar a etapa 1 é necessário que a corrente do indutor seja positiva e o comando do interruptor 1 esteja ativo;
- A etapa de operação 2 é ativada de duas maneiras distintas, são elas: se a corrente for negativa e o sinal que vai para o interruptor 1 estiver ativo; ou se ambos os interruptores estiverem sem os sinais de comando e a corrente que passa no indutor for negativa. Esse caso serve para o momento em que nenhum interruptor está comandado, isso ocorre no *tempo morto*, evitando curto-circuito de braço do retificador. Nesse caso a corrente passa pelo canal do diodo que está em antiparalelo com o interruptor;
- A etapa 3 é ativada quando a corrente no indutor for positiva e o comando do interruptor 2 está ativo; ou ainda, se nenhum dos comandos dos interruptores estiver ativo e a corrente do indutor for positiva, pelo mesmo motivo supracitado na etapa anterior;
- A etapa 4 é ativada de maneira semelhante à etapa 1, no qual nesse caso a corrente do indutor deve ser negativa e o comando do interruptor 2 deve estar ativo.

O último estágio antes de chegar ao multiplexador é a multiplicação pelos números que representam as etapas de operação. Todos os sinais chegam em um multiplexador, mas somente um dos casos será ativo e consequentemente terá um resultado não nulo. Após o multiplexador, o bloco *max* foi adicionado de modo a garantir que dentre todos os valores, somente a etapa ativa será escolhida (valor não nulo).

Tendo conhecimento de qual etapa está ativa, então a chave multi portas seleciona qual a etapa ativa para aquela situação, nesse ponto tem-se o valor instantâneo da derivada dos estados e então após passar por um integrador, obtém-se o valor dos estados, que então são multiplicados pelas matrizes A_i, que somado à matriz b multiplicada pela tensão de entrada, gera os valores para as respectivas etapas ativas.

Figura 9 – Esquema básico para validação do modelo no *Simulink*.

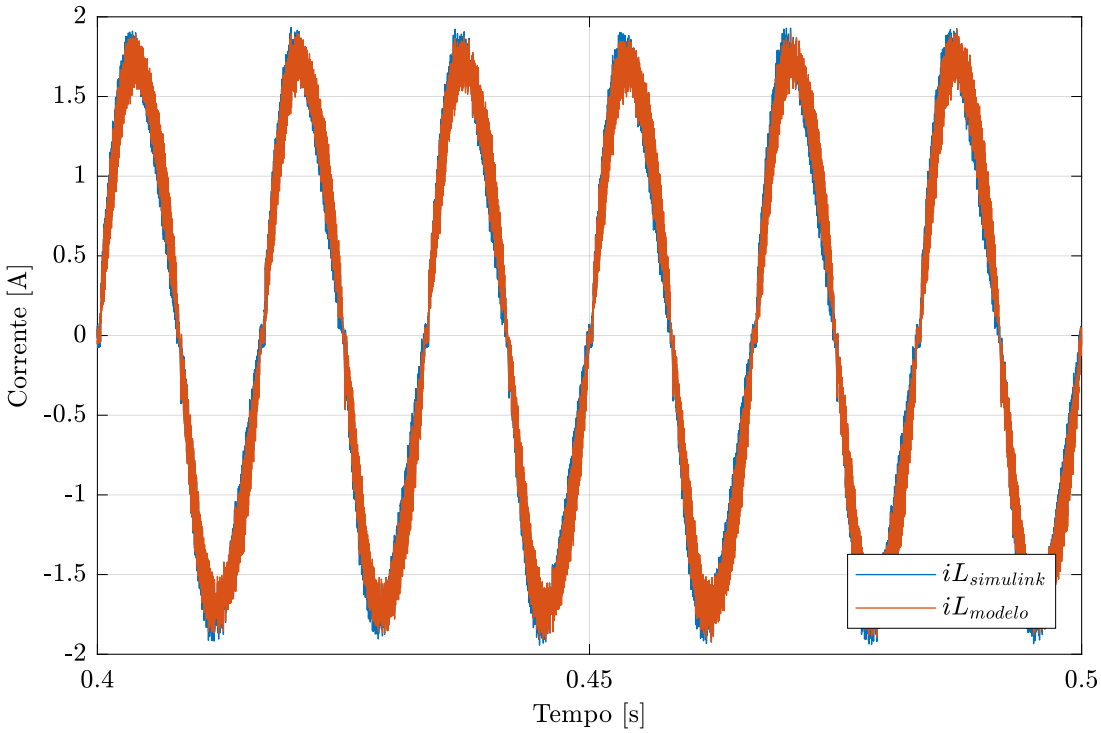


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Uma estrutura similar pode ser observada no trabalho de Dezuo (2014), no qual apresenta um esquema para sistema de chaveamento com *m* diferentes subsistemas e é baseado em uma lei de chaveamento que força o sistema a operar em um modo particular.

Para demonstrar a validação do modelo foi realizada uma simulação no *Simulink*, com os componentes do retificador de modo a simular o circuito usando o pacote *Simscape*. O modelo matemático também foi implementado no mesmo ambiente do *Simulink* e os resultados comparativos podem ser evidenciados nas Figuras 10 e 11.

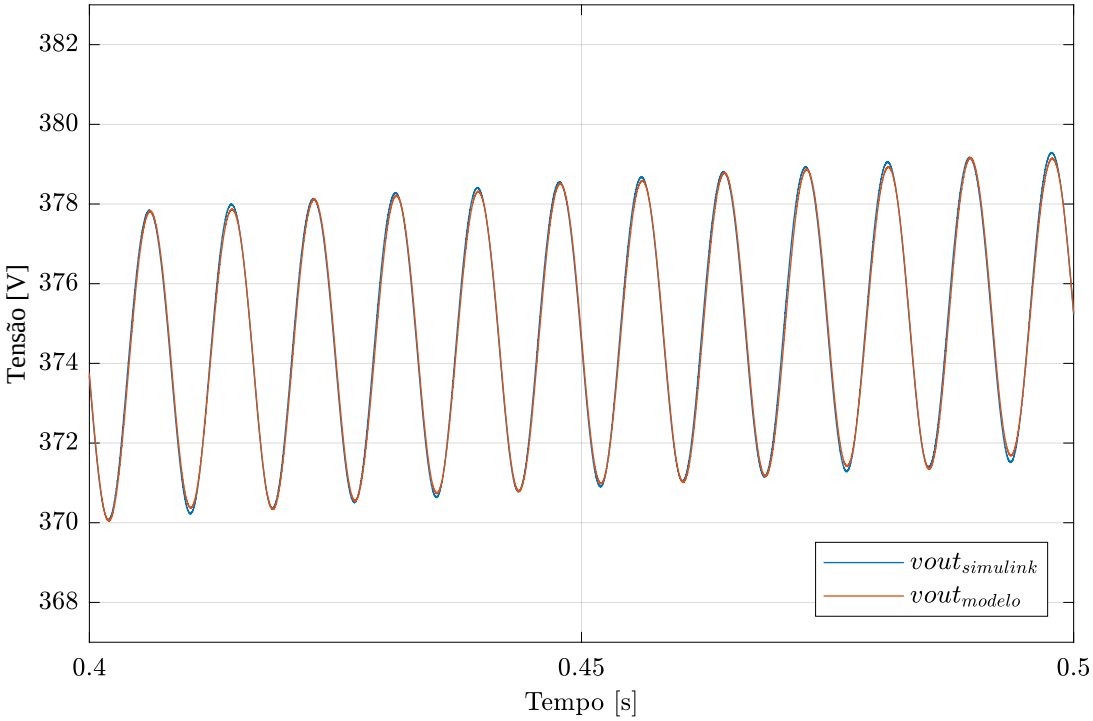
Figura 10 – Comparativo da corrente do modelo e do *Simulink* utilizando o passo de cálculo igual a 1×10^{-6}.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

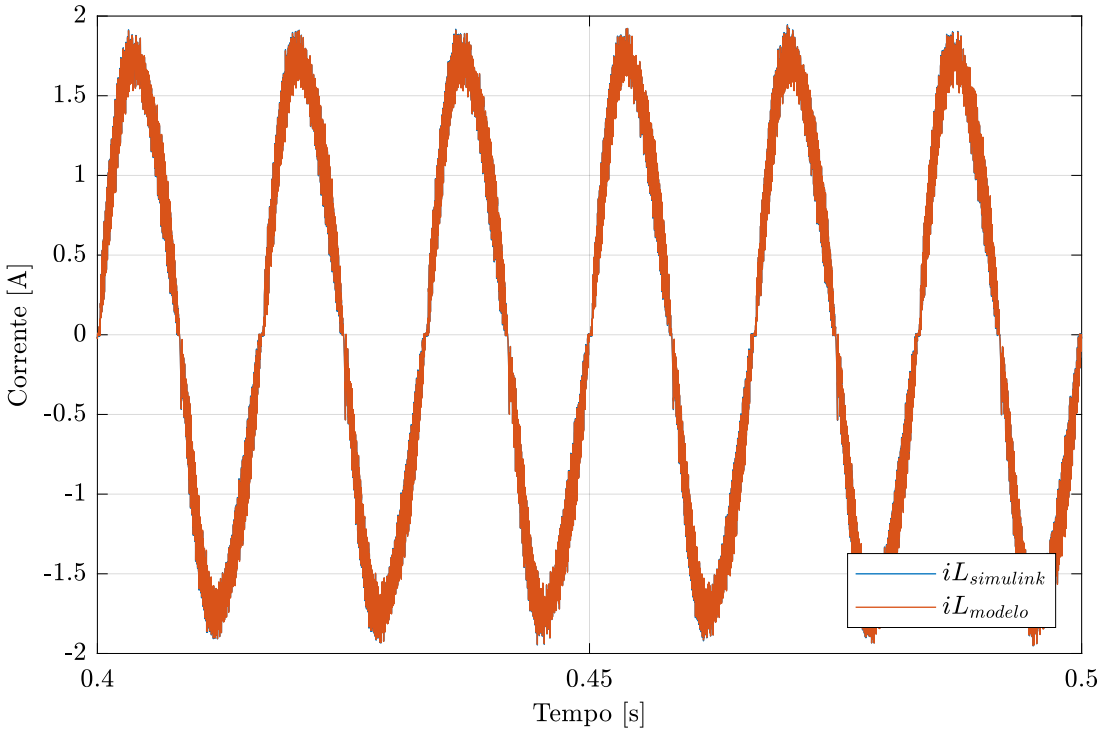
Para as simulações apresentadas nas Figuras 10 e 11 foi utilizado o passo de cálculo igual a 1×10^{-6}, que apresenta grande proximidade do modelo. Quando o valor do passo de cálculo é reduzido ainda mais, por exemplo 1×10^{-7}, então as formas de onda do modelo e do simulador ficam sobrepostas, validando o modelo, conforme apresentado nas Figuras 12 e 13.

Figura 11 – Comparativo da tensão de saída do modelo e do *Simulink* utilizando o passo de cálculo igual a 1×10^{-6}.



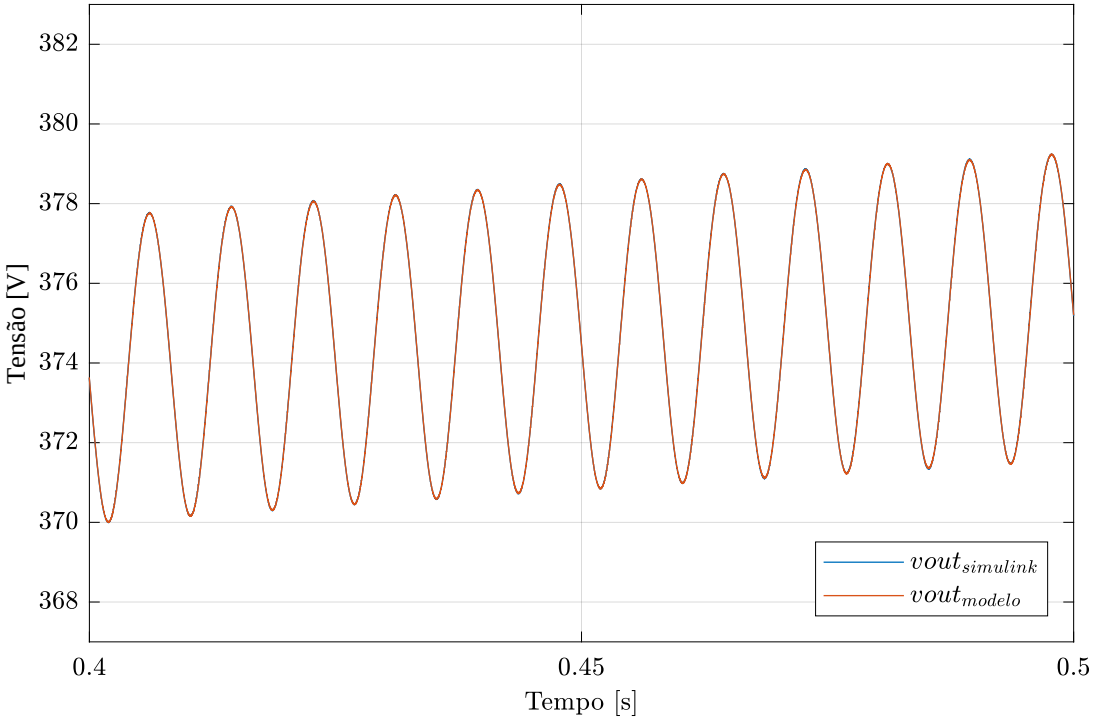
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 12 – Comparativo da corrente do modelo e do *Simulink* utilizando o passo de cálculo igual a 1×10^{-7}.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 13 – Comparativo da tensão de saída do modelo e do *Simulink* utilizando o passo de cálculo igual a 1×10^{-7}.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

3 PROJETO DO CONTROLE DO RETIFICADOR

Nesse capítulo serão abordadas as técnicas de controle utilizadas para controlar a corrente do indutor do retificador, bem como a tensão de saída. O retificador terá o controle chaveado implementado em formato de cascata, sendo a malha interna mais rápida, de controle da corrente do indutor e a malha externa mais lenta, sendo esta a de controle da tensão de saída.

3.1 PROJETO DO CONTROLE CHAVEADO AO RBTP

A técnica de controle chaveado aplicada ao Retificador *Bridgeless Totem Pole* pode apresentar robustez teórica superior do que outras técnicas, visto que garante a estabilidade de Lyapunov para as faixas de operação. Nesse sentido, no projeto é adicionada a faixa de tensão e potência que o projeto deve funcionar.

O controle chaveado pode se tornar mais rápido que outras técnicas uma vez que não possui frequência de comutação fixa. Em aplicações práticas a frequência de comutação máxima é definida pelo projetista e pela tecnologia de semicondutores empregada no conversor em questão.

A técnica decide em qual etapa de operação deve atuar em cada instante de tempo, com base nas funções auxiliares, assim abrindo ou fechando os interruptores. Uma vantagem dessa técnica em relação às que utilizam valores médios é que essa utiliza o valor instantâneo dos estados, e desta maneira atua de maneira instantânea.

Baseado nos resultados de Trofino et al. (2011), é suposto que para todas as matrizes P, S e L que solucionam o problema da *LMI*,

$$\begin{cases} \overline{P} = \sum_{i=1}^{m} \overline{\theta}_i P_i > 0; \\ \overline{S} = \sum_{i=1}^{m} \overline{\theta}_i S_i = 0; \\ Q_a'(\Psi + \Phi + LC_b(\theta) + C_b(\theta)'L')Q_a < 0, \end{cases}$$

onde

$$\Psi = \begin{bmatrix} A'P + P'A - \alpha'\overline{P}I_a - I_a'\overline{P}\alpha & \bullet \\ K'P + S'A & K'S + S'K \end{bmatrix}, \tag{64}$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \alpha'(P - \overline{P}I_a) + (P' - I_a'\overline{P})\alpha & \bullet \\ 2S'\alpha & 0_{m\times m} \end{bmatrix}, \tag{65}$$

com

$$A = \begin{bmatrix} A_1 \cdots A_m \end{bmatrix};\ K = \begin{bmatrix} k_1 \cdots k_m \end{bmatrix};\ P = \begin{bmatrix} P_1 \cdots P_m \end{bmatrix};\ S = \begin{bmatrix} S_1 \cdots S_m \end{bmatrix}, \tag{66}$$

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 I_n \cdots \alpha_m I_n \end{bmatrix};\ I_a = \mathbf{1}_m \otimes I_n;\ \mathbf{1}_m = \begin{bmatrix} 1 \cdots 1 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^m;\ C_a = \begin{bmatrix} 0_{1\times mn} & \mathbf{1}_m \end{bmatrix}, \tag{67}$$

$$C_b(\theta) = \begin{bmatrix} \aleph_\theta \otimes I_n & 0_{rn\times m} \\ 0_{r\times m} & \aleph_\theta - \aleph_{\overline{\theta}} \end{bmatrix}, \tag{68}$$

no qual $\bullet$ representa o bloco dos termos da matriz que pode ser deduzido por simetria, o símbolo $\otimes$ representa o produto de Kronecker, $\aleph_\theta$ é o anulador linear de θ, $\aleph_{\overline{\theta}}$ é o anulador linear de $\overline{\theta}$, Q_a é uma base dada do espaço nulo de C_a, L é uma matriz a ser determinada com dimensões de $C_b(\theta)$. Para mais definições sobre teoremas do produto de Kronecker e anulador linear, se atentar ao trabalho de Dezuo (2014). A dinâmica de malha fechada é assintoticamente estável com a lei de chaveamento e

$$V(e(t)) = \underset{i\in\mathscr{M}}{max}\{v_i(e(t))\}, \tag{69}$$

é uma função de Lyapunov para o sistema que garante a estabilidade.

Um método de projeto de lei de chaveamento é proposto em Trofino et al. (2009), para garantir que o ponto de equilíbrio seja atingido de maneira robusta para todo o conjunto de incertezas do sistema.

Assumindo que existam incertezas com vértices, para cada incerteza δ e assumindo que o $\overline{x}$ não depende de δ, então a dinâmica de malha fechada se torna:

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^{m} \theta_i(e(t))(A_i(\delta)e(t) + k_i(\delta)). \tag{70}$$

As propriedades de convexidade padrão das *LMIs* são mantidas assumindo $A_i(\delta)$ e $k_i(\delta)$ como funções afins de δ. No entanto, o sistema comutado é globalmente estável ao longo do tempo, mesmo na presença de incertezas, contanto que as *LMIs* sejam satisfeitas para cada cenário de incerteza, considerando seus respectivos vértices.

No caso do Retificador *Bridgeless Totem Pole*, no qual deseja-se atingir elevado fator de potência, foi optado por dividir o projeto em duas partes, uma para a tensão da rede estando no semiciclo positivo e a outra para a tensão no semiciclo negativo. Assim, com base no sinal da tensão da entrada, um dos dois controles entrará em ação.

Evitando a necessidade de obter $\overline{\theta}$, que geralmente não é viável para esse tipo de conversor, visto que deseja-se equilíbrio variável (entrada senoidal), sendo que para aplicar a técnica original $\overline{\theta}$ deve ser constante. Assim sendo, todas as matrizes P_i são consideradas iguais para cada caso ($P_i = P_0$). Além disso, para evitar a inclusão de $\overline{S} = 0$ nas *LMIs*, que também exigiria a obtenção de $\overline{\theta}$, então (18) será alterado para:

$$v_i(e(t)) = e(t)'P_0e(t) + 2e(t)'(S_i - \overline{S}), \tag{71}$$

que faz com que $\overline{S}$ seja igual para todos as etapas de cada caso. Seguindo as condições apresentadas, a lei de chaveamento se torna:

$$\sigma(e(t)) := \arg\max_{i\in\mathscr{M}}\{v_i(e(t))\} = \arg\max_{i\in\mathscr{M}}\{e(t)'S_i\}, \quad \text{sendo} \quad e(t)'S_i = \mu_i. \tag{72}$$

Desta forma, o problema da *LMI* é simplificado e pode ser resolvido para este caso da seguinte forma,

$$\begin{cases} P_0 > 0; \\ Q_a'(\Psi + \Phi + LC_b(\theta) + C_b(\theta)'L')Q_a < 0. \end{cases}$$

Com as novas definições, (68), (65) e (64) são alteradas para:

$$C_b(\theta) = \begin{bmatrix} \aleph_\theta \otimes I_n & 0_{rn\times m} \end{bmatrix}, \tag{73}$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} A'P + P'A & P'K + A'S \\ K'P + S'A & K'S + S'K \end{bmatrix}, \tag{74}$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0_{rn^2\times rn^2} & 2\alpha'S \\ 2S'\alpha & 0_{m\times m} \end{bmatrix}. \tag{75}$$

Definindo os valores máximo e mínimo de potência de saída do retificador, a resistência pode ser assumida como uma incerteza δ, definida por R_C^{min} e R_C^{max}. Para aplicações com correção do fator de potência, nas quais se deseja obter fator de potência unitário, a corrente do indutor deve ser controlada de modo a seguir a forma de onda da tensão de entrada v_{in}. Desta forma, adiciona mais uma incerteza às *LMIs* permitindo a robustez para toda a faixa de operação da corrente do indutor.

Desta maneira, quando a tensão de entrada estiver no semiciclo positivo ($v_{in} > 0$), os vértices para corrente irão do mínimo ao máximo, conforme $i_L \in [0, \sqrt{2}P_o/V_{in}]$ no qual P_o^{max} é assumido como sendo o máximo valor para a potência e v_{in}^{rms} é o mínimo valor para a tensão de entrada.

De maneira análoga, quando a tensão está no semiciclo negativo ($v_{in} < 0$), os vértices são apresentados $i_L \in [-\sqrt{2}P_o/V_{in}, 0]$.

3.2 CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA

O projeto foi realizado com base no trabalho de Alves (2019), por possuir a mesma planta de tensão de saída. Para controle da tensão foi utilizada a planta da tensão de saída de um conversor *boost*.

Sendo a malha de tensão muito mais lenta que a malha de corrente, considera-se que a malha fechada do controlador de corrente é vista como constante igual a um, pois o ganho do sensor foi escolhido como sendo unitário, pelo controlador de tensão. Assim, o multiplicador do sinal retificado da tensão insere um ganho no sistema. Esse ganho depende do pico da tensão. O ganho pode ser obtido de acordo com a Equação (76).

$$K_v = v_{ret(pico)} \cdot \frac{2}{\pi}. \tag{76}$$

A função de transferência que relaciona a tensão de saída do conversor com a corrente no indutor é dada pela Equação (77).

$$Z_o(s) = \frac{R \cdot D'_{med}}{R \cdot C \cdot s + 1}. \tag{77}$$

Na equação a seguir pode ser observada a razão cíclica média:

$$D'_{med} = \frac{2 \cdot V_p}{\pi \cdot V_o}. \tag{78}$$

O controlador PI foi escolhido para controlar a tensão de saída, mesmo quando a potência de saída for alterada. O zero foi posicionado sobre o pólo da planta e esse foi cancelado. O zero foi calculado como

$$z_{PIV} = \frac{1}{R \cdot C}. \tag{79}$$

O ganho do compensador de tensão foi estabelecido de maneira a ter frequência de cruzamento por zero (ω_{ccv}) em 6 Hz, sendo essa frequência igual a um décimo da frequência da alimentação rede. Assim, o ganho do compensador é encontrado conforme

$$K_{PIV} = \frac{\omega_{ccv} \cdot C}{K_v \cdot D'_{med}}. \tag{80}$$

O compensador de tensão contínuo foi encontrado e é apresentado a seguir:

$$C_v(s) = 0,03066 \cdot \frac{s + 2,56}{s}. \tag{81}$$

Dado que o conversor é controlado através de *DSP*, foi então necessário discretizar o controlador, para posteriormente transformar em parte do código do *DSP*. O método de discretização foi o de Tustin com frequência de amostragem igual a 864 Hz, de modo a fazer com que a frequência de amostragem não suprima os pólos e zeros no círculo unitário do plano z, reduzindo os erros de truncamento.

O controle discreto encontrado foi o que se apresenta na Equação (82).

$$C_v(z) = \frac{0,03071 \cdot z - 0,03062}{z-1}. \tag{82}$$

Visto que controlador foi discretizado, ele pode ser transformado em equações a diferenças, para poder ser inserido em código de *DSP*, conforme

$$u_v[k] = u_v[k-1] + 0,03071 \cdot e_v[k] - 0,03062 \cdot e_v[k-1]. \tag{83}$$

4 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE CHAVEADO NO RBTP

Este capítulo visa apresentar a metodologia da implementação do controle chaveado para o Retificador *Bridgeless Totem Pole*, com variadas tensões na entrada e diferentes valores de potência de saída.

Com base na teoria apresentada em capítulos anteriores, foi desenvolvido um código no *MATLAB* de modo a solucionar a *LMI*. Assim, o código considerou os seguintes parâmetros para o retificador:

Tabela 1 – Parâmetros do Retificador *Bridgeless Totem Pole*.

Parâmetro	**Descrição**	**Valor**
$v_{in}^{rms,max}$	Máxima tensão de entrada RMS	220 V
$v_{in}^{rms,min}$	Mínima tensão de entrada RMS	85 V
f_r	Frequência da rede	60 Hz
L	Indutância do retificador	5 mH
R_L	Resistência do indutor do retificador	0,8 Ω
P_o^{max}	Máxima potência de saída	300 W
P_o^{min}	Mínima potência de saída	100 W
V_o	Tensão de saída	380 V
C	Capacitância de saída	270 μF
f_s	Máxima frequência de comutação	64,8 kHz

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Tabela 1 é possível observar os parâmetros de operação para funcionamento do retificador. É importante ressaltar que originalmente o retificador foi projetado com valor de indutância inferior ao do retificador atual, para estudo de uma técnica de controle específica, variando entre o modo de condução contínuo e modo de condução descontínuo da corrente do indutor (FISCHER, 2018). Conforme já mencionado, a modelagem atual considera o modo de condução contínuo, desta maneira foi necessário elevar o valor da indutância do protótipo.

A frequência de comutação máxima foi configurada como sendo igual a 64,8 kHz, seguindo a especificação original do retificador, evitando assim queima de componentes devido à elevação da comutação e também elevadas perdas de comutação.

Para resolução das *LMIs*, foi utilizado o *solver SeDuMi* (STURM, 1999), juntamente com o *parser Yalmip* (LÖFBERG, 2004), de modo a criar uma rotina que encontrasse os valores de S_i para satisfazer o sistema. O *SeDuMi* é utilizado para problemas de programação semidefinida, enquanto o *YALMIP* é uma ferramenta de modelagem que simplifica a formulação desses problemas, especialmente no ambiente MATLAB. Quando são utilizados juntos eles podem ser empregados na resolução eficiente de problemas de otimização convexa. De acordo com

Trofino et al. (2011), o parâmetro α não possui método de escolha padronizado quando não há um critério explícito de otimização envolvido. Desta forma, a escolha do α sendo igual a 12000 foi empírica de modo a obter resultados suficientemente satisfatórios para o fator de potência, por meio de simulação. Assim, as matrizes S_i foram obtidas. É possível realizar um escalonamento multiplicando cada uma das matrizes S_i para facilitar na implementação, por exemplo multiplicar cada uma delas por 1 $\times 10^9$.

$$S_1 = \begin{bmatrix} -0,9217 \\ 0,0009 \end{bmatrix} \times 10^{-9},\ S_2 = \begin{bmatrix} -0,9142 \\ -0,0030 \end{bmatrix} \times 10^{-9}, \tag{84}$$

$$S_3 = \begin{bmatrix} -0,9217 \\ 0,0009 \end{bmatrix} \times 10^{-9},\ S_4 = \begin{bmatrix} -0,9142 \\ -0,0030 \end{bmatrix} \times 10^{-9}. \tag{85}$$

O código desenvolvido no processador digital de sinais possui as proteções de limite da corrente de entrada e limite na tensão de saída, para evitar que em algum momento o retificador seja danificado.

A lógica que permite o funcionamento do controle chaveado foi desenvolvida baseada nas técnicas de controle convencionais, no qual existe a malha externa mais lenta, sendo esta controlando a tensão de saída; e a malha interna, mais rápida, que controla a corrente do indutor do retificador. O diagrama de controle do retificador fica organizado conforme apresentado na Figura 14.

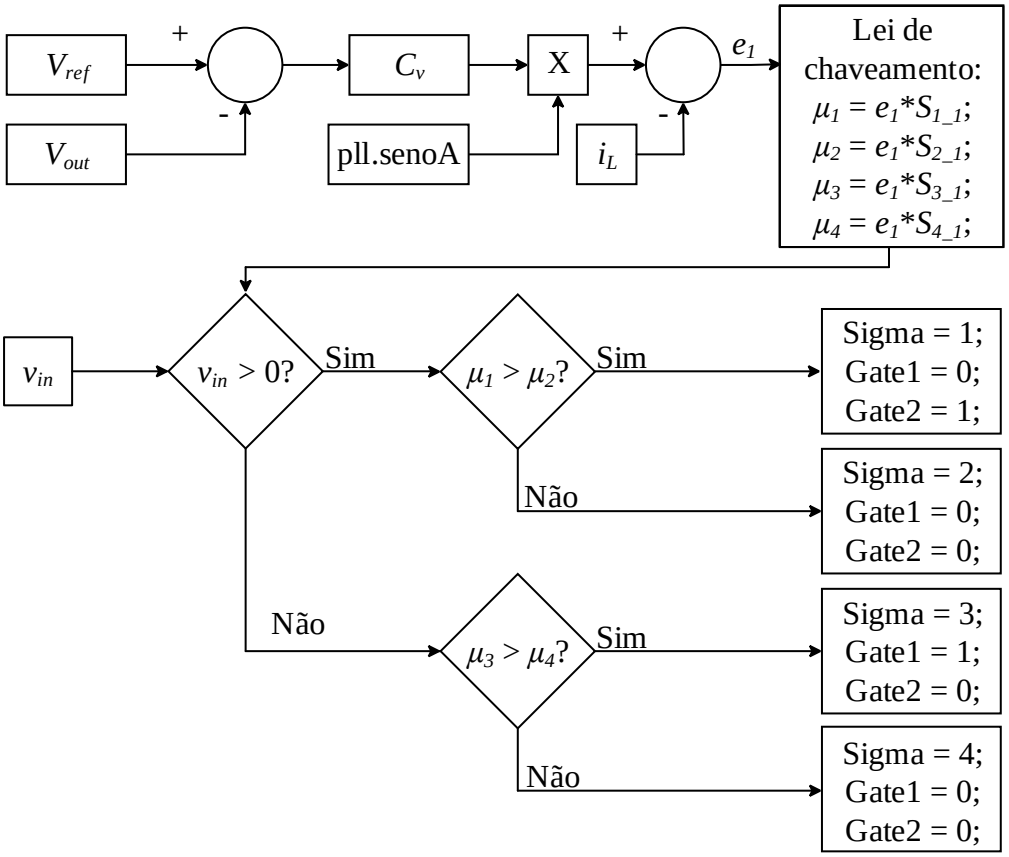
O controle de tensão irá atuar de modo a deixar a tensão de saída regulada em 380 V (V_{ref}). O erro de tensão entra no controlador de tensão C_v que então gera a ação de controle de tensão. A ação de controle de tensão é a amplitude de corrente de referência.

A amplitude de corrente é multiplicada pelo sinal senoidal da malha de captura de fase (*Phase-locked loop - PLL*) que está sintonizado com a tensão de entrada, de modo a permitir que tensão e corrente estejam em fase. Isso possibilita que mesmo que a tensão de entrada não esteja puramente no formato senoidal, a corrente drenada da rede não irá copiar os distúrbios presentes na tensão de entrada, consequentemente terá menos distorção, elevando assim o fator de potência e possibilitando que a forma de onda da corrente consumida da rede seja mais senoidal.

A corrente de referência é comparada com a corrente do indutor e então é gerado o erro de corrente e_1. Esse erro entra na lei de chaveamento e é multiplicado pelas matrizes S_i, encontradas anteriormente, obtendo assim as funções de energia μ_1, μ_2, μ_3 e μ_4.

A primeira verificação feita é com relação a polaridade da tensão de entrada. Conforme citado anteriormente, este trabalho adota a metodologia de função '*max*', desta maneira verifica-se se a função de energia μ_1 é maior do que μ_2. Assim, irá comandar o interruptor 2, caso contrário deixará aberto. Se a tensão for negativa, a função de energia μ_3 será comparada com a

Figura 14 – Diagrama do controle chaveado implementado no retificador.



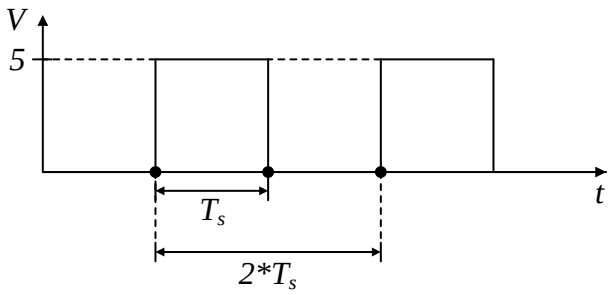
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

μ_4, e se μ_3 for maior então o interruptor 1 será comandado a conduzir, mas se caso μ_4 for maior, então ambos os interruptores serão abertos.

É importante salientar que, por segurança, foi adotado um tempo 220 ns que os interruptores devem estar no estado aberto no momento que existe a transição entre os semiciclos positivo para negativo e vice-versa, de modo a evitar assim curto-circuito de braço, danificando os componentes do retificador (FAN; YEUNG; CHUNG, 2019). Essa proteção foi mantida tanto para o conversor atuando com o controle chaveado quanto para o controle convencional.

A lei de chaveamento bem como a verificação da polaridade e funções de energia estão rodando no período da interrupção do *DSP* (T_s) que ocorre na metade do período mínimo de comutação ($2 * T_s$), conforme pode ser visualizado na Figura 15. A frequência de amostragem dos sinais de v_{in}, i_L e V_o é fixa e ocorre na frequência da interrupção ($1/T_s$).

Figura 15 – Funcionamento da interrupção.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Por meio da Figura 15 é possível entender que as saídas serão atualizadas no mínimo no período de $2 * T_s$, visto que o período da interrupção (T_s) é igual a metade do mínimo período de interrupção. Caso as verificações das funções de energia retornem com o mesmo estado que já estava na vez anterior, então não haverá atualização nas saídas.

5 VERIFICAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO E RAZÃO CÍCLICA POR MEIO DE SIMULAÇÃO

Para realizar a verificação do comportamento da frequência e razão cíclica (D) ao longo do tempo, foi criada uma simulação no *software PSIM*, na qual foi possível realizar o tratamento dos dados para obter os valores de frequência e razão cíclica ao longo do tempo, juntamente com a tensão de entrada. A razão cíclica, que representa a proporção do ciclo de trabalho, ou seja, o tempo em que o interruptor está ativo em relação ao tempo total, foi analisada para compreender seu impacto no funcionamento do conversor. As Figuras 16, 17, 18, 19, 20 e 21 foram elaboradas variando a potência de saída, de modo a verificar o efeito que a potência causa na frequência e razão cíclica do retificador.

Essa análise foi realizada por meio de simulação e não de forma analítica ou numérica/matemática pois foi a maneira encontrada de traçar os perfis da frequência de comutação e razão cíclica por meio da resposta do controle chaveado, com base na tensão de entrada e potência de saída, dada a complexidade do problema.

De modo geral, pode-se observar por meio das Figuras 16, 18 e 20 que independentemente da potência de saída, o perfil de chaveamento se assemelha entre si, na mesma condição de tensão de entrada. O mesmo ocorre com a razão cíclica, que possui o mesmo comportamento para determinada tensão de entrada, que é evidente nas Figuras 17, 19 e 21. Existem momentos esporádicos que a frequência de chaveamento e razão cíclica de uma das curvas destoa do comportamento geral, sendo esses casos pontuais.

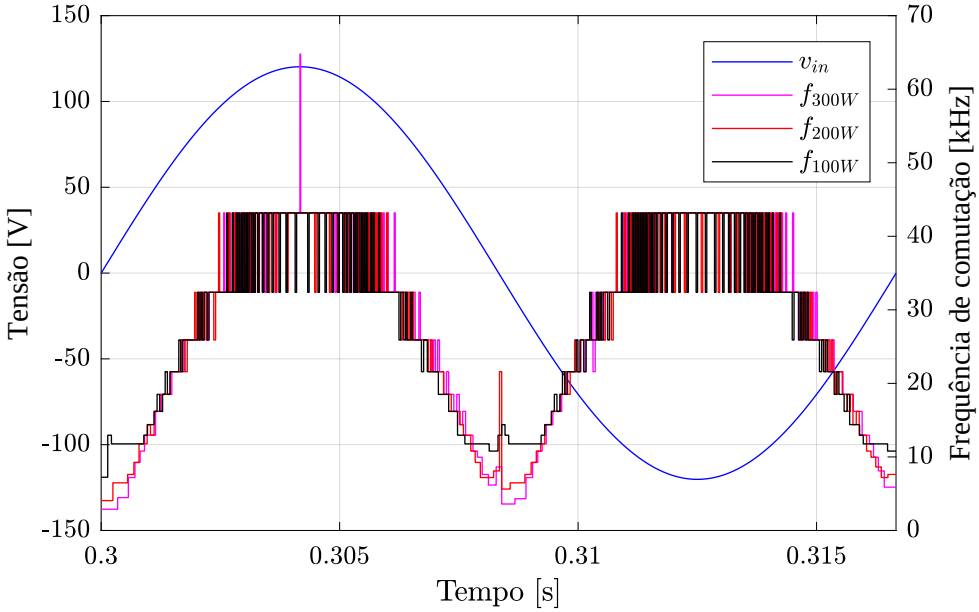
Por meio da Figura 16 é possível observar o perfil de chaveamento quando a tensão de entrada é igual a 85 V. Evidencia-se que a frequência máxima de comutação imposta não foi atingida, exceto em um momento pontual, no pico da senoide, quando a potência de saída era máxima. A média aritmética ao longo do período para o conversor operando nas potências de 300, 200 e 100 W resultou em 27,7 kHz, 27,4 kHz e 27,5 kHz, respectivamente.

O perfil de frequência para quando o retificador está operando em 127 V, apresentado na Figura 18, se assemelha ao perfil observado na Figura 16. Uma diferença visível é que a frequência de comutação atinge o nível mais elevado, e fica comutando com o patamar logo abaixo durante os pontos máximos e mínimos da tensão de entrada. Para esta situação, a média da frequência para as potências de 300, 200 e 100 W resultou em 40,9 kHz, 40,8 kHz e 42 kHz, respectivamente.

Na Figura 20 é possível observar o perfil de chaveamento para a tensão de entrada igual a 220 V. Nesse caso, novamente a frequência de comutação máxima é atingida. No pico e no vale da tensão de entrada é evidenciada frequência de comutação baixa, isso contribui positivamente no sentido de elevação da eficiência, visto que as perdas de comutação são inferiores nesse caso. A média de frequência para o conversor operando em 300 W foi de 37,2 kHz, para 200 W foi de 38,9 kHz e em 100 W a média foi de 44,8 kHz.

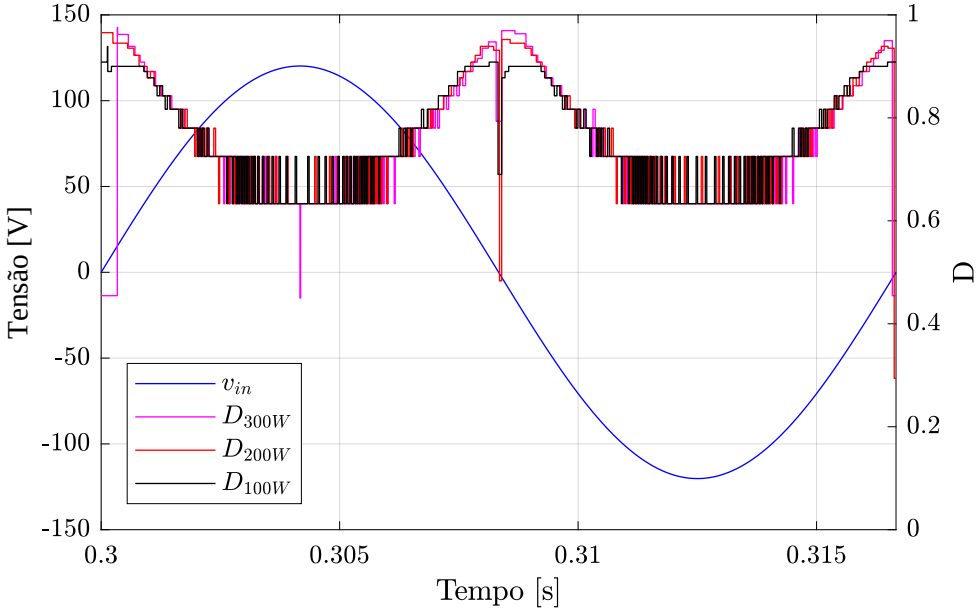
Por meio da Tabela 2 é possível observar o resumo da média das frequências de comutação, com base na tensão de entrada e potência de saída. Verifica-se que a menor tensão de entrada

Figura 16 – Frequência de operação com o retificador operando em 85 V.



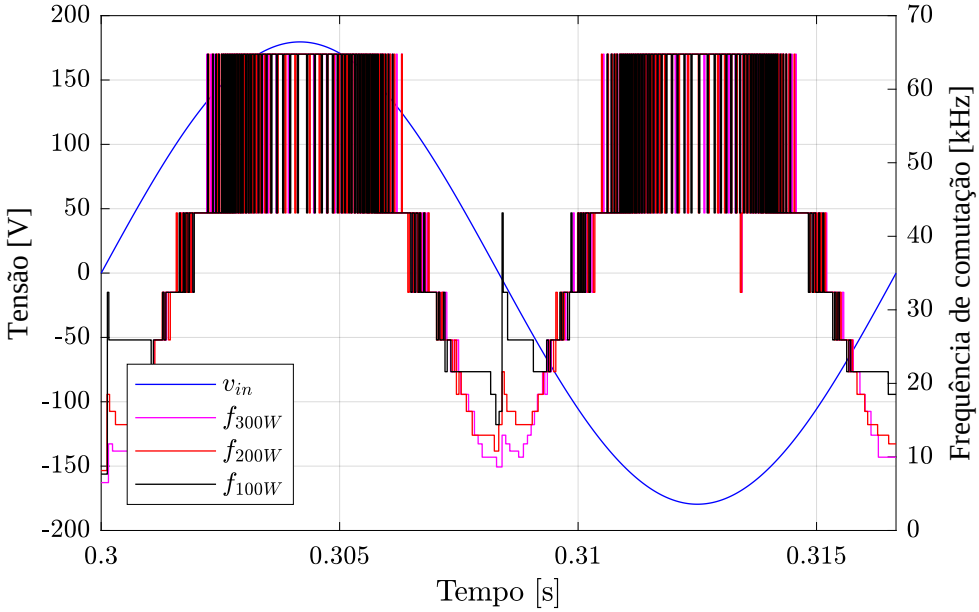
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 17 – Razão cíclica com o retificador operando em 85 V.



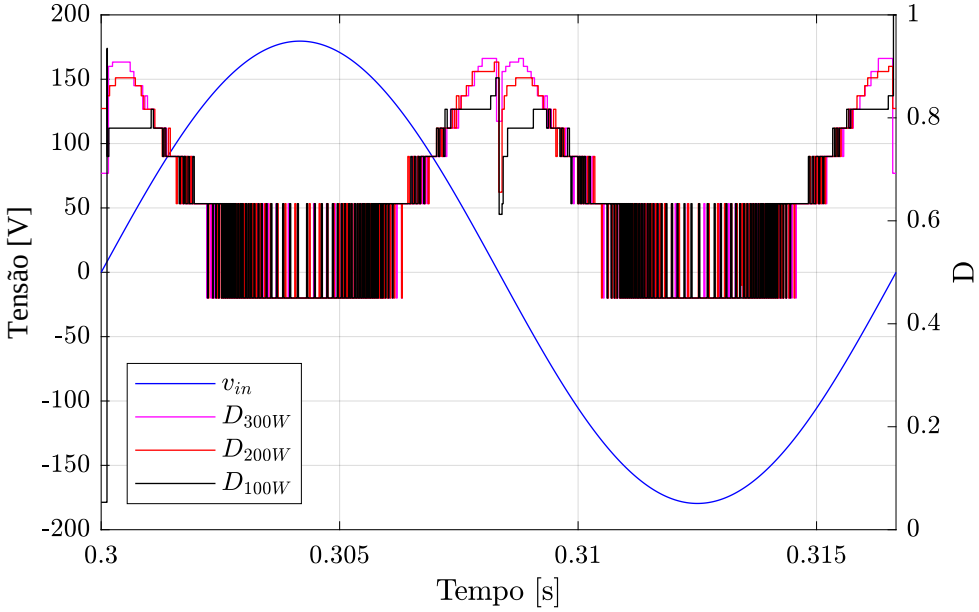
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 18 – Frequência de operação com o retificador operando em 127 V.



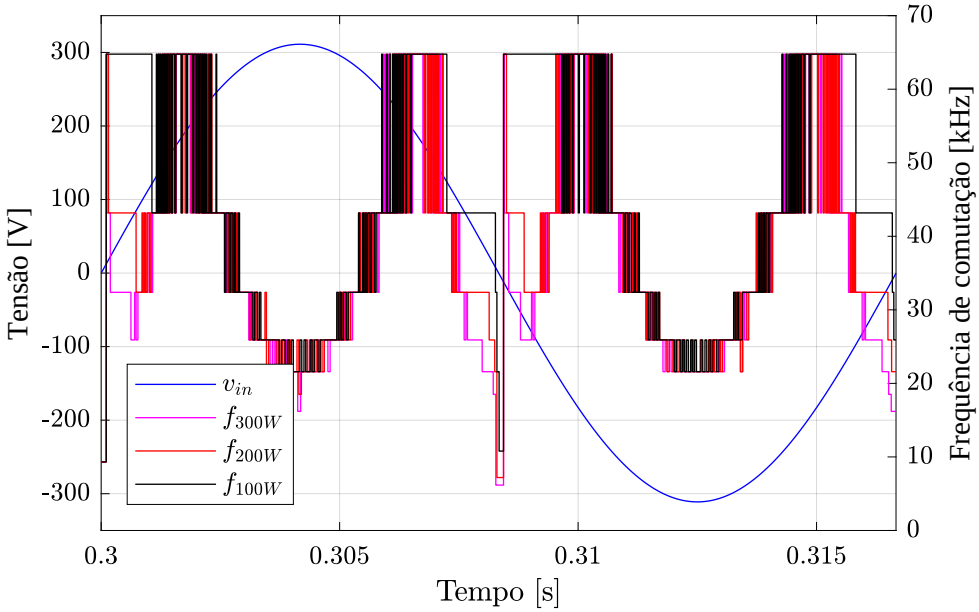
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 19 – Razão cíclica com o retificador operando em 127 V.



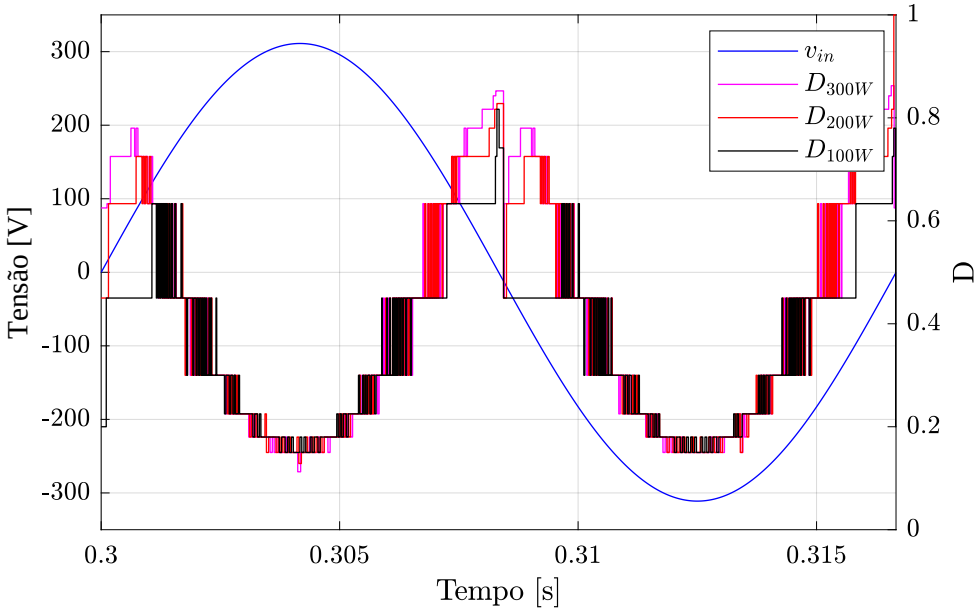
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 20 – Frequência de operação com o retificador operando em 220 V.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 21 – Razão cíclica com o retificador operando em 220 V.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

contribui pra menor média de frequência de comutação, para qualquer condição de potência de saída. Para as tensões de 85 e 127 V a média da frequência de comutação teve resultados próximos entre si, mesmo com a variação da carga. Existe ainda uma tendência de elevação da frequência de comutação com a diminuição da potência do retificador, sendo esse efeito evidente com o retificador operando nas tensões de 127 e 220 V.

Tabela 2 – Resumo da média de frequência de comutação.

Tensão	P_o **= 300 W**	P_o **= 200 W**	P_o **= 100 W**
85 V	27,7 kHz	27,4 kHz	27,5 kHz
127 V	40,9 kHz	40,8 kHz	42 kHz
220 V	37,2 kHz	38,9 kHz	44,8 kHz

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

No caso da maior tensão de entrada, houve variação de 7,6 kHz da maior potência para a menor potência. Isso se deve pelo fato de que, na maior tensão de entrada e menor carga, a corrente do indutor é a menor possível, assim a frequência é elevada de modo a fazer com que a corrente do indutor siga a referência.

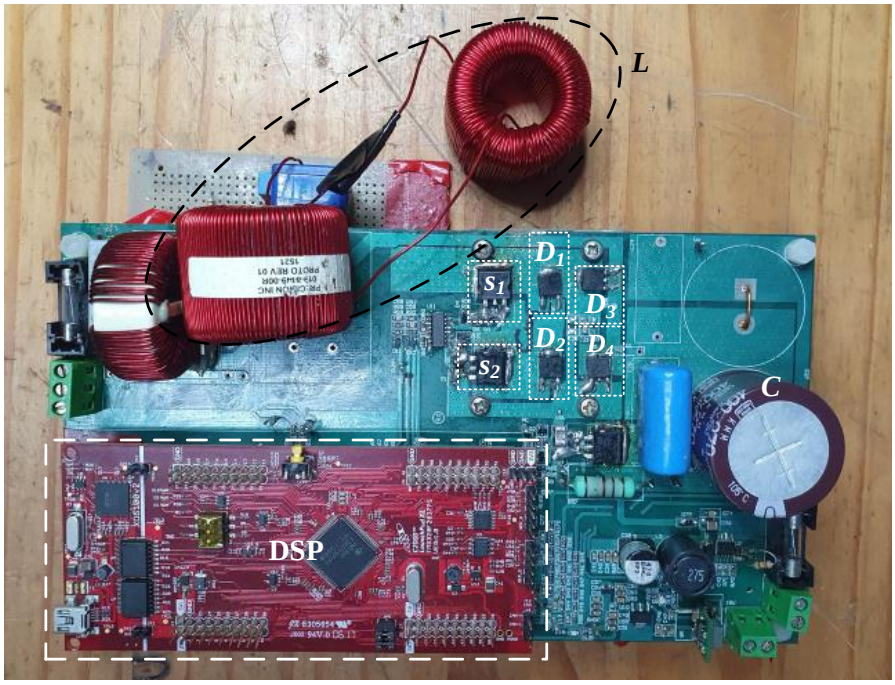
Observando as figuras em pares sendo as Figuras 16 e 17, Figuras 18 e 19 e Figuras 20 e 21 é possível notar que quando a frequência de comutação é elevada, a razão cíclica diminui, e quando a frequência de comutação diminui, a razão cíclica aumenta. Os perfis da frequência de comutação e da razão cíclica são obtidos como resposta do controle chaveado operando com determinada tensão de entrada e potência de saída. Para as condições apresentadas na *LMI* existem diversas respostas possíveis, sendo que o *solver* entrega uma das respostas possíveis, dentro do conjunto de solução que levaria a estabilização do sistema naquela faixa de operação.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para obtenção dos resultados experimentais, o retificador teve sua potência ajustada em três valores, sendo 100 W, 200 W e 300 W, para que assim fossem observados os efeitos que cada conjunto proporciona ao retificador.

Os ensaios foram realizados no protótipo disponível no Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE) da Universidade do Estado de Santa Catarina, que foi construído pelo estudante egresso de pós-graduação, Guilherme da Silva Fischer, de acordo com a Figura 22 que apresenta a adaptação do protótipo de Fischer (2018).

Figura 22 – Protótipo do Retificador *Bridgeless Totem Pole*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Para realização dos ensaios, foram utilizados os equipamentos da Tabela 3.

Tabela 3 – Equipamentos para obtenção dos resultados.

Equipamento	Fabricante	Modelo
Processador digital de sinais	Texas Instuments	TMS320F28377S
Osciloscópio	Tektronix	MSO 3014
Fonte de entrada tensão alternada	Supplier	FCAMH 350-27-50
Wattímetro	Tektronix	PA4000
Ponteira de tensão	Tektronix	THDP0100
Ponteira de tensão isolada	Tektronix	P5200A
Ponteira de corrente	Tektronix	TCP0030A

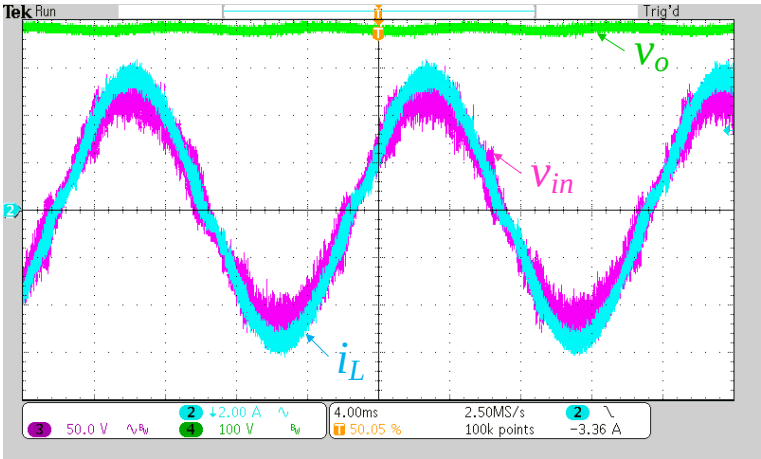
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

6.1 DESEMPENHO EM REGIME PERMANENTE

A primeira seção dos resultados apresenta os resultados de desempenho em regime permanente do retificador. Nas Figuras 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30 e 31 é possível observar os sinais de tensão de entrada e saída, assim como a corrente de entrada. Os ensaios foram realizados nas três tensões de operação, de modo a verificar o efeito que cada uma delas proporciona e como o controle chaveado se comporta com essas variações.

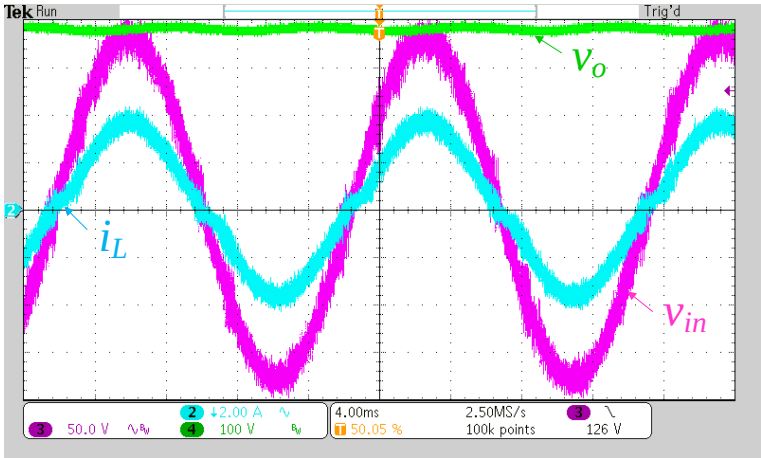
Por meio das figuras é possível observar que a corrente do indutor está em fase com a tensão de entrada, sendo este um dos objetivos para obtenção do elevado fator de potência, pois a carga aparenta ser resistiva do ponto de vista da entrada. Além disso, verifica-se que a tensão de saída está regulada na referência, sendo esta 380 V para todos os casos, validando assim o controle da tensão de saída.

Figura 23 – Resultado experimentais em regime permanente a 85 V e 300 W.



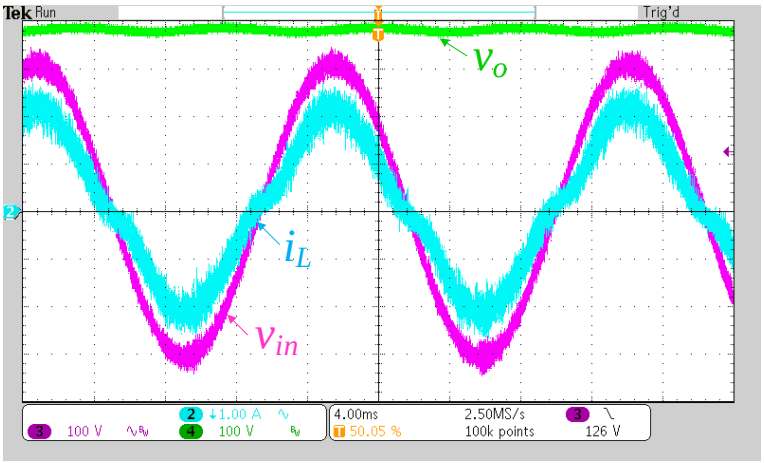
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 24 – Resultado experimentais em regime permanente a 127 V e 300 W.



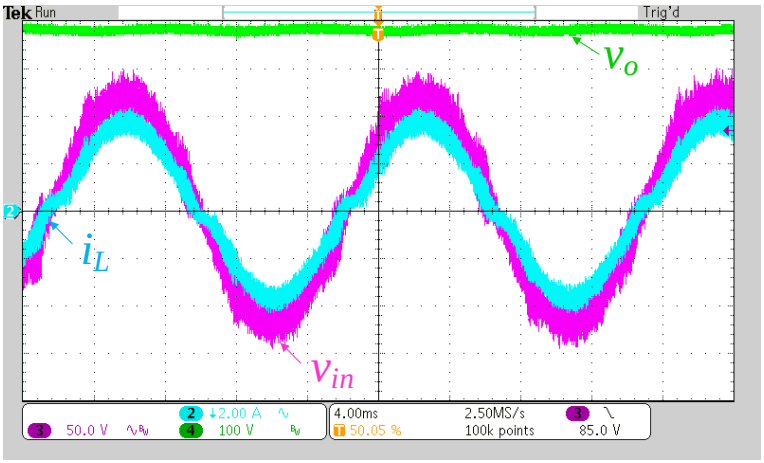
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 25 – Resultado experimentais em regime permanente a 220 V e 300 W.



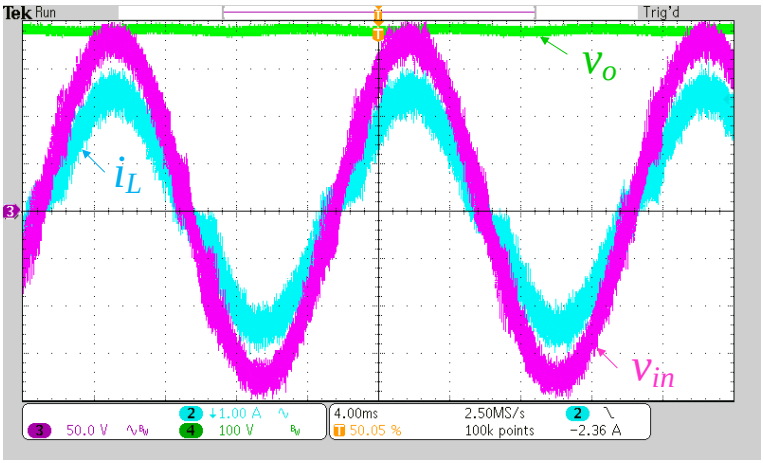
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 26 – Resultado experimentais em regime permanente a 85 V e 200 W.



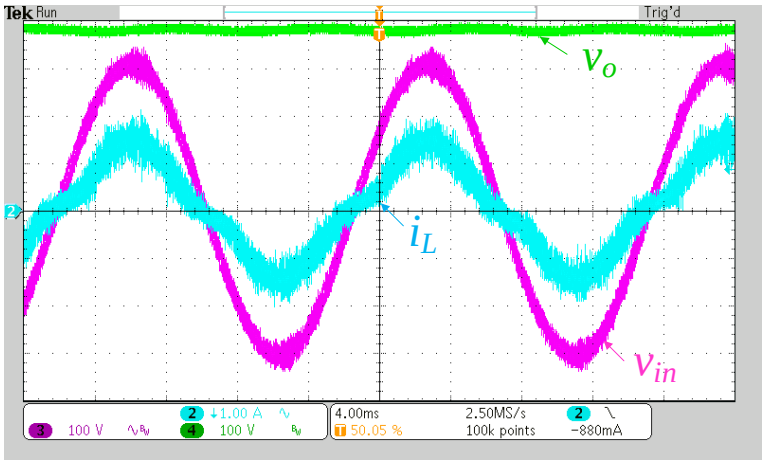
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 27 – Resultado experimentais em regime permanente a 127 V e 200 W.



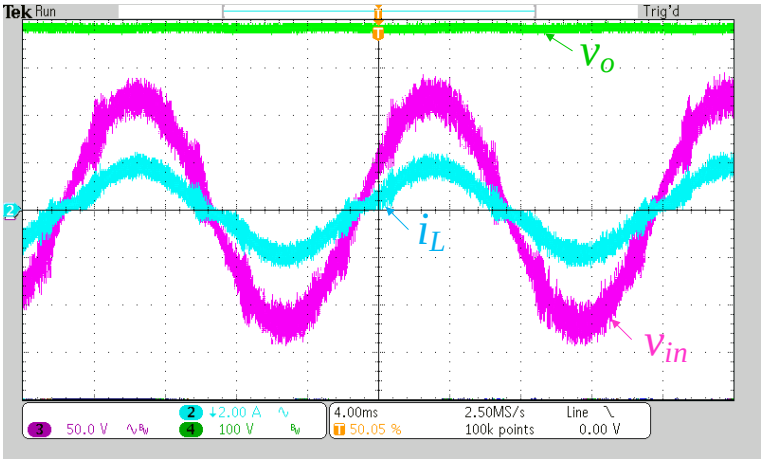
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 28 – Resultado experimentais em regime permanente a 220 V e 200 W.



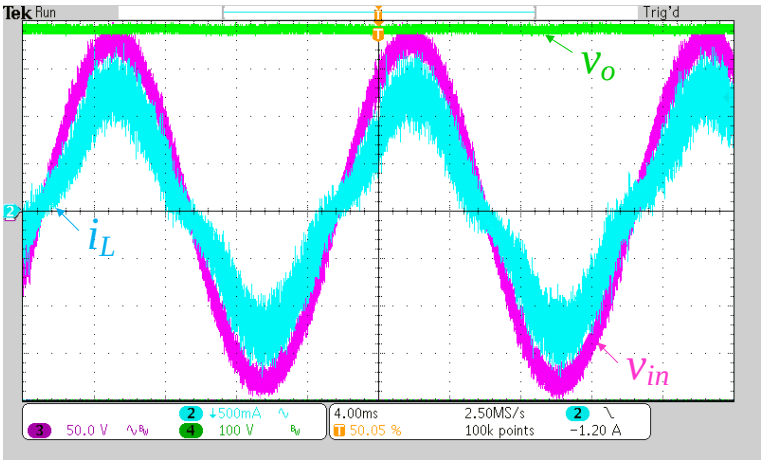
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 29 – Resultado experimentais em regime permanente a 85 V e 100 W.



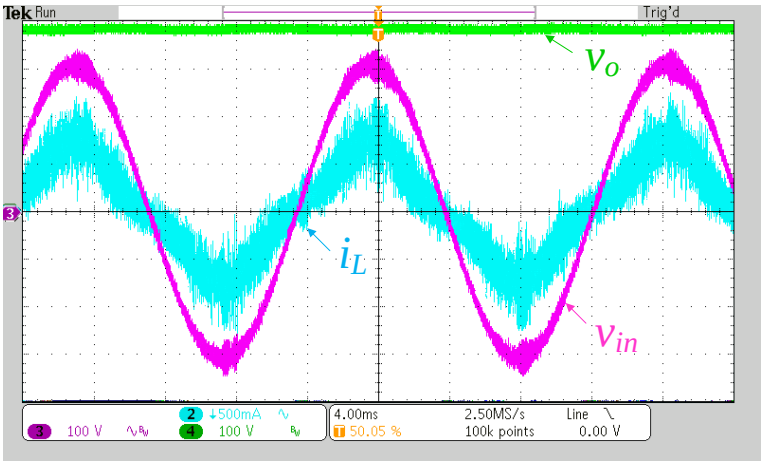
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 30 – Resultado experimentais em regime permanente a 127 V e 100 W.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 31 – Resultado experimentais em regime permanente a 220 V e 100 W.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Em algumas situações fica evidente uma distorção na corrente do indutor, no momento que existe a troca de polaridade da tensão de entrada. Na Figura 29 fica clara essa distorção. Esse efeito pode acontecer inevitavelmente nesse momento pois a fração do tempo que o interruptor está comandado a conduzir é alta, em relação ao período do ciclo, no momento de cruzamento por zero (FAN; YEUNG; CHUNG, 2018). Essa distorção resulta em aumento da distorção harmônica total e redução do fator de potência (ZHU et al., 2016).

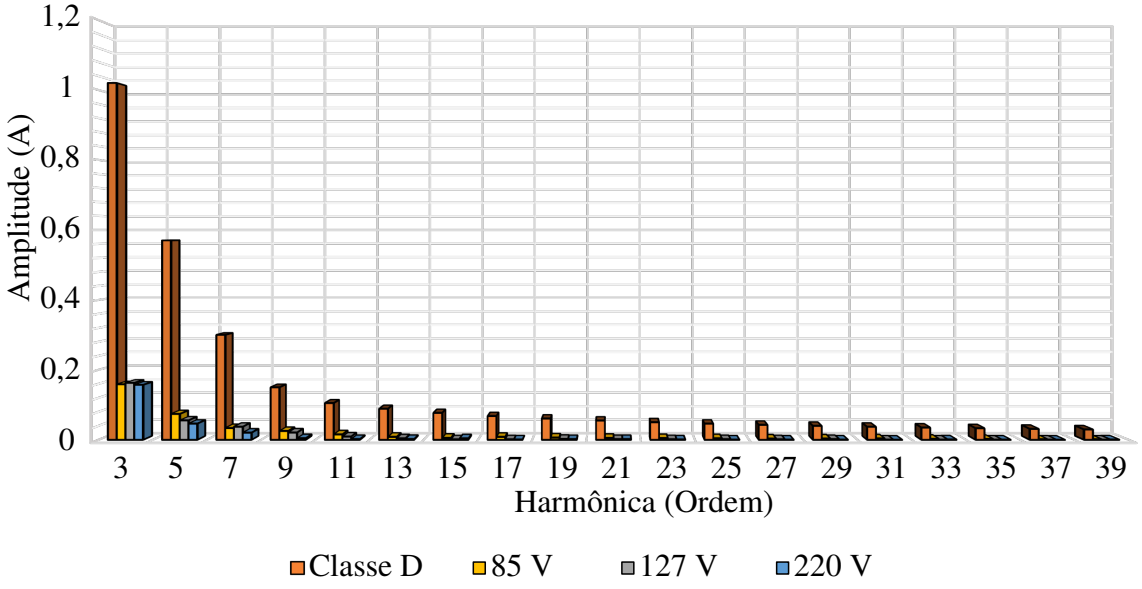
Nas condições dos testes, demonstrou-se que o comportamento do controle chaveado obteve melhores resultados para as potências mais elevadas. A pior situação ocorreu quando a tensão de entrada é a máxima (v_{in} = 220 V) e a potência é a mínima (P_{in} = 100 W). É observado na Figura 31 que a corrente tem sua forma de onda distorcida. Uma maneira de contornar esse problema seria elevar o valor de indutância do retificador.

6.2 COMPARATIVO DO ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE DE ENTRADA DO CONTROLE CHAVEADO COM A NORMA

De modo a comparar o espectro harmônico da corrente de entrada com a norma IEC-61000-3-2, Classe D, as Figuras 32, 33 e 34 abordam o espectro harmônico nas três tensões de operação comparadas com a norma, para toda faixa de potência. Por meio destas figuras observa-se que em todas as condições o controle chaveado é capaz de atender a norma.

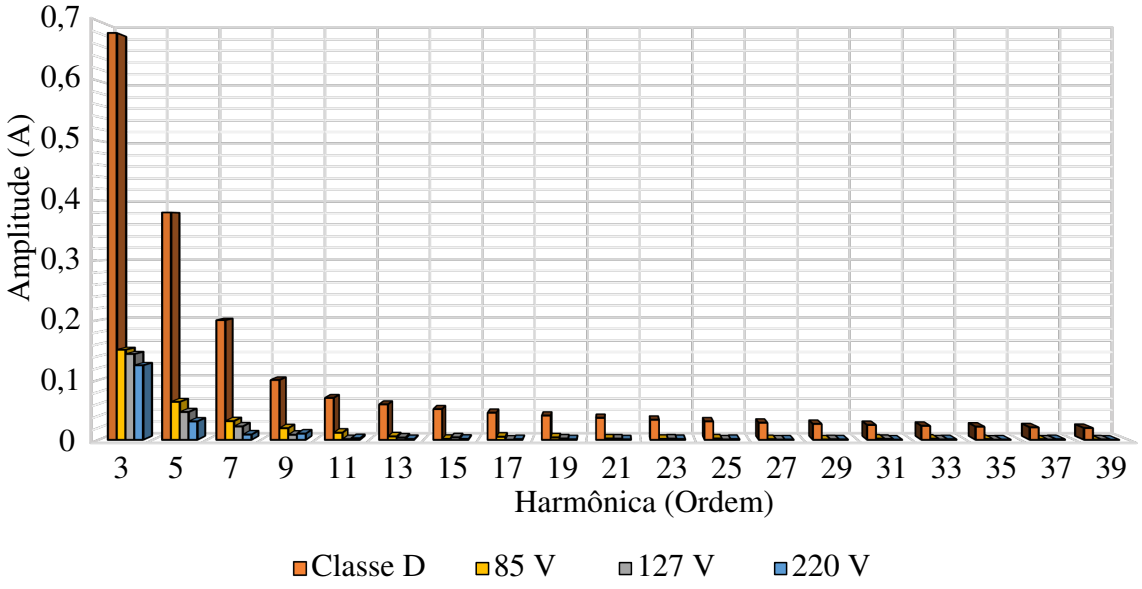
O controle chaveado mantém repetibilidade consistente, embora os chaveamentos possam apresentar variações entre ciclos da rede. Em outras palavras, observa-se uma pequena oscilação no espectro de um ciclo para o outro, indicando a potencial melhoria no conteúdo harmônico médio.

Figura 32 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle chaveado a 300 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D.



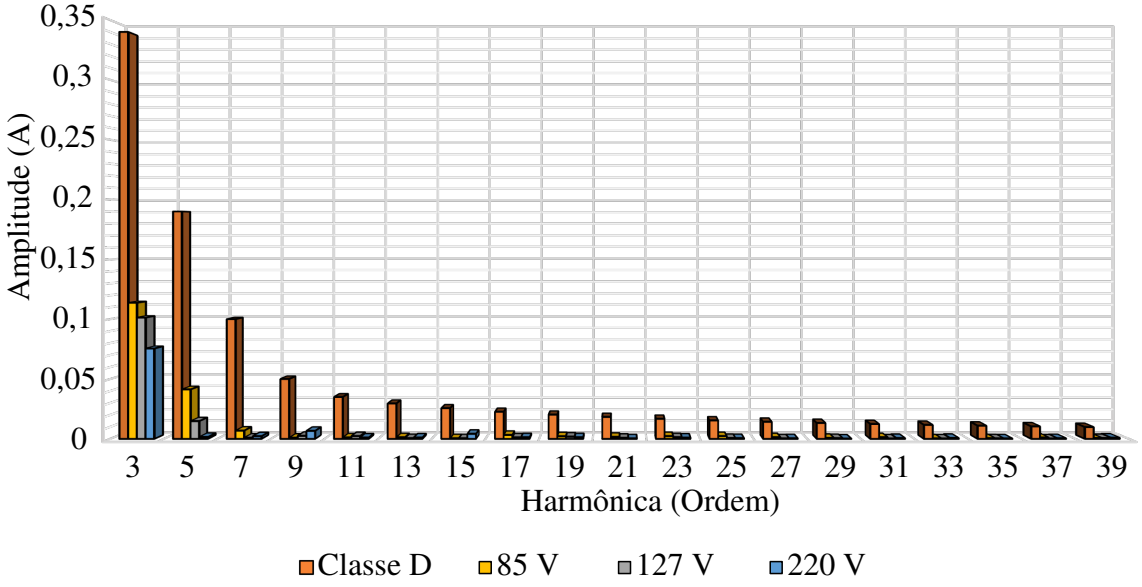
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 33 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle chaveado a 200 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 34 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle chaveado a 100 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

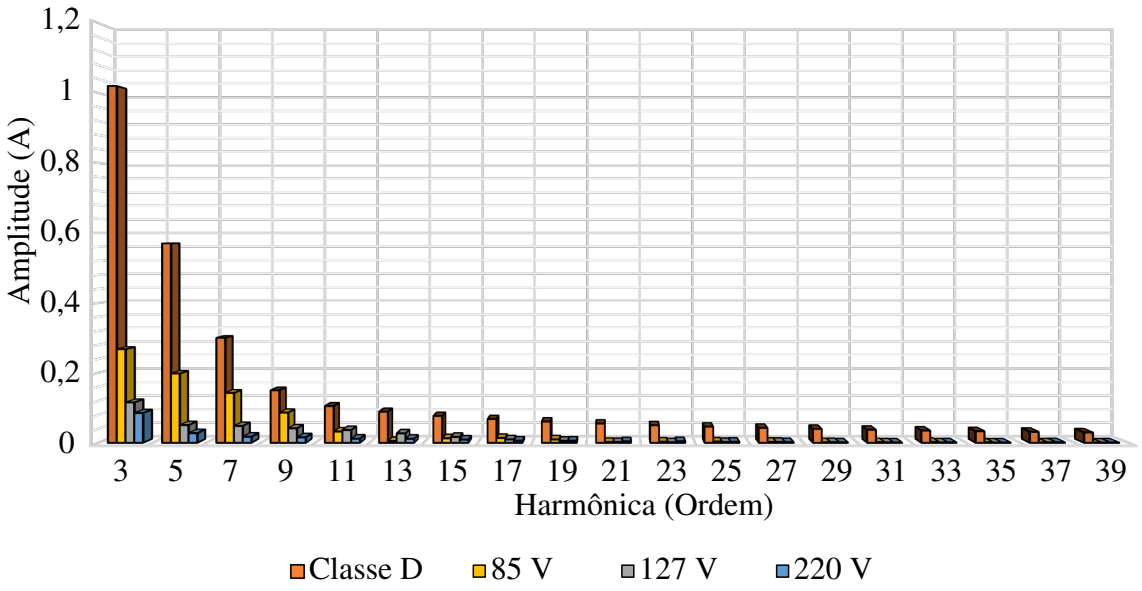
De acordo com Bruning (2015), a norma IEC-61000-3-2 define os limites de correntes harmônicas entre a segunda e a quadragésima harmônica para equipamentos com corrente inferior a 16 A. Entretanto, a norma não define limites para a DHT ou fator de potência, assim sendo, o equipamento deve atender aos limites individuais para cada uma das harmônicas.

6.3 COMPARATIVO DO ESPECTRO HARMÔNICO DA CORRENTE DE ENTRADA DO CONTROLE CONVENCIONAL COM A NORMA

Os resultados obtidos para o controle convencional aplicado no RBTP também foram comparados com a IEC-61000-3-2, Classe D, as Figuras 35, 36 e 37 apresentam os espectros harmônicos da corrente de entrada. Apesar de não ser o objetivo deste trabalho, o comparativo do controle convencional com a norma foi realizado de modo a verificar se o projeto do controle convencional pode ser utilizado para comparativos posteriores.

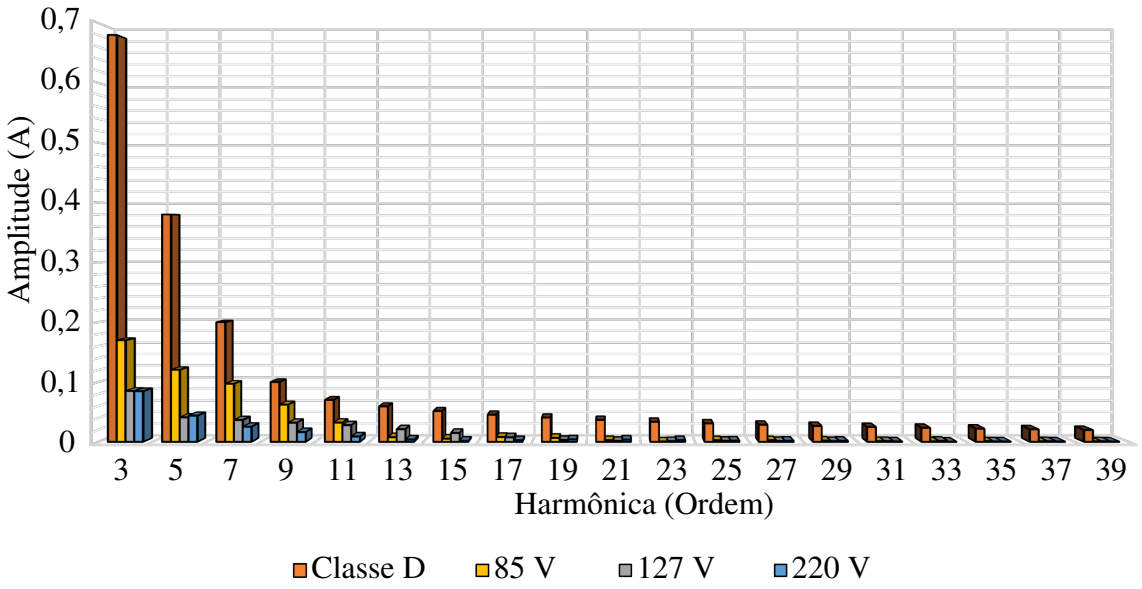
Por meio das Figuras 35, 36 e 37 é possível observar que para todas as ordens harmônicas o controle convencional consegue atender à norma, para toda faixa de tensão de entrada e potência de saída do conversor.

Figura 35 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle convencional a 300 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D.



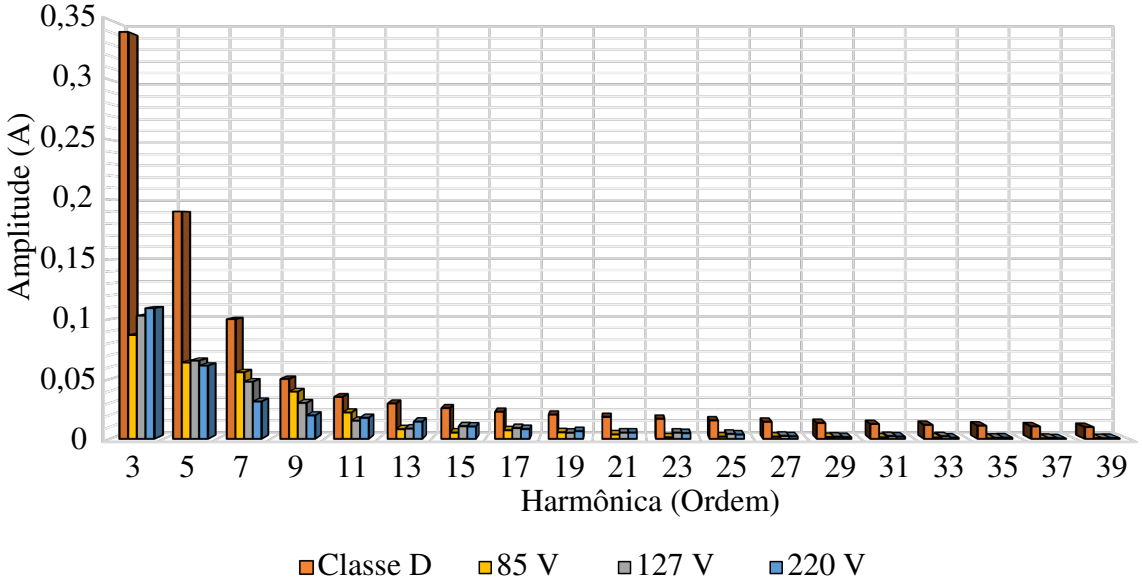
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 36 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle convencional a 200 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 37 – Espectro harmônico da corrente de entrada do controle convencional a 100 W em 85 V, 127 V e 220 V, comparado à norma IEC-61000-3-2, Classe D.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

6.4 COMPARAÇÃO ENTRE O CONTROLE CHAVEADO E O CONTROLE CONVENCIONAL

Esta seção visa realizar o comparativo entre a técnica do controle chaveado, proposta nesta dissertação, com a técnica de controle convencional. É importante salientar que a técnica de controle convencional foi projetada exclusivamente com o objetivo de fornecer um comparativo para a técnica de controle chaveado, mas não no sentido de confirmar que uma técnica é melhor do que a outra.

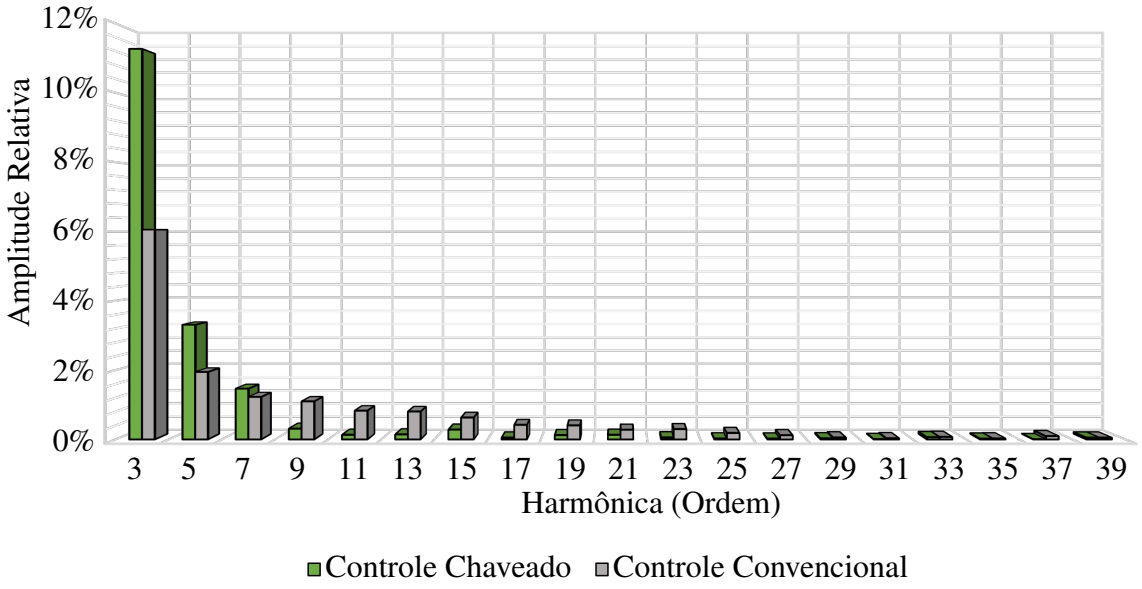
A técnica de controle convencional também é do formato de cascata e teve a malha externa do controle da tensão de saída mantida igual a do controle chaveado. A malha interna para controle da corrente do indutor é composta por um controlador proporcional-integral que foi projetado sobre a planta (V_o/sL) e foi discretizada com o método Zoh, com o tempo de amostragem igual ao inverso da frequência de comutação do conversor (64,8 kHz). Foi adicionado o atraso de uma amostra, então a planta supracitada foi transformada para o plano w, por meio do método de Tustin. O controlador obtido possui frequência de cruzamento por zero igual a 4,5 kHz, margem de fase igual a 45 ° e margem de ganho igual a 7,19 dB. Desta maneira, o controlador foi transformado em equações a diferenças para ser inserido no código do *DSP*. Assim, obteve-se o controlador da malha de corrente, conforme na Equação (86).

$$u_i[k] = u_i[k-1] + 0,41553 \cdot e_i[k] - 0,39057 \cdot e_i[k-1]. \tag{86}$$

6.4.1 Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada entre o controle chaveado e o controle convencional

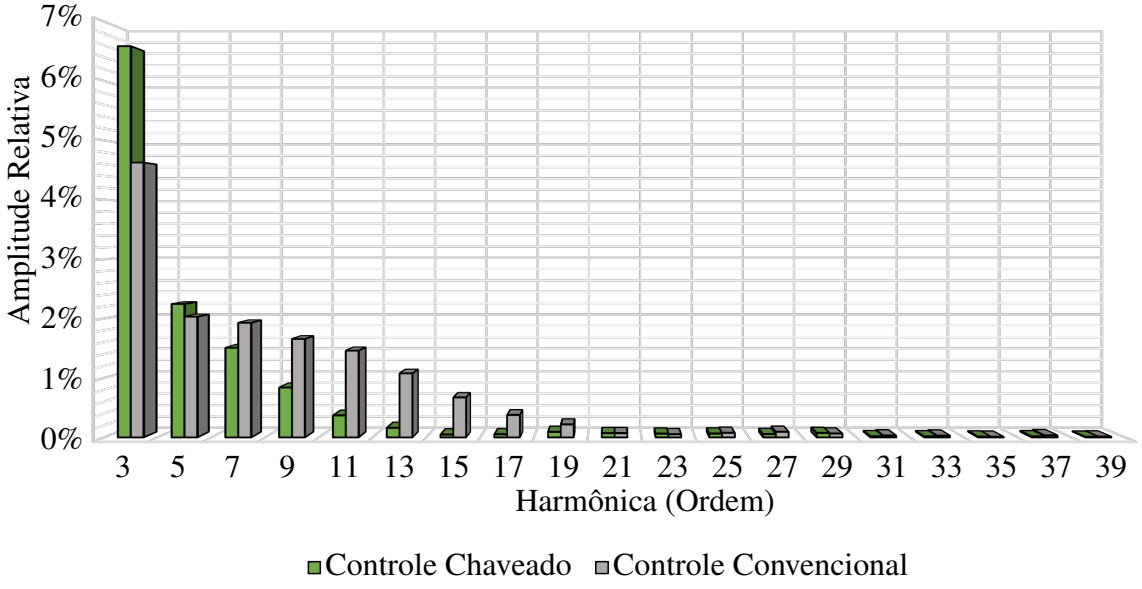
Foram realizados comparativos do espectro harmônico da corrente de entrada do controle chaveado com o controle convencional, para todas as tensões de entrada e potência de saída.

Figura 38 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 300 W em 220 V do controle chaveado com o controle convencional.



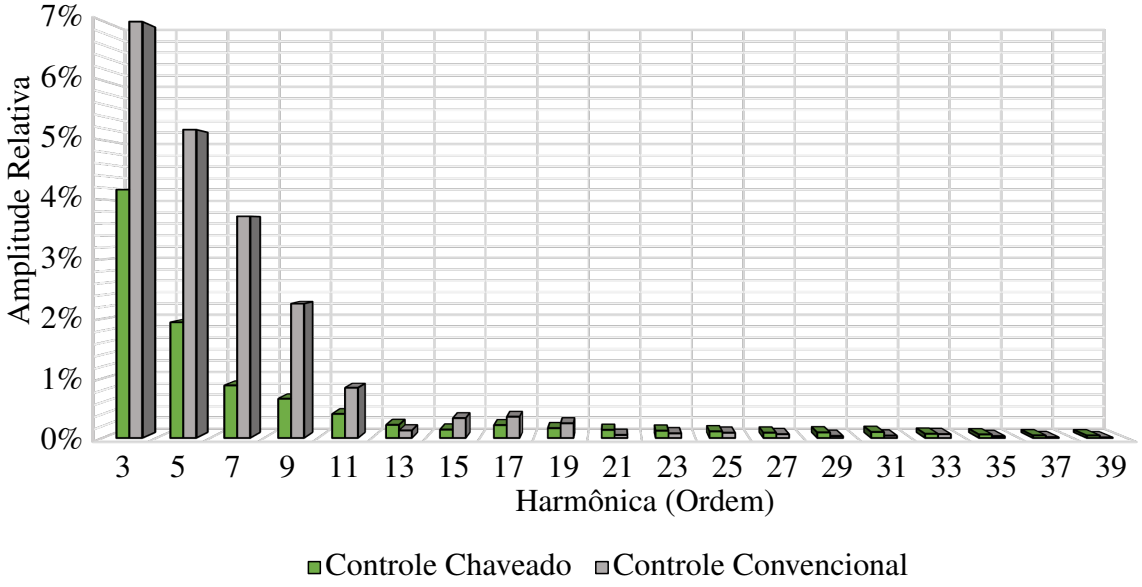
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 39 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 300 W em 127 V do controle chaveado com o controle convencional.



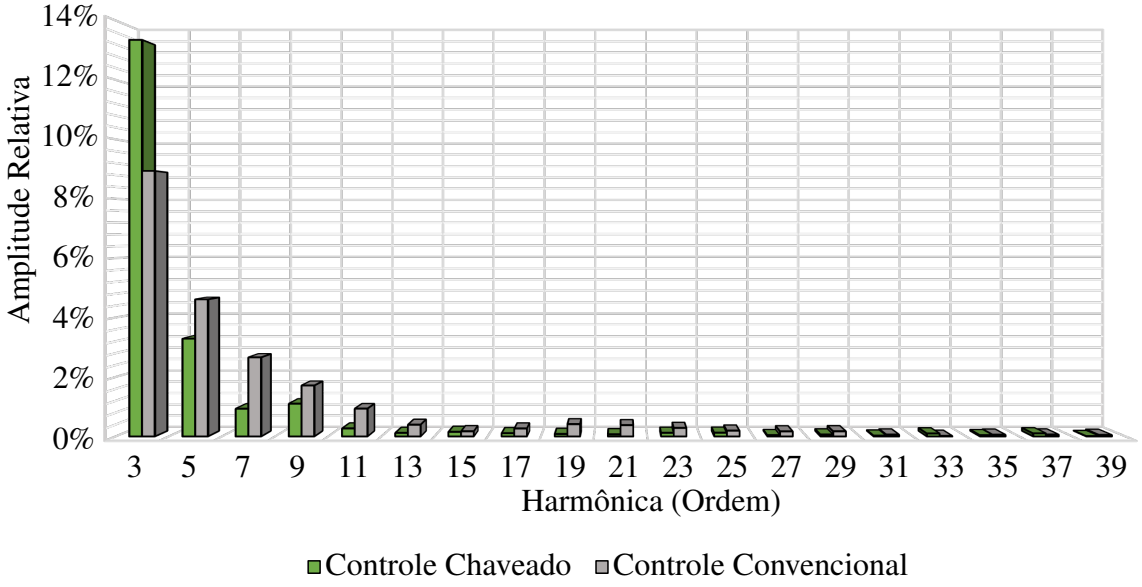
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 40 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 300 W em 85 V do controle chaveado com o controle convencional.



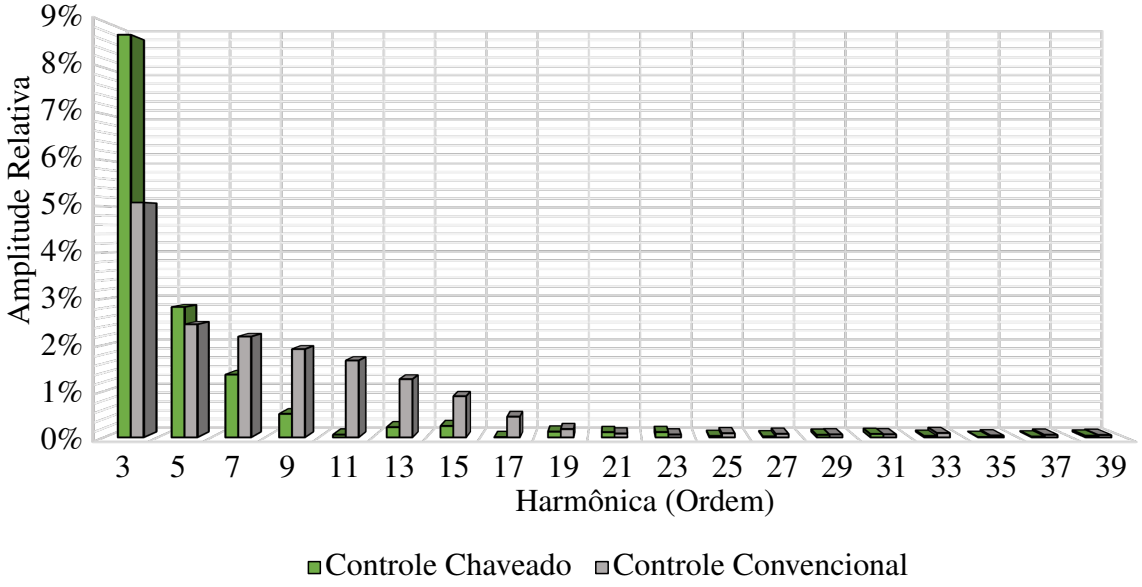
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 41 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 200 W em 220 V do controle chaveado com o controle convencional.



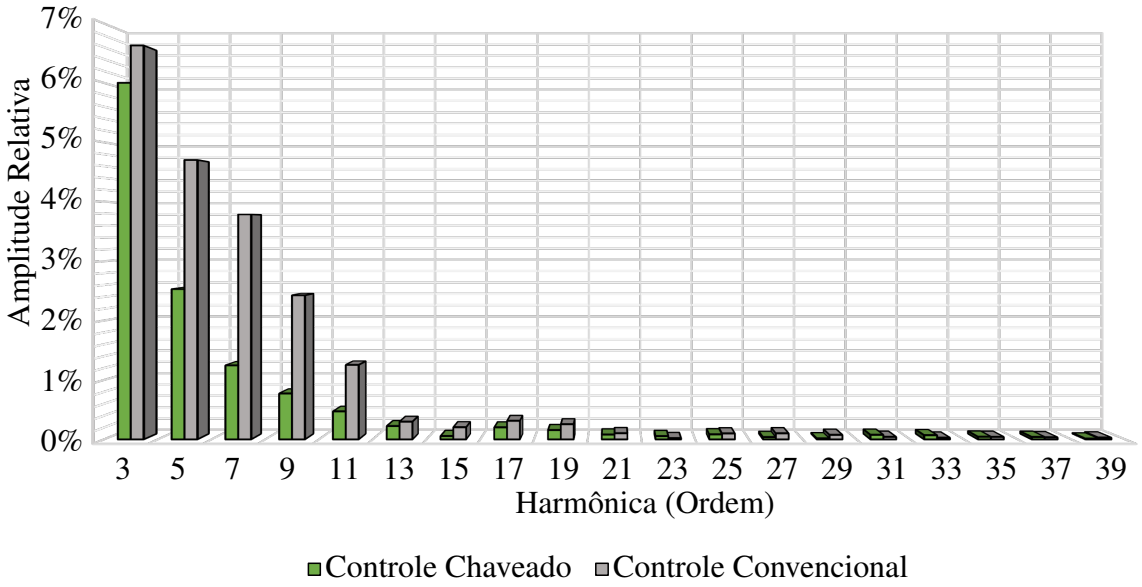
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 42 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 200 W em 127 V do controle chaveado com o controle convencional.



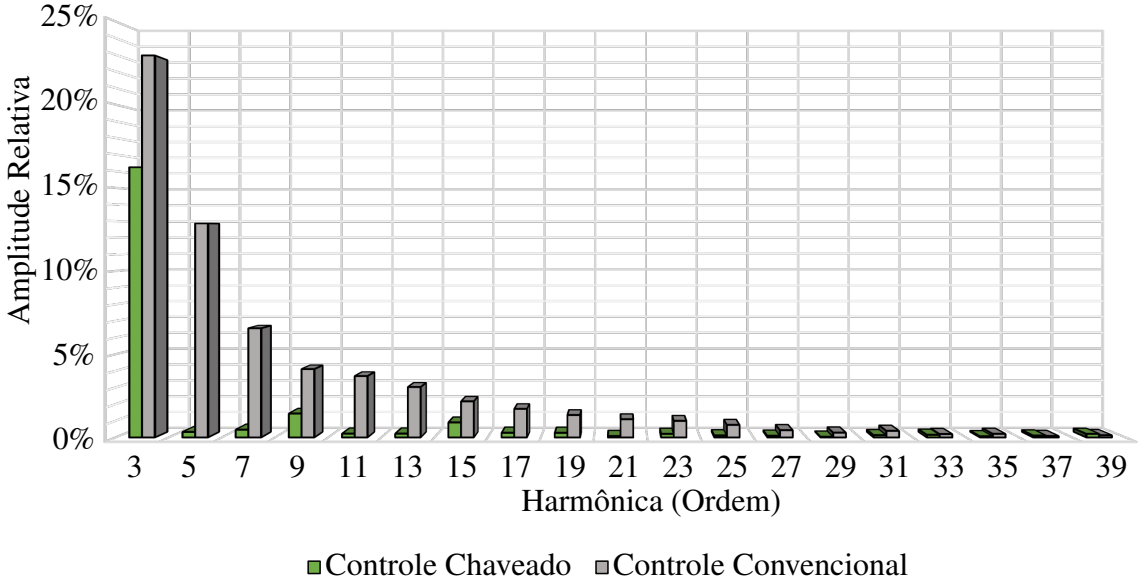
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 43 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 200 W em 85 V do controle chaveado com o controle convencional.



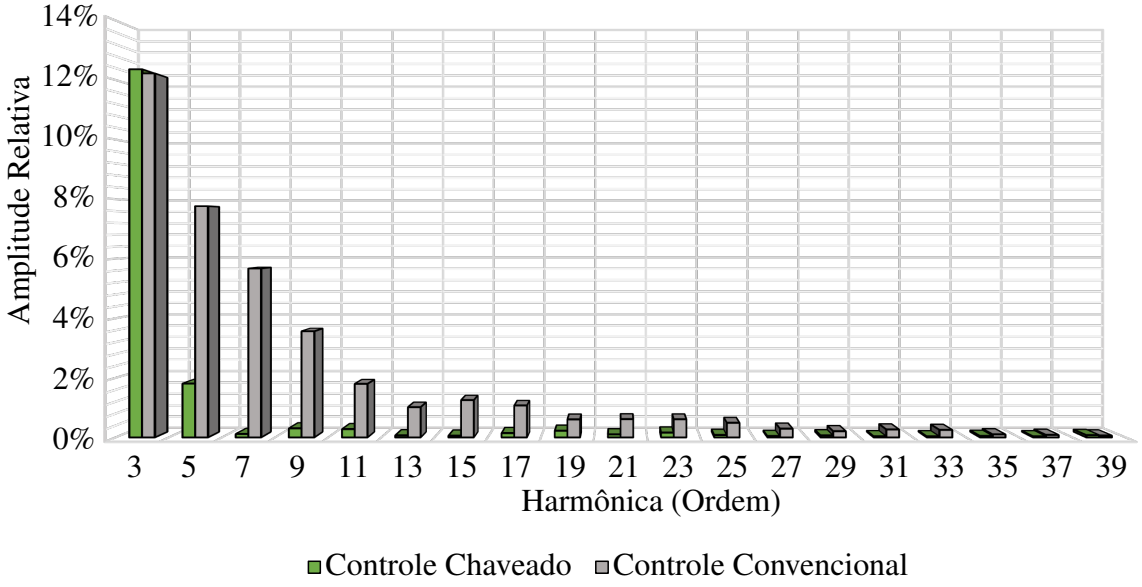
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 44 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 100 W em 220 V do controle chaveado com o controle convencional.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

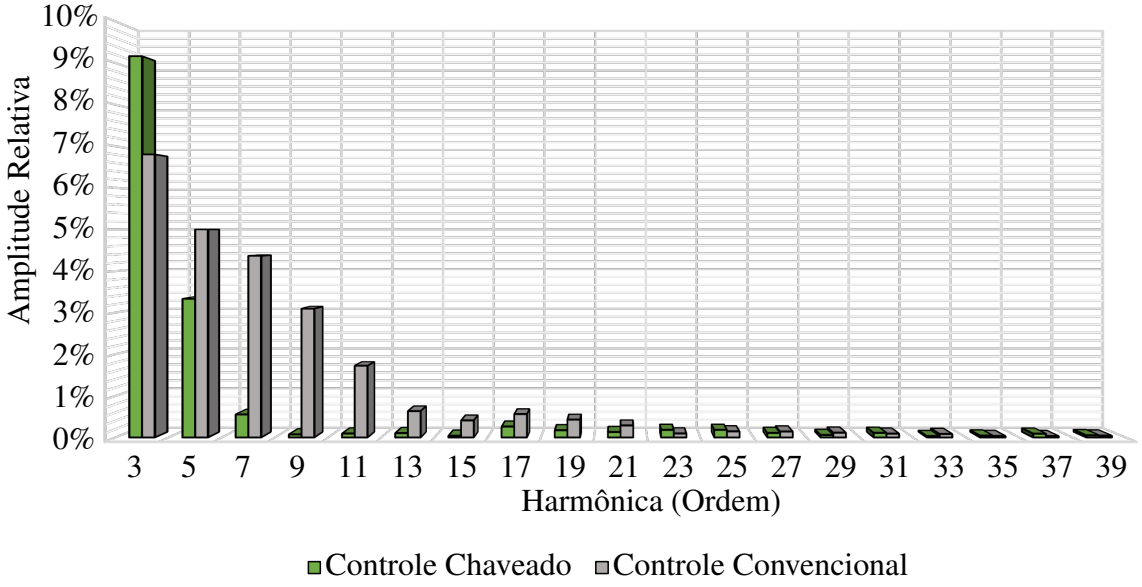
Figura 45 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 100 W em 127 V do controle chaveado com o controle convencional.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Para algumas condições de harmônicas da corrente de entrada, o controle chaveado possui melhores resultados, já em outras condições o controle convencional tem resultados superiores, conforme pode ser evidenciado por meio nas Figuras 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45 e 46.

Figura 46 – Comparativo do espectro harmônico da corrente de entrada a 100 W em 85 V do controle chaveado com o controle convencional.

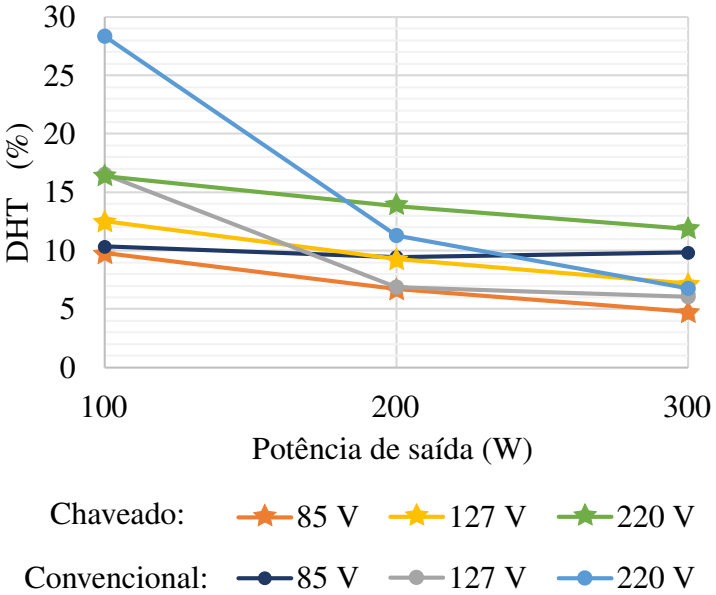


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

6.4.2 Comparativo da DHT da corrente de entrada entre o controle chaveado e o controle convencional

Foi realizado o comparativo da distorção harmônica total da corrente de entrada para toda faixa de tensão e potência, conforme apresentado na Figura 47.

Figura 47 – Comparativo da DHT da corrente de entrada do controle chaveado com o controle convencional em 85 V, 127 V e 220 V.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

No comparativo da DHT da corrente de entrada, o controle chaveado teve resultados

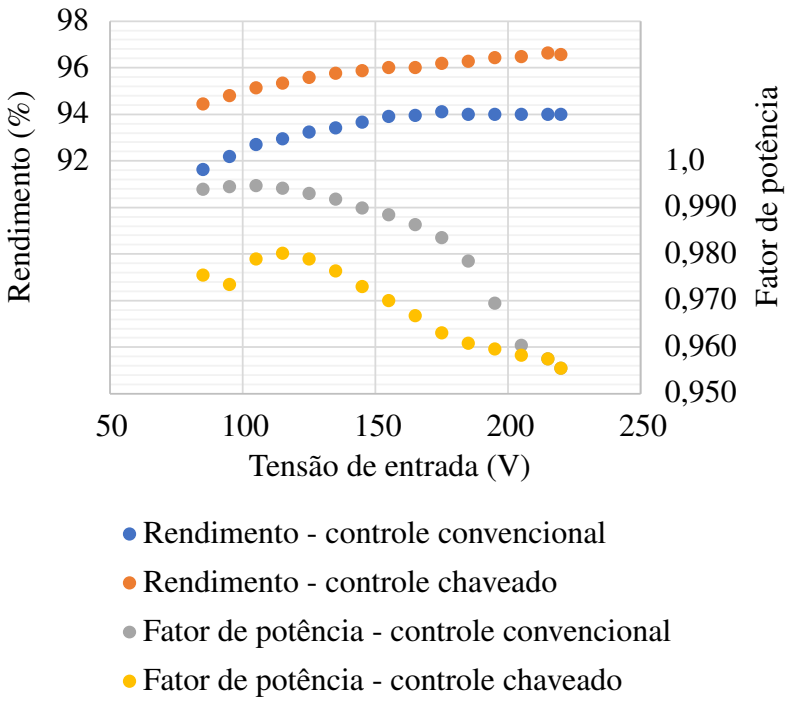
superiores quando comparado com o controle convencional projetado, para a condição de 85 V na entrada, conforme a Figura 47, para toda faixa de potência.

Quando a tensão de entrada é alterada para 127 V, então o comportamento da técnica de controle chaveado parece atuar melhor na condição de baixa potência, o mesmo ocorre para a tensão de 220 V. Já para as demais potências, o controle chaveado teve resultados inferiores se comparado com a outra técnica.

6.4.3 Comparativo do fator de potência e rendimento entre o controle chaveado e o controle convencional

Do ponto de vista de fator de potência, nesse caso a técnica de controle convencional conseguiu resultados superiores nas condições testadas, conforme apresentado nas Figuras 48, 49 e 50. Isso se deve pelo fato de que o controle convencional opera com frequência de comutação fixa, assim a corrente se aproximou mais do formato de uma senoide e desta maneira conseguiu obter o fator de potência superior.

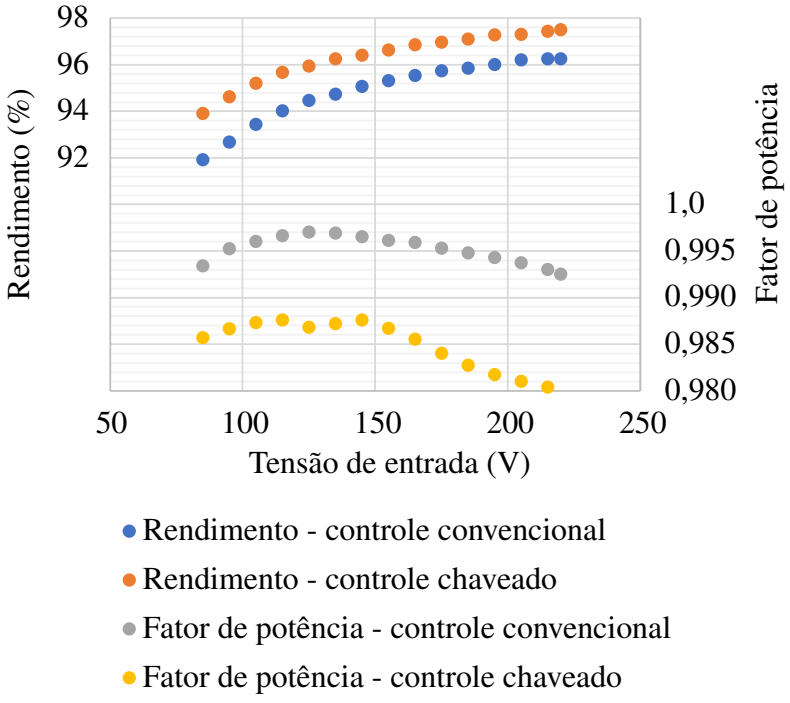
Figura 48 – Fator de potência e rendimento a 100 W.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

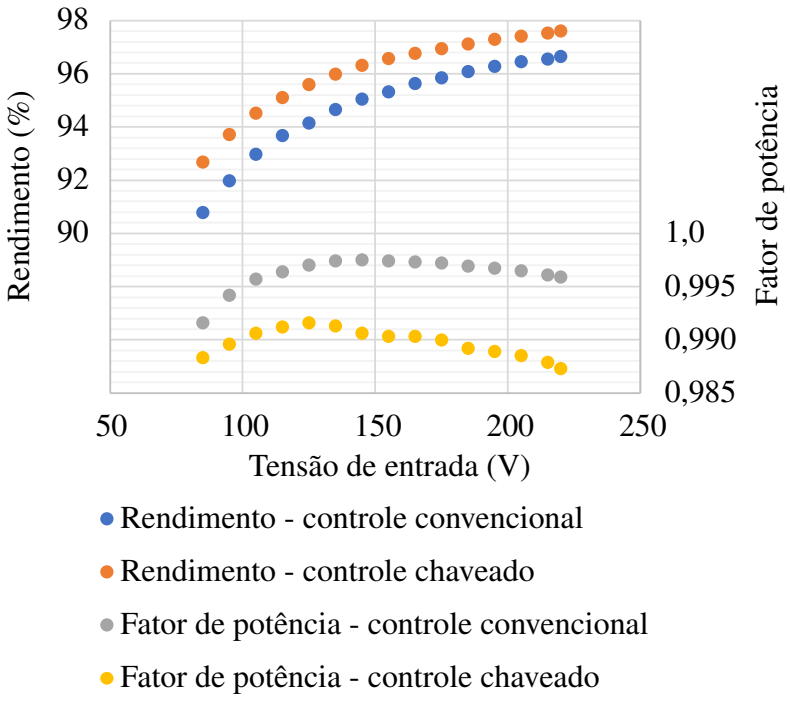
Por outro lado, conforme observado nas Figuras 48, 49 e 50, no comparativo do rendimento entre as técnicas abordadas, o resultado do controle chaveado foi superior ao controle convencional. Isso pode ser justificado pelo fato de que o controle chaveado possui frequência de comutação variável e a máxima frequência possível é a frequência de operação do controle convencional. Desta maneira, o controle chaveado conseguirá ter menos perdas de comutação, uma vez que as perdas de comutação são diretamente proporcionais à frequência de comutação.

Figura 49 – Fator de potência e rendimento a 200 W.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 50 – Fator de potência e rendimento a 300 W.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

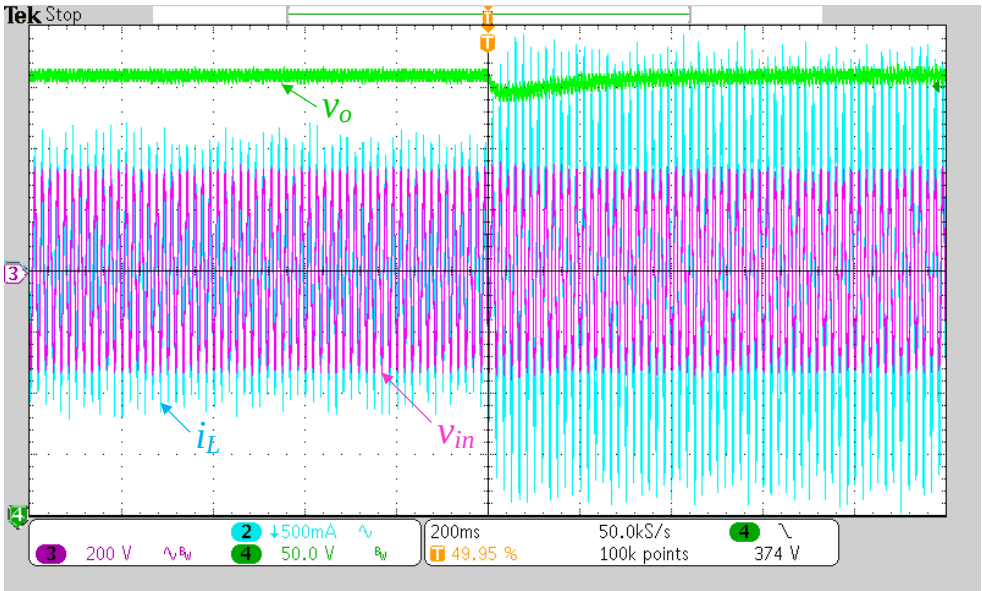
6.5 DESEMPENHO EM TRANSITÓRIOS

Esta seção é dedicada aos ensaios para avaliar o desempenho transitório do retificador operando com o controle chaveado. Serão realizados degraus de carga, bem como alteração da tensão de entrada para avaliar os impactos que isso causa ao retificador.

6.5.1 Degrau de carga

O ensaio de degrau de carga foi realizado com a tensão de entrada sendo v_{in} = 220 V, e o primeiro teste foi feito com a potência de saída sendo alterada de 100 W para 200 W, conforme apresentado na Figura 51. Após o degrau de carga, o controlador de tensão atua para levar a tensão de saída novamente para a referência após aproximadamente 32 ciclos de rede. Neste ensaio a variação da tensão de saída foi de 20 V.

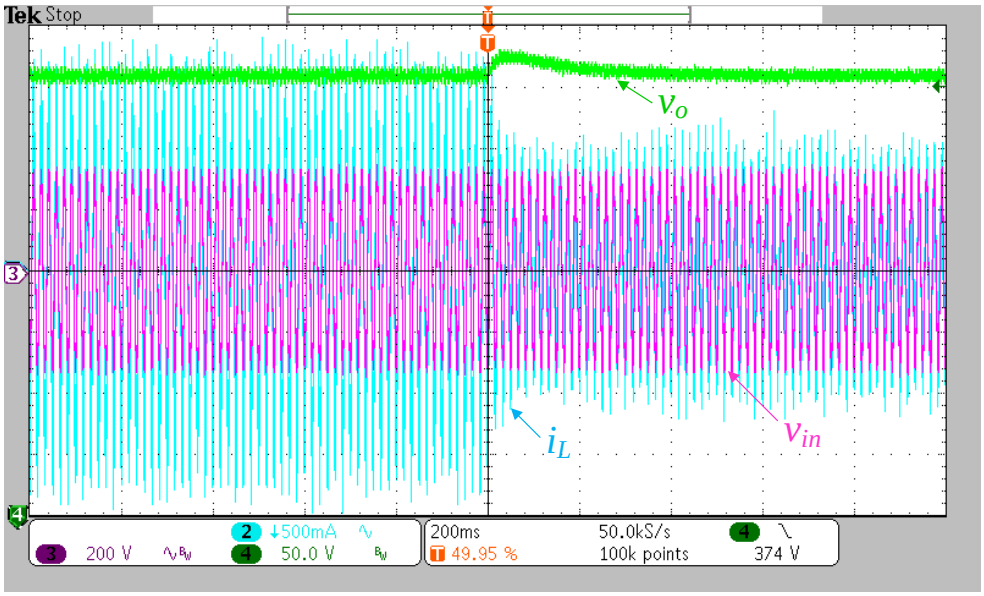
Figura 51 – Degrau de carga P_{in} = 100 W → P_{in} = 200 W, com v_{in} = 220 V.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

No degrau decrescente de carga, a carga passou de 200 W para 100 W. Nesse caso houve elevação na tensão de saída em 22 V e recuperação para a tensão de referência após aproximadamente 35 ciclos de rede, conforme é visível na Figura 52.

Figura 52 – Degrau de carga P_{in} = 200 W → P_{in} = 100 W, com v_{in} = 220 V.

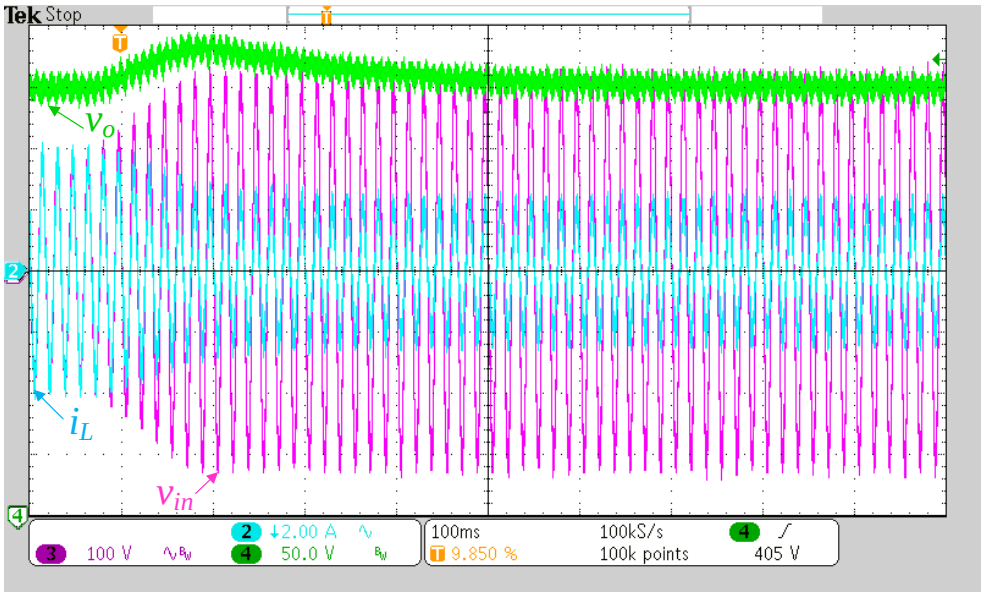


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

6.5.2 Variação na tensão de entrada

A variação na tensão de entrada para os dois ensaios foi feita para a potência de saída fixa sendo igual a 300 W. No primeiro ensaio a tensão foi elevada de 127 V para 220 V. Assim a tensão de saída teve uma elevação de 46 V, conforme apresentado na Figura 53. Foram necessários cerca de 36 ciclos de rede para corrigir o *overshoot* na tensão de saída.

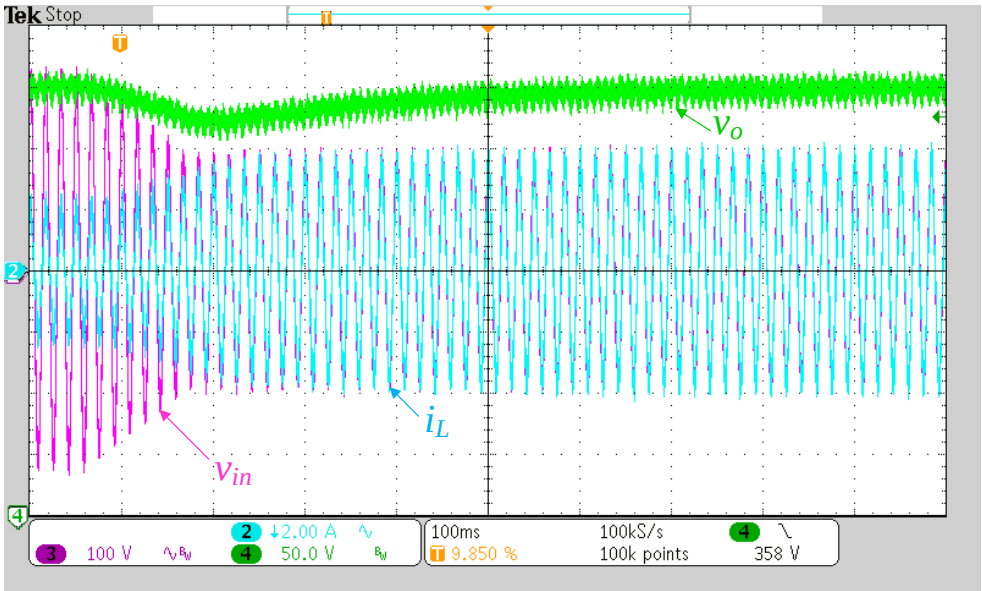
Figura 53 – Variação na tensão de entrada de 127 V para 220 V, em 300 W.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Para a variação decrescente a tensão de entrada foi variada de 220 V para 127 V, fazendo com que a variação da tensão de saída fosse de 42 V, de acordo com a Figura 54.

Figura 54 – Variação na tensão de entrada de 220 V para 127 V, em 300 W.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Para a obtenção de melhores resultados, poderia-se implementar a técnica de controle *feed-forward* que permite tempo de resposta mais rápido, frente às flutuações da tensão de entrada abruptas, reduzindo a variação da tensão de saída (FAN; LIU; ZHAO, 2023). Nesse caso, são necessários cerca de 45 ciclos de rede para corrigir o *overshoot* na tensão de saída.

6.6 DISCUSSÕES

Em comparação com a técnica de controle convencional, a técnica de controle chaveado teve resultados satisfatórios, mostrando assim que a proposta é viável, uma vez que demonstrou estabilidade nos ensaios.

Visto que o estudo da técnica de controle chaveado e sua aplicação prática não tiveram como objetivo a otimização do código nem para a técnica de controle chaveado, nem para a técnica de controle convencional, então não foi possível realizar uma verificação do tempo de execução da rotina de interrupção de cada uma das rotinas, consequentemente não foi possível concluir que uma técnica consegue ser mais rápida que a outra.

A distorção da corrente de entrada encontrada no controle chaveado foi encontrada também no controle convencional. Esse fenômeno aconteceu no momento que a tensão de entrada é máxima e a carga é mínima e poderia ser melhorada elevando a indutância do retificador.

Uma vez que o controle chaveado trabalha com frequência de comutação variável, pode-se observar um potencial do ponto de vista de rendimento, pois pode reduzir as perdas por comutação nesse tipo de retificador. Existe uma oportunidade de melhoria para fazer com que a forma de onda da corrente seja mais próxima da tensão, e desta maneira exista a elevação do fator de potência do retificador, talvez aumentando a frequência de comutação máxima permitida.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho o foco foi com relação à aplicação do controle chaveado ao RBTP. Foi importante encontrar o modelo em espaço de estados do retificador, e consequentemente sua validação para que assim fosse possível aplicar a técnica de controle chaveado.

Foi evidenciada a aplicabilidade da técnica de controle para este tipo de retificador, dado que possui estabilidade para a faixa de operação, tanto do ponto de vista de tensão de entrada, quanto potência de saída. Além disso, o objetivo principal, sendo este o desenvolvimento de uma técnica de controle chaveado aplicado ao Retificador *Bridgeless Totem Pole* e todos os objetivos específicos, sendo eles a modelagem matemática, metodologia de projeto e implementação prática foram atingidos com sucesso.

Apesar de o controle convencional ser projetado apenas como base de comparação, foi possível observar que o controle chaveado teve resultados muito próximos e em algumas situações os resultados foram superiores, visto que a possibilidade de frequência de comutação variável pode ser um grande atrativo do ponto de vista de eficiência, pois pode reduzir as perdas de comutação do retificador.

Conforme explicado no capítulo de implementação do controle, após a realização do projeto do controle chaveado, sua aplicação demanda baixa complexidade computacional é implementada por meio de operações matriciais em um *DSP*.

Mesmo sem o filtro de interferência eletromagnética (EMI) no protótipo, o controle conseguiu atingir resultados satisfatórios do ponto de vista de harmônicos, conseguindo atender à norma IEC 61000-3-2 para todo seu intervalo de operação, e mesmo que em algumas condições houvesse distorção na forma de onda de corrente, os resultados ainda foram aceitáveis.

Os ensaios de desempenho em transitório também foram importantes para avaliar o comportamento do controle frente a alterações abruptas, tanto do ponto de vista de carga, quanto do ponto de vista de tensão de entrada, fazendo com que em ambas as condições o controlador atuasse de maneira eficiente para os ensaios apresentados. Como foi possível verificar nos ensaios, a tensão de saída ou tem uma elevação ou um afundamento que em alguns ciclos de rede retorna à referência.

A técnica de controle estudada ainda demonstra grande potencial de melhorias. Desta forma, citam-se as seguintes possibilidades para trabalhos futuros:

- aplicação de tecnologias de interruptores que permitem elevação da frequência de comutação, tais como GaN, de modo a observar o efeito que a comutação mais rápida colabora com os resultados do retificador;
- consideração do filtro de EMI no projeto do controle;
- considerar o controle chaveado tanto para o controle da corrente do indutor quanto para o controle da tensão de saída;

- aplicação da técnica por meio da leitura da corrente com um resistor *shunt*;
- implementar o controle *feed-forward* na tensão de entrada, a fim de melhorar a resposta da tensão de saída, frente alterações da tensão de entrada;
- analisar a técnica de controle, de modo a elevar a frequência de comutação quando há o cruzamento por zero e diminuir a comutação no pico da tensão de entrada.

REFERÊNCIAS

AGêNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELéTRICA. **MÓDULO 8 – QUALIDADE DO FORNECIMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA**: Seção 8.0. [S.l.], 2021. 69 p. Citado na página 16.

ALVES, Daniel Steil. **Modelo para cálculo de perdas de semicondutores a partir de dados do fabricante**. Joinville: [s.n.], 2019. Curso de Engenharia Elétrica. Disponível em: <http://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/000071/0000710e.pdf>. Acesso em: 24 set. 2023. Citado na página 41.

BRUNING, Claudio. **Retificador bridgeless com elevado fator de potência utilizando one cycle control para aplicação em refrigeradores domésticos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2015. Disponível em: <https://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/000058/00005845.pdf>. Acesso em: 20 out. 2023. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 59.

DEZUO, Tiago Jackson May. **Design of switching strategies with applications in photovoltaic energy generation**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis/SC, 2014. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/130965>. Acesso em: 17 set. 2023. Citado 5 vezes nas páginas 21, 23, 34, 36 e 40.

DU, Shengli et al. Stability analysis for a class of discrete-time switched systems with partial unstable subsystems. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 66, n. 12, p. 2017–2021, 2019. Citado na página 19.

FAN, Chenkun; LIU, Fang; ZHAO, Shang. Research on sic-based totem-pole bridgeless pfc converter and control strategy. In: **2023 6th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE)**. [S.l.: s.n.], 2023. p. 654–659. Citado na página 71.

FAN, John Wing-to; YEUNG, Ryan Shun-cheug; CHUNG, Henry Shu-hung. Optimized hybrid pwm scheme for mitigating zero-crossing distortion in totem-pole bridgeless pfc. In: **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 2048–2053. Citado na página 57.

FAN, John Wing-To; YEUNG, Ryan Shun-Cheung; CHUNG, Henry Shu-Hung. Optimized hybrid pwm scheme for mitigating zero-crossing distortion in totem-pole bridgeless pfc. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 1, p. 928–942, 2019. Citado na página 46.

FILIPPOV, Aleksej F. Differential equations with discontinuous righthand sides. In: **Mathematics and Its Applications**. [s.n.], 1988. Disponível em: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:118063268>. Citado na página 23.

FILIPPOV, Aleksei Fedorovich. **Differential equations with discontinuous righthand sides: control systems**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2013. v. 18. Citado na página 20.

FISCHER, Guilherme da Silva. **Extensão do one cycle control com modulação Leading-Edge para operação com baixa carga e baixa distorção harmônica total aplicada ao retificador bridgeless totem pole**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2018. Disponível em: <https://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/000057/00005784.pdf>. Acesso em: 16 set. 2023. Citado 4 vezes nas páginas 16, 17, 44 e 53.

FISCHER, Guilherme da Silva; RECH, Cassiano; NOVAES, Yales Rômulo de. Extensions of leading-edge modulated one-cycle control for totem-pole bridgeless rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 5, p. 5447–5460, 2020. Citado na página 16.

KAR, Abhishek; SENGUPTA, Mainak. Design, analysis, fabrication and testing of a 3kw power factor correction boost rectifier. In: **2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na página 17.

KOH, Hyun-Gyu; KO, Hyeon-Joon; CHOI, Yeong-Jun. A mpcc-based variable sampling time interleaving method for a two-phase totem-pole bridgeless boost pfc converter. **IEEE Access**, v. 11, p. 104295–104304, 2023. Citado na página 25.

LEME, Renan de Brito. **Aplicação de lei de chaveamento robusta em conversores em ponte completa**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2020. Disponível em: <https://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/00007d/00007d53.pdf>. Acesso em: 04 jan. 2024. Citado na página 17.

LIBERZON, D. **Switching in Systems and Control**. Birkhäuser Boston, 2012. (Systems & Control: Foundations & Applications). ISBN 9781461200178. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=doDTBwAAQBAJ>. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 21.

LÖFBERG, J. Yalmip: a toolbox for modeling and optimization in MATLAB. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMPUTER AIDED CONTROL SYSTEMS DESIGN. **International Symposium on Computer Aided Control Systems Design**. Taipei, Taiwan, 2004. p. 284–289. Citado na página 44.

MAYER, Robson et al. Efficiency evaluation of a bridgeless totem-pole power factor correction rectifier using gan and insulated gate bipolar transistor devices for battery charger. **International journal of circuit theory and applications**, Wiley Subscription Services, Inc, Bognor Regis, v. 49, n. 4, p. 1133–1146, 2021. ISSN 0098-9886. Citado na página 16.

POWNIKER, Sujata; SHELAR, Sachin. Development of active power factor correction controller using boost converter. In: **2016 IEEE International WIE Conference on Electrical and Computer Engineering (WIECON-ECE)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 212–216. Citado na página 16.

SCHARLAU, César Cataldo. **Controle de sistemas chaveados e aplicações**. Tese (Doutorado) — UFSC, Florianópolis/SC, 2013. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/107120/318650.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 19 out. 2023. Citado 6 vezes nas páginas 19, 20, 21, 22, 24 e 34.

SKAFIDAS, Efstratios et al. Stability results for switched controller systems. **Automatica**, v. 35, n. 4, p. 553–564, 1999. ISSN 0005-1098. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109898001678>. Citado na página 22.

STURM, J. F. Using SeDuMi 1.02, a Matlab toolbox for optimization over symmetric cones. **Optimization Methods and Software**, Taylor & Francis, v. 11, n. 1-4, p. 625–653, October 1999. Citado na página 44.

SUN, Zhendong; GE, S.S. Analysis and synthesis of switched linear control systems. **Automatica**, v. 41, n. 2, p. 181–195, 2005. ISSN 0005-1098. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109804002778>. Citado na página 19.

TROFINO, A. et al. Switching rule design for switched dynamic systems with affine vector fields. In: **Proceedings of the 48h IEEE Conference on Decision and Control (CDC) held jointly with 2009 28th Chinese Control Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 6365–6370. Citado na página 40.

TROFINO, Alexandre et al. Stabilizing switching rule design for affine switched systems. In: **2011 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1183–1188. Citado 4 vezes nas páginas 24, 34, 39 e 45.

YANG, Xiaodong; CHEN, Kaiwen; PAN, J. F. Power factor correction in boost converter for wireless power transfer applications. In: **2022 IEEE 9th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–4. Citado na página 16.

ZHU, Ke et al. 1.5 kw single phase ccm totem-pole pfc using 650v sic cascodes. In: **2016 IEEE 4th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 90–94. Citado na página 57.