



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TÉCNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DAVI ARAUJO CHAVES SOUZA

ESTUDO SOBRE CONVERSOR CC/CC TRIFÁSICO ASSOCIADO AO
RETIFICADOR HYBRIDGE

FORTALEZA

2023

DAVI ARAUJO CHAVES SOUZA

ESTUDO SOBRE CONVERSOR CC/CC TRIFÁSICO ASSOCIADO AO RETIFICADOR
HYBRIDGE

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

FORTALEZA

2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

S237e Souza, Davi Araujo Chaves.
Estudo sobre conversor cc/cc trifásico associado ao retificador hybride / Davi Araujo Chaves Souza. –
2023.
48 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia,
Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2023.
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

1. Conversores. 2. CC-CC. 3. Hybride. 4. Eletrônica de potência. I. Título.

CDD 621.3

DAVI ARAUJO CHAVES SOUZA

ESTUDO SOBRE CONVERSOR CC/CC TRIFÁSICO ASSOCIADO AO RETIFICADOR
HYBRIDGE

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 12/07/2023.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Dr. Jose Willamy Medeiros de Araújo
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Me. Raimundo Nonato Moura de Oliveira
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

A Deus.

Aos meus pais, Antônio José e Núbia.

A todos os amigos e professores.

AGRADECIMENTOS

A Deus por toda a ajuda durante o caminho.

Aos meus pais Núbia e Antônio José, por todo o apoio, ensinamentos e suporte durante toda a minha vida.

À Universidade Federal do Ceará por toda a estrutura e apoio.

A CAPES por todo o tempo como bolsista, além do conhecimento adquirido na bolsa o apoio financeiro da bolsa de auxílio que tornou possível eu cursar e concluir o curso.

Ao Prof. Dr. Demercil de Oliveira Jr., pela excelente orientação tanto neste trabalho como em pesquisas, aulas e artigos.

Aos participantes da banca examinadora Me. Raimundo Nonato Moura de Oliveira e ao Dr. Jose Willamy Medeiros de Araújo pelo tempo, pelas valiosas colaborações e sugestões.

Aos bons professores que tive durante a graduação, tanto do departamento de engenharia elétrica tanto de outros departamentos, em especial Yuri Gomes Lima e Antônio Paulo de Hollanda Cavalcante.

Aos colegas e amigos que fiz durante a graduação e estágio, por todo o tipo de ajuda seja através de estudos, companhia e amizade. Em especial, deixo meu agradecimento a Cecilia, Jandson, Leandro, Pedro Nascimento, Samuel e Vivianne.

“Don't go hollow” (Dark Souls).

RESUMO

Conversores CC-CC são amplamente usados em aplicações como telecomunicações e veículos elétricos, com isso, é sempre importante ir em busca de melhores performance. Para se resolver esses problemas é necessário buscar novas topologias, fora das convencionais. Com base nesse cenário, o presente trabalho consistiu na análise e simulação da operação do conversor híbrido em todos os seus estágios. Por meio das simulações, verificou-se a validade das fórmulas utilizadas, comparando os resultados teóricos com os obtidos nas simulações. Os resultados quantitativos demonstraram que o conversor híbrido foi capaz de efetivamente variar a tensão de saída entre 200V e 400V, mantendo a qualidade da tensão dentro dos valores propostos, com uma ondulação máxima de 0,1V. Além disso, o controle da tensão de saída apresentou um tempo de resposta ao degrau de no máximo 0,5ms e uma estabilização em apenas 0,2ms ao dobrar a carga. Considerando a aplicação proposta de um carregador de veículo elétrico, a topologia do conversor híbrido mostrou-se altamente adequada, uma vez que foi possível comprovar sua capacidade de variar a tensão e corrente de saída nos valores especificados sem grandes penalidades.

Palavras-chave: Conversores, CC-CC, Híbrido, Eletrônica de potência

ABSTRACT

DC-DC converters are widely used in applications such as telecommunications and electric vehicles, making it important to constantly strive for improved performance. To address these issues, it is necessary to explore new topologies beyond the conventional ones. Based on this scenario, the present study aimed to analyze and simulate the operation of the hybride converter in all its stages. Through the simulations, the validity of the employed formulas was verified by comparing the theoretical results with those obtained in the simulations. The quantitative results demonstrated that the hybride converter effectively varied the output voltage between 200V and 400V while maintaining the voltage quality within the specified values, with a maximum ripple of 0.1V. Additionally, the output voltage control exhibited a step response time of no more than 0.5ms and stabilization within just 0.2ms when doubling the load. Considering the proposed application of an electric vehicle charger, the hybride converter topology proved to be highly suitable, as it was possible to verify its capacity to vary the specified output voltage and current without significant penalties.

Keywords: Converters, DC-DC, Hybride, Power electronics

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Topologia do Conversor Hybride..... | 18 |
| Figura 2 – Sinais de acionamento da ponte inversora. | 19 |
| Figura 3 – Principais ondas para modo de operação 1 | 21 |
| Figura 4 – Principais ondas para modo de operação 2 | 22 |
| Figura 5 – Principais ondas para modo de operação 3 | 24 |
| Figura 6 – Ganho estático Conversor Hybride | 25 |
| Figura 7 – Montagem do controlador | 30 |
| Figura 8 – Diagrama de bode do conversor..... | 34 |
| Figura 9 – Diagrama de bode de planta e controlador..... | 35 |
| Figura 10 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada..... | 36 |
| Figura 11 – Circuito de controle da ponte trifásica | 37 |
| Figura 12 – Circuito de Potência do Conversor | 38 |
| Figura 13 – Ganho estático do conversor | 38 |
| Figura 14 – Tensões de saída máxima e mínima em carga nominal | 39 |
| Figura 15 – Correntes nas chaves em cada modo de operação | 40 |
| Figura 16 – Correntes do transformador para carga nominal..... | 41 |
| Figura 17 – Correntes de indutores de Saída | 42 |
| Figura 18 – Tensão e corrente no Diodo | 42 |
| Figura 19 – Corrente no capacitor de saída | 43 |
| Figura 20 – Gráficos importantes para região de operação 1 | 44 |
| Figura 21 – Funcionamento do controlador e resposta da saída..... | 45 |
| Figura 22 – Resposta do controle a variação de carga | 46 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|----------------|---|
| ABNT | Associação Brasileira de Normas Técnicas |
| C0 | Capacitor de filtro |
| CA | Corrente alternada |
| CC | Corrente contínua |
| Cparalel | Capacitância equivalente paralela as chaves semicondutoras |
| D | Razão cíclica |
| D1, D2, D3 | Diodos do retificador <i>hybridge</i> |
| fs | Frequência de chaveamento |
| I0 | Corrente de saída |
| I0' | Corrente de saída parametrizada |
| IGBT | Transistor Bipolar de Porta Isolada (Insulated Gate Bipolar Transistor) |
| L1, L2, L3 | Indutores do retificador <i>hybridge</i> |
| Ld | Indutância de dispersão |
| Lda, Ldb, Ldc | Indutor em série com o transformador |
| Lo | Valor da Indutância dos indutores do retificador <i>hybridge</i> |
| MOSFET | Transistor de Efeito de Campo de Óxido de Metal (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) |
| n | Relação de transformação no transformador de alta frequência |
| Po | Potência de saída |
| Q | Fator de qualidade |
| Rd | Perda de razão cíclica devido à dispersão |
| Rse | Resistencia intrínseca do capacitor |
| S1, S2,..., S6 | Chaves semicondutoras de entrada |
| Ts | Período de chaveamento |
| UFC | Universidade Federal do Ceará |
| V0 | Tensão de saída |
| Vin | Tensão de entrada |
| w0 | Frequência ressonante natural |
| wza | Frequência angular do zero |
| ZCS | Comutação com corrente nula (<i>Zero Current Switching</i>) |
| ZVS | Comutação com tensão nula (<i>Zero Voltage Switching</i>) |

| | |
|---------------|--|
| α_i | Condutância normalizada na região de operação i |
| ΔI_L | Varição de corrente nos indutores do retificador <i>hybridge</i> |
| ΔV_0 | Varição da tensão de saída |
| ω_{0i} | Frequência ressonante natural na região de operação i |

SUMÁRIO

| | | |
|--------------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 14 |
| 1.1 | Objetivos | 14 |
| 1.2 | Estrutura do trabalho | 15 |
| 2 | CONVERSORES CC-CC..... | 16 |
| 2.1 | Características importantes | 16 |
| 3 | CONVERTOR HYBRIDGE | 18 |
| 3.1 | Topologia..... | 18 |
| 3.2 | Estágios do conversor..... | 18 |
| 3.3 | Modos de operação..... | 20 |
| 3.3.1 | <i>Modo de operação 1</i> | <i>20</i> |
| 3.3.2 | <i>Modo de operação 2</i> | <i>21</i> |
| 3.3.3 | <i>Modo de operação 3</i> | <i>23</i> |
| 3.4 | Equações do conversor..... | 24 |
| 3.4.1 | <i>Ganho Estático</i> | <i>25</i> |
| 3.4.2 | <i>Calculo de relação de transformação</i> | <i>26</i> |
| 3.4.3 | <i>Comutação suave e tempo morto</i> | <i>27</i> |
| 3.4.4 | <i>Cálculo da indutância de dispersão.....</i> | <i>29</i> |
| 3.4.5 | <i>Cálculo de indutor de saída</i> | <i>29</i> |
| 3.4.6 | <i>Cálculo de capacitor de filtro.....</i> | <i>29</i> |
| 3.5 | Controle do conversor..... | 30 |
| 4 | PROJETO DO CONVERTOR | 32 |
| 4.1 | Crítérios para projeto de inversor | 32 |
| 4.2 | Calculo dos componentes..... | 32 |
| 4.3 | Projeto de controlador | 34 |
| 5 | SIMULAÇÃO E RESULTADOS | 37 |
| 5.1 | Simulação e condições de simulação..... | 37 |
| 5.2 | Ganho estático | 38 |
| 5.3 | Tensão de saída..... | 40 |
| 5.4 | Corrente nas chaves nos modos de operação..... | 40 |
| 5.5 | Ondas obtidas para condição nominal de operação..... | 41 |

| | | |
|-------|--|----|
| 5.5.1 | <i>Corrente nos indutores</i> | 41 |
| 5.5.2 | <i>Tensões e correntes nos diodos</i> | 42 |
| 5.5.3 | <i>Corrente no capacitor</i> | 43 |
| 5.6 | Resultados obtidos fora da condição nominal de operação | 43 |
| 5.7 | Análise do controle | 45 |
| 6 | CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS | 47 |
| | REFERÊNCIAS | 48 |
| | APÊNDICE A – SIMULAÇÃO EM PSIM | 49 |

1 INTRODUÇÃO

Os conversores CC-CC são objetos de estudo fundamentais na área da eletrônica de potência que tem como sua principal função realizar a conversão eficiente e controlada da tensão contínua. Além disso, em algumas topologias, eles também fornecem isolamento galvânico entre a entrada e a saída, o que é uma característica extremamente importante em aplicações sensíveis a ruídos ou em situações em que se deseja utilizar diferentes referências de tensão. (RASHID, 2011).

A evolução dos conversores CC-CC tem sido impulsionada por avanços tecnológicos significativos ao longo do tempo. Um marco importante ocorreu nos anos 1900, com a introdução de dispositivos de semicondutores de potência, como transistores MOSFET e IGBT. Esses dispositivos possibilitaram o desenvolvimento de conversores mais eficientes, compactos e confiáveis. Além disso, o uso de técnicas de controle avançadas, como modulação de largura de pulso e técnicas de ressonância, tem permitido um melhor desempenho em termos de eficiência energética e resposta dinâmica.

À medida que as demandas por eficiência energética, redução de tamanho e maior densidade de potência continuam a crescer, a pesquisa e o desenvolvimento de conversores CC-CC avançam constantemente. Novas topologias e técnicas de controle estão sendo exploradas, como conversores multiníveis, ressonantes e conversores de alta frequência, para atender às necessidades emergentes dos sistemas de energia modernos (OLIVEIRA JUNIOR, 2004).

Neste trabalho, foi estudado o funcionamento do conversor CC/CC trifásico associado ao retificador *hybride*. Esse sistema é composto por uma ponte trifásica conectada a um retificador *hybride* através de um transformador.

1.1 Objetivos

O objetivo deste Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) é analisar a topologia e o funcionamento do conversor CC/CC trifásico associado ao retificador *hybride*, bem como realizar o projeto desse conversor com base nas características de um carregador de veículo elétrico e analisar os resultados obtidos. Os objetivos específicos a serem alcançados são:

- a) Realizar um estudo detalhado sobre o funcionamento e as formas de onda do conversor CC/CC trifásico associado ao retificador *hybride*;
- b) Projetar o conversor com base nos princípios teóricos explicados durante o estudo;

- c) Realizar simulações e analisar os resultados obtidos para validar a teoria apresentada e verificar o desempenho do conversor;
- d) Projetar um controle adequado para o conversor e observar sua eficácia em termos de estabilidade e desempenho.

1.2 Estrutura do trabalho

O trabalho foi dividido em seis capítulos, como segue:

No primeiro capítulo, é apresentada uma visão geral do tema abordado, os objetivos do trabalho e a estrutura organizacional adotada.

No segundo capítulo é apresentada uma pequena introdução sobre conversores CC-CC e expor alguns aspectos importantes do mesmo.

No terceiro capítulo é realizada uma análise aprofundada do conversor *Hybridge*, explorando seus modos de funcionamento e equações relevantes.

No quarto capítulo é realizado o projeto do conversor, abordando pontos importantes para o dimensionamento dos componentes e do controlador.

No quinto capítulo são apresentadas as simulações realizadas e os resultados obtidos a partir do projeto do conversor, analisando seu desempenho e eficácia.

No sexto capítulo são apresentadas as conclusões obtidas e serão discutidas possíveis perspectivas para futuros trabalhos complementares.

2 CONVERSORES CC-CC

Conversores CC-CC são dispositivos chaveados que têm como função converter uma tensão contínua em outra tensão contínua regulada, podendo ter uma saída fixa ou variável. Esses conversores desempenham um papel fundamental como fontes de alimentação em diversas áreas, como indústria, automotiva e consumo, proporcionando energia estável e eficiente para uma ampla gama de dispositivos eletrônicos. Além disso, eles são amplamente utilizados em sistemas de energia renovável, como eólica e solar, e na alimentação de equipamentos de telecomunicações (RASHID, 2011).

Existem várias topologias possíveis para esse tipo de conversor, sendo as mais conhecidas o *buck*, *boost*, *buck-boost*, entre outras. Cada topologia é mais adequada para determinadas aplicações, levando em consideração a faixa de tensão de operação, potência requerida, volume, rendimento, robustez e outros critérios. No entanto, devido ao avanço da eletrônica e à demanda por dispositivos mais potentes e eficientes, novas topologias estão sendo estudadas para alcançar uma maior eficiência em operações específicas (BARBI, 2007).

Nesse contexto, o objetivo do presente trabalho é projetar e apresentar as características de um conversor *hybridge*, explorando essa topologia e demonstrar seu comportamento durante operação.

2.1 Características importantes

Devido à grande variedade de topologias existentes para conversores CC-CC, é importante destacar alguns pontos ao selecionar uma topologia para o projeto. A seguir, são ressaltados os seguintes aspectos:

- a) Número de chaves: O número de chaves utilizadas influencia diretamente na potência despendida durante a condução e comutação. Em algumas configurações, um número maior de chaves proporciona uma menor corrente e/ou tensão em cada chave, assim diminuindo o estresse sobre as mesmas;
- b) Tipo de isolamento: o conversor pode possuir isolamento galvânico ou não. Nos conversores não isolados, não há isolamento galvânico entre a entrada e a saída, o que simplifica a montagem. Geralmente são utilizados em aplicações onde a relação entre a tensão de entrada e saída não é alta. Por outro lado, os conversores isolados possuem uma montagem mais complexa, com isolamento galvânico entre a entrada e a saída por meio de um transformador. Esse tipo de isolamento

é mais comumente utilizado em aplicações que exigem maior segurança para o usuário e quando há uma maior relação entre as tensões de entrada e saída;

- c) Frequência de chaveamento: A frequência de chaveamento é um parâmetro que influencia as perdas por comutação e o volume do conversor. À medida que a frequência de chaveamento aumenta, as perdas por comutação também aumentam, o que exige dissipadores de calor maiores. No entanto, uma frequência de chaveamento adequada permite o uso de indutores, transformadores e capacitores menores, reduzindo as perdas por magnetização e o tamanho geral do conversor. Portanto, é essencial encontrar um equilíbrio adequado na escolha da frequência de chaveamento para otimizar a eficiência e o tamanho do conversor;
- d) Comutação suave: é importante que o conversor opere a maior parte do tempo durante a comutação suave, pois fazendo uso dessa técnica pode-se reduzir consideravelmente as perdas durante a comutação, assim aumentando a eficiência do mesmo;
- e) Retificador de saída: Em conversores isolados, é necessário converter a saída do transformador de CA para CC. Existem várias topologias disponíveis, e é importante analisar cada ponto das diferentes possibilidades, como qualidade da corrente e tensão de saída, bem como as perdas associadas.

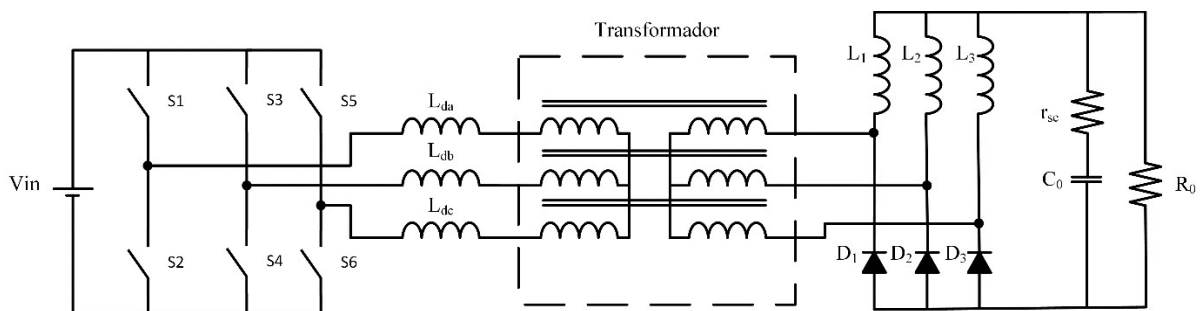
3 CONVERSOR HYBRIDGE

Para esse estudo, foi selecionado o conversor CC/CC trifásico com comando assimétrico, associado a uma versão trifásica do retificador *hybride*. Essa escolha foi feita devido à característica desse conversor de possibilitar a obtenção de comutação suave em múltiplos pontos e a capacidade de fornecer tensão de saída variável (OLIVEIRA JUNIOR, 2004).

3.1 Topologia

A Figura 1 apresenta a topologia desse conversor, que é composto por uma ponte trifásica controlada por meio do comando assimétrico. Além disso, o conversor possui isolamento da saída realizado por meio de um transformador, e o retificador de saída é formado por uma versão trifásica do retificador *hybride*.

Figura 1 – Topologia do Conversor Hybride



Fonte: Elaborado pelo Autor.

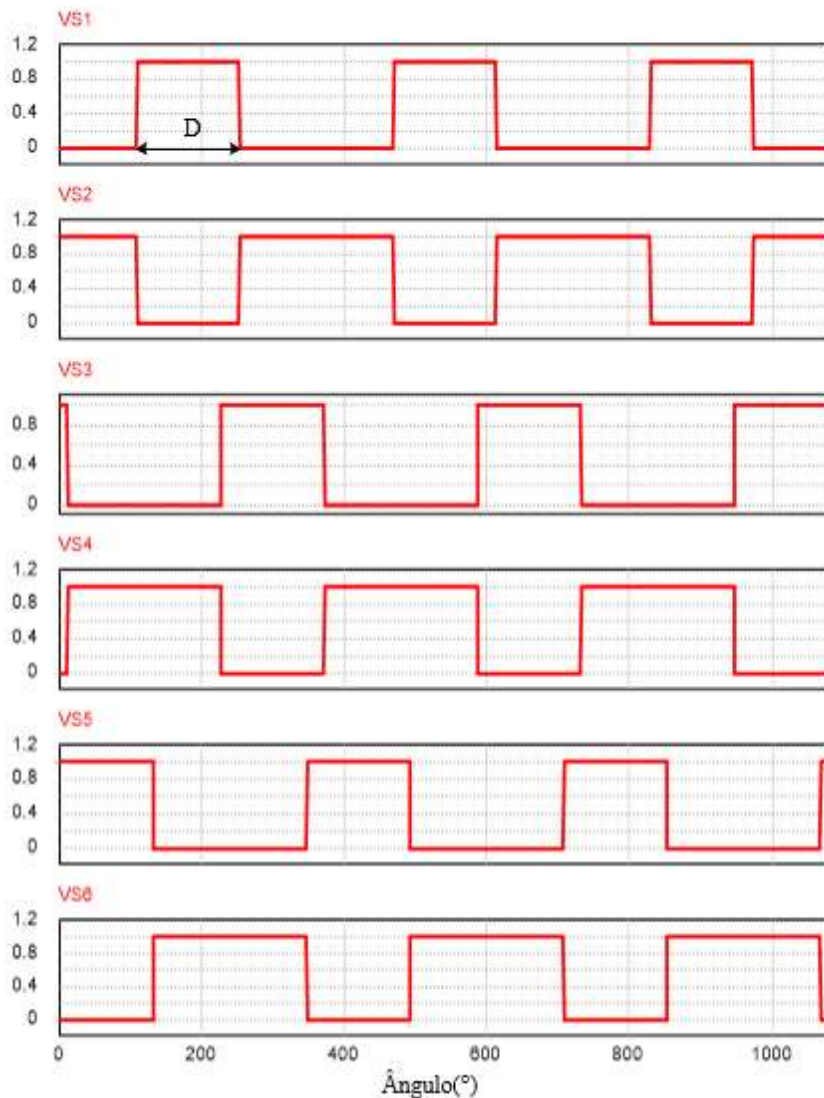
3.2 Estágios do conversor

O estágio inversor consiste na utilização de uma ponte trifásica composta por chaves controladas. Sua principal função é converter a tensão em uma forma alternada, em alta frequência, permitindo que o transformador opere de maneira adequada, evitando a saturação do mesmo. O tempo de operação de cada chave é determinado pela razão cíclica selecionada.

O chaveamento da ponte é realizado de acordo com a ilustração apresentada na Figura 2. As chaves ímpares possuem sinais defasados em 120° entre si, enquanto as chaves pares são complementares. Em outras palavras, quando o sinal de uma chave par está ligado, o da chave ímpar que está no mesmo ramo está desligado, e vice-versa. A largura do pulso a ser aplicado

nas chaves é determinada pela razão cíclica (D). A variação de D permite obter diferentes modos de operação, os quais serão estudados nas seções seguintes.

Figura 2 – Sinais de acionamento da ponte inversora.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

O estágio isolador realiza o isolamento elétrico entre a entrada e a saída do conversor, além de realizar a adaptação do nível de tensão de entrada para um valor mais próximo da tensão de saída. Ademais, a indutância de dispersão é de grande importância para o funcionamento do conversor.

O último estágio de conversão a ser descrito é o módulo retificador. Essa etapa é responsável por converter a saída alternada do transformador em uma tensão contínua estável.

No retificador *hybridge*, são utilizados três diodos e três indutores dispostos em uma ponte trifásica. Essa topologia tem como principal vantagem o uso de apenas 3 diodos em serie com a carga. Vale ressaltar que cada um dos indutores, em média, conduz apenas um terço da corrente de saída. Por esse motivo, esse retificador também é chamado de triplicador de corrente. Por fim, um capacitor é empregado na saída para realizar a filtragem da tensão.

3.3 Modos de operação

Para esse conversor, existem três modos de operação que podem ser divididos de acordo com a razão cíclica. Esses modos de operação ocorrem para $(I_0' < D < 1/3)$, $(1/3 + 2I_0' < D < 2/3)$ e $(D > 2/3)$ (OLIVEIRA JUNIOR, 2004).

Onde o valor de I_0' é definido por:

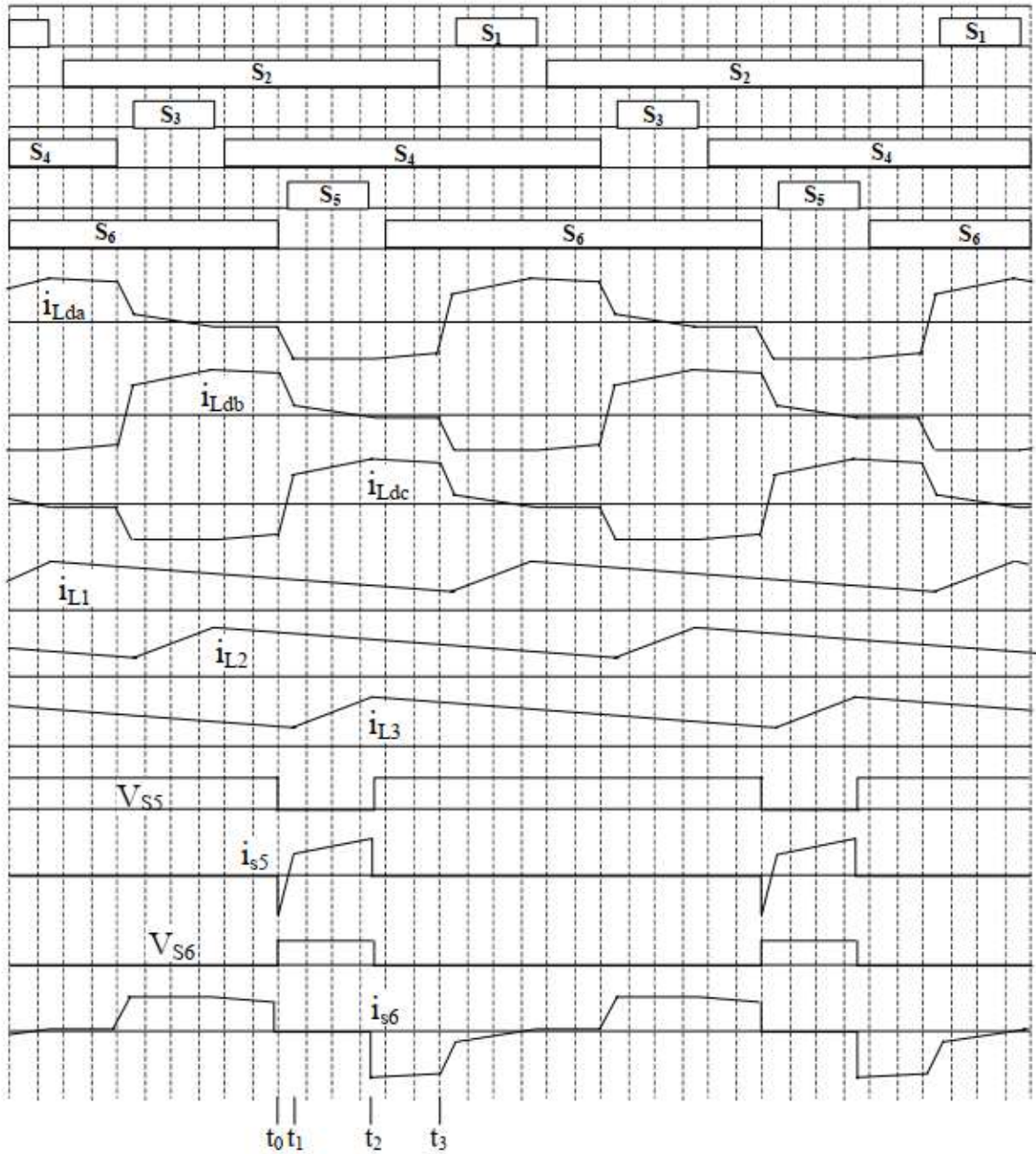
$$I_0' = \frac{f_s L_d I_0}{V_{in}} \quad (3.1)$$

3.3.1 Modo de operação 1

Esse modo de operação é caracterizado pela não sobreposição da ativação dos sinais das chaves ímpares. As principais formas de onda desse modo de operação estão ilustradas na Figura 3. Analisando o gráfico com base na topologia do conversor, podemos explicar seu funcionamento da seguinte forma:

- a) De t_0 a t_1 : a etapa se inicia quando S_6 é aberta. Nesse ponto, ocorre uma mudança nas correntes de linha onde duas decrescem e a corrente da linha C aumenta linearmente. No retificador, embora os três diodos conduzam, a corrente em D_3 diminui linearmente até chegar em zero em t_1 ;
- b) De t_1 a t_2 : Com D_3 reversamente polarizado, a corrente em L_3 aumenta, enquanto a corrente em L_1 e L_2 diminui linearmente, permanecendo até a abertura da chave S_5 , em t_2 ;
- c) De t_2 a t_3 : Nesta etapa apenas os interruptores pares conduzem, nos três indutores do retificador as correntes dos mesmos decrescem linearmente até o fim da etapa que ocorre na abertura do interruptor S_2 , assim, devido a simetria do circuito reestabelecendo o mesmo comportamento da primeira etapa de operação.

Figura 3 – Principais ondas para modo de operação 1

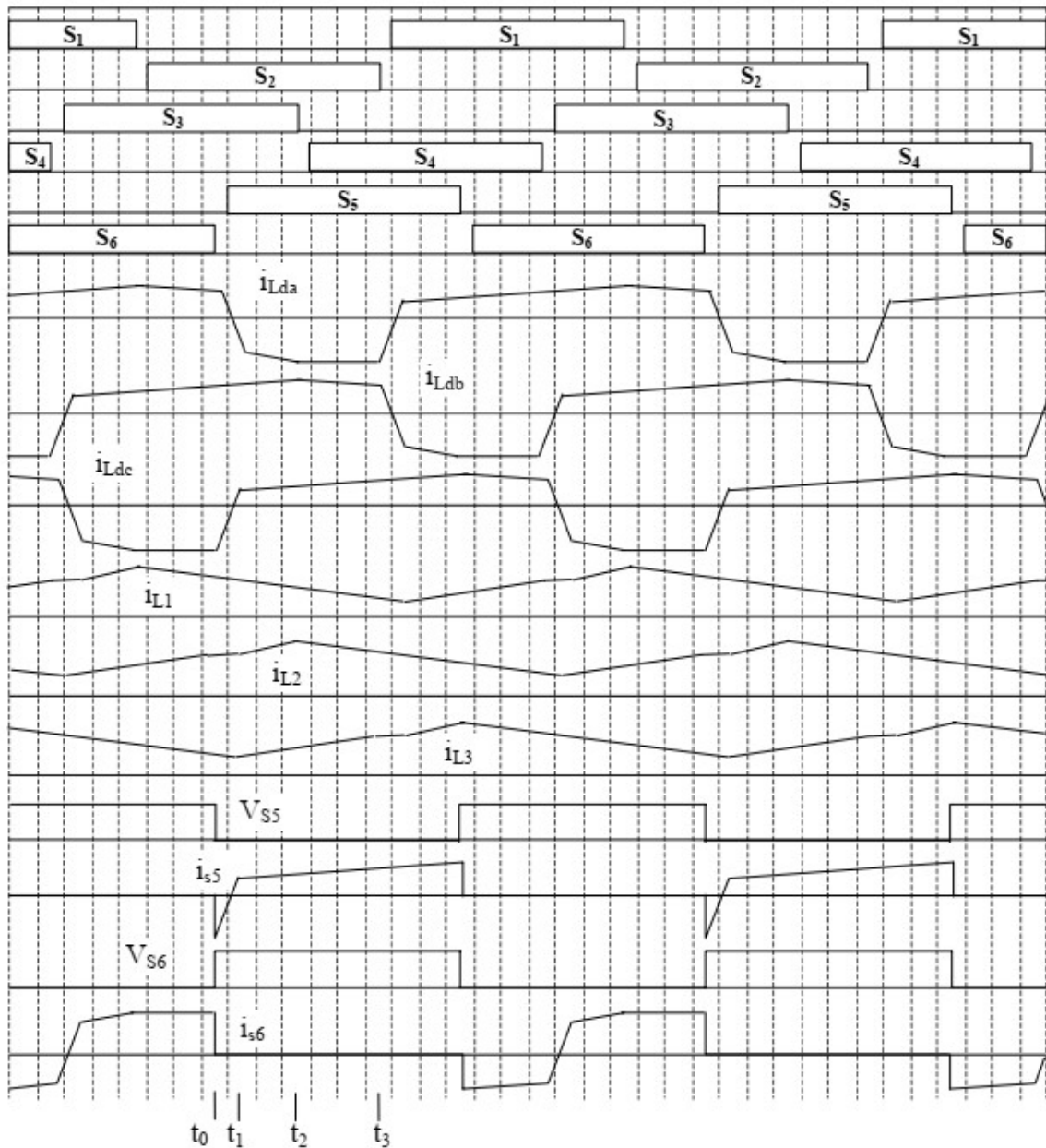


Fonte: (OLIVEIRA JUNIOR, 2004).

3.3.2 Modo de operação 2

Esse modo se caracteriza pela sobreposição de sinais de ativação de duas chaves ímpares. As principais formas de onda deste modo estão mostradas na Figura 4.

Figura 4 – Principais ondas para modo de operação 2



Fonte: (OLIVEIRA JUNIOR, 2004).

Para se analisar a operação deste modo, pode-se explicar seu funcionamento por:

- a) De t_0 a t_1 : a etapa se inicia quando S_6 é aberto. Nesse período, a corrente i_{Lda} decresce e i_{Ldc} aumenta linearmente. No retificador, apenas os diodos D_1 e D_3 estão diretamente polarizados sendo que a corrente de D_3 decresce linearmente enquanto em D_1 , a corrente aumenta na mesma proporção. A corrente em L_2 permanece constante, enquanto cai linearmente nos outros dois indutores de saída. O estado permanece até a corrente em D_3 se anule;

- b) De t_1 a t_2 : Com apenas D_1 conduzindo, a corrente de L_2 e L_3 aumenta linearmente. No lado primário não existem mudanças significativas. O estado se mantém até abertura de S_3 ;
- c) De t_2 a t_3 : Com a abertura de S_3 , o D_2 é polarizado diretamente e começa a conduzir corrente. Assim apenas a corrente em L_3 aumenta seu valor enquanto as outras duas diminuem. No primário não existe grande diferença nas correntes exceto que a corrente que era conduzida por S_3 agora é conduzida por S_4 . Essa etapa permanece até a abertura de S_2 assim reestabelecendo um estado análogo a primeira etapa.

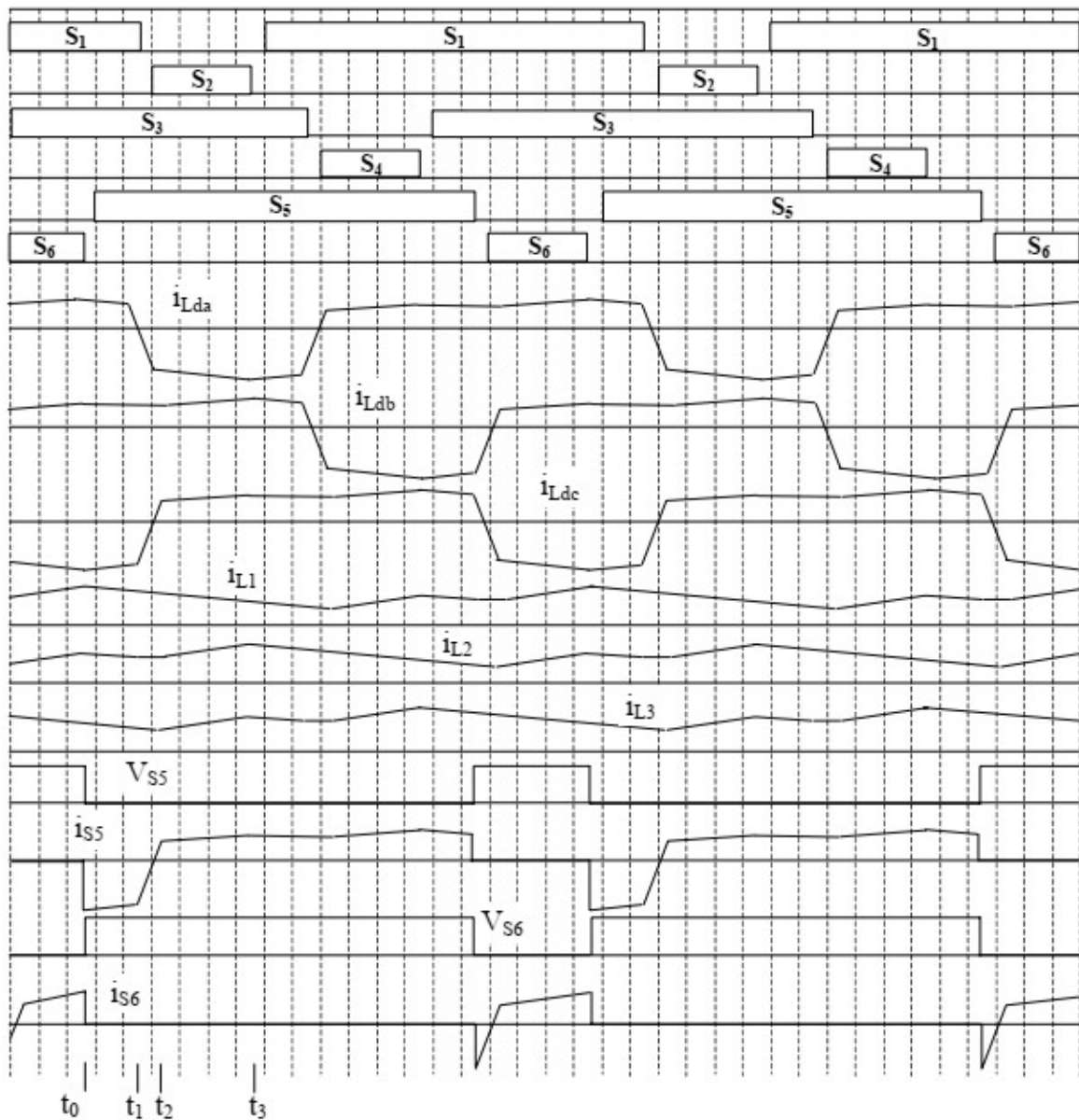
3.3.3 *Modo de operação 3*

Esse modo se caracteriza pela possibilidade de ocorrer a sobreposição da ativação de todas as chaves ímpares. As principais formas de onda deste modo estão mostradas na Figura 5.

Para análise desse modo de operação pode-se observar as seguintes etapas:

- a) De t_0 a t_1 : No momento que S_6 é aberto, embora os três diodos estejam diretamente polarizados, mas devido a dispersão apenas D_3 conduz corrente, as correntes de L_1 e L_3 diminuem linearmente com I_{L2} permanecendo quase constante. Assim permanecendo até a abertura de S_1 ;
- b) De t_1 a t_2 : nesse ponto, a corrente i_{Lda} começa e aumentar linearmente enquanto i_{Ldc} começa a cair na mesma proporção. Devido ao chaveamento D_2 é reversamente polarizado, já a corrente em D_1 aumenta linearmente e a de D_3 cai na mesma proporção. As correntes nos indutores do retificador continuam com o mesmo comportamento da etapa anterior. Esta etapa permanece até a corrente do diodo D_3 ficar igual a zero, assim cessando a condução do mesmo.
- c) De t_2 a t_3 : Nessa etapa apenas D_1 está polarizado, as correntes dos indutores L_2 e L_3 aumentam linearmente enquanto a corrente de L_1 continua a diminuir. No lado primário não existem mudanças significativas. Esse estágio permanece até a abertura de S_2 assim voltando a um estado análogo a t_0 .

Figura 5 – Principais ondas para modo de operação 3



Fonte: (OLIVEIRA JUNIOR, 2004).

3.4 Equações do conversor

Com base no funcionamento do conversor e nas formas de onda obtidas, pode-se realizar a análise dessas informações e obter as equações de funcionamento para o conversor. Nessa seção serão analisadas todas as equações necessárias para o dimensionamento dos componentes integrantes do conversor.

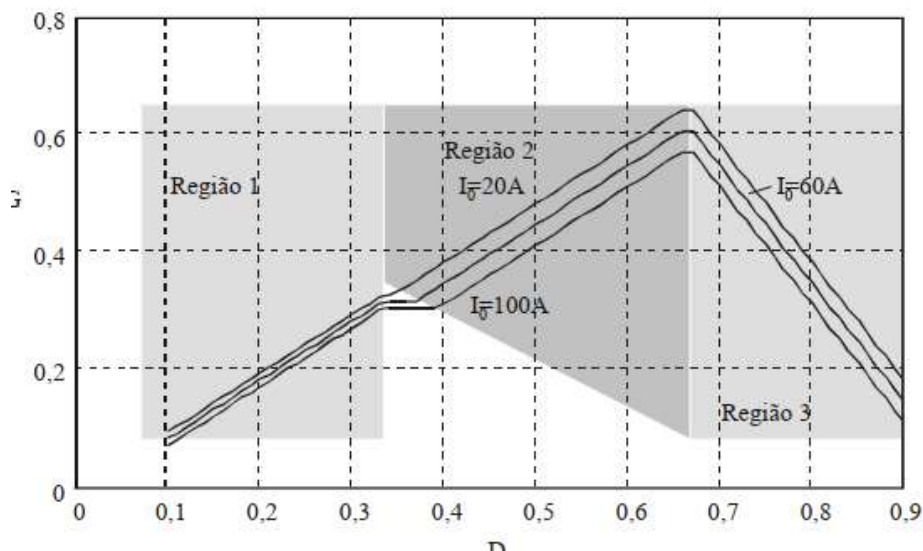
3.4.1 Ganho Estático

Com base na análise quantitativa do conversor, existem três possíveis equações para o ganho estático, dependendo do modo de operação em que o conversor está operando (OLIVEIRA JUNIOR, 2004). Essas três equações estão condensadas na equação (3.2).

$$G = \begin{cases} D - I_0' & \text{para } I_0' < D < \frac{1}{3} \\ D - 3I_0' & \text{para } \left(\frac{1}{3} + 2I_0'\right) < D < \frac{2}{3} \\ 2 - 2D - 3I_0' & \text{para } \frac{2}{3} < D < 1 \end{cases} \quad (3.2)$$

Ainda com base nas equações de ganho estático, é possível perceber que existe um intervalo entre a região 1 e a região 2 em que as equações não são válidas. Nesses pontos, o ganho estático permanece constante e igual ao ganho no limite da região. É possível notar que esse efeito aumenta à medida que a corrente de saída parametrizada (I_0') aumenta, conforme está ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – Ganho estático Conversor *Hybridge*



Fonte: (OLIVEIRA JUNIOR, 2004).

Ainda analisando o ganho estático do conversor, pode-se observar que ele não pode ser facilmente manipulado e tem seu valor máximo igual a 0,66. Por isso, um bom modo de manipular o ganho estático para se obter a tensão de saída desejada é alterar a relação de

transformação, usando esse artifício as equações de ganho estático podem ser obtidas através de (3.3).

$$G = \begin{cases} \frac{D - I'_0}{n} & \text{para } I'_0 < D < \frac{1}{3} \\ \frac{D - 3I'_0}{n} & \text{para } \left(\frac{1}{3} + 2I'_0\right) < D < \frac{2}{3} \\ \frac{2 - 2D - 3I'_0}{n} & \text{para } \frac{2}{3} < D < 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

3.4.2 Cálculo de relação de transformação

Para calcular a relação de transformação adequadamente, deve-se usar a equação de ganho estático mostrado em (3.3). Para esse tipo de análise devemos utilizar os valores para o pior caso, que seria a tensão de saída máxima (V_{0max}) e a razão cíclica máxima (D_{max}). O D_{max} pode ser definido pelo projetista do conversor, mas é recomendado que seja escolhida uma razão cíclica que faça operar perto do limite máximo da região e na região de operação 2 pois a mesma tem melhor performance em termos de comutação suave (OLIVEIRA JUNIOR, 2004).

Com base nisso, rearranjando-se a equação do ganho estático tem-se:

$$G = \frac{D_{max} - 3I'_0}{n} = \frac{V_{0max}}{V_{in}} \quad (3.4)$$

Assim, deixando em função da relação de transformação a equação desejada é obtida:

$$n = \frac{1}{V_{0max}} (V_{in_{max}} D_{max} + \sqrt{V_{in_{max}}^2 D_{max}^2 - 12V_0 f_s L_d I_0}) \quad (3.5)$$

Com base na equação (3.5), pode-se ver que escolhendo-se a relação de transformação adequada se pode manipular a região de operação em que o conversor funciona nominalmente, independente da tensão de saída, caracterizando umas das principais vantagens do conversor em que, pode-se sempre operar nominalmente em razão cíclica ótima.

3.4.3 Comutação suave e tempo morto

Quando se opera em altas frequências as perdas durante o chaveamento podem ser as maiores responsáveis pelas perdas no equipamento assim limitando a frequência de operação.

Devido a isso, é importante tentar operar em comutação suave o maior tempo possível. Esse tipo de comutação visa eliminar ou minimizar as perdas durante o chaveamento dos semicondutores através da anulação da corrente ou da tensão durante o chaveamento. Existem dois modos de comutação suave: a comutação ZVS, que ocorre quando a comutação acontece com tensão nula nos terminais do interruptor, e a comutação ZCS, que ocorre quando a comutação é realizada com corrente nula (Pomilio, 1998).

Devido a característica do conversor estudado, deve-se utilizar da comutação ZVS e conforme a análise de funcionamento, cada região de operação possui suas condições e equações para atingir a comutação suave (OLIVEIRA JUNIOR, 2004).

A seguir, serão apresentadas as condições de comutação suave para cada uma das regiões de operação.

3.4.3.1 Condições de comutação suave para região 1

Para obter comutação suave na região 1 devemos satisfazer a seguinte condição:

$$\alpha_1 = \frac{I_0}{V_{in}} \sqrt{\frac{1.5 L_d}{C_{paralel}}} > 1 \quad (3.6)$$

Para o tempo morto, deve-se satisfazer a seguinte desigualdade:

$$\frac{1}{\omega_1} \arcsen\left(\frac{1}{\alpha_1}\right) < t_d < \frac{1}{\omega_1} \sqrt{\alpha_1^2 - 1} + \frac{1}{\omega_1} \arcsen\left(\frac{1}{\alpha_1}\right) \quad (3.7)$$

Onde:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{1.5 L_d C_{paralel}}} \quad (3.8)$$

3.4.3.2 Condições de Comutação suave para região 2

Para a região 2, deve-se satisfazer a seguinte condição:

$$\alpha_2 = \frac{I_0}{V_{in}} \sqrt{\frac{2 L_d}{C_{paralel}}} > 0,5 \quad (3.9)$$

Para o tempo morto, deve-se satisfazer a seguinte desigualdade:

$$\frac{1}{\omega_2} \arcsen\left(\frac{1}{2\alpha_2}\right) < t_d < \frac{\sqrt{4\alpha_2^2 - 1} + \alpha_2}{\omega_2} + \frac{1}{\omega_2} \arcsen\left(\frac{1}{2\alpha_2}\right) \quad (3.10)$$

Onde:

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{2 L_d C_{paralel}}} \quad (3.11)$$

3.4.3.3 Condições de Comutação suave para região 3

Para região de operação 3, como a indutância de dispersão é igual à da região 2, as equações de ω e α são iguais, mas devido a característica da região o valor de α necessário para comutação suave é $\alpha_3 > 1$. Então com base nisso as condições de comutação suave são definidas por:

$$\alpha_3 = \frac{I_0}{V_{in}} \sqrt{\frac{2 L_d}{C_{paralel}}} > 1 \quad (3.12)$$

Para o tempo morto, deve-se satisfazer a seguinte desigualdade:

$$\frac{1}{\omega_3} \arcsen\left(\frac{1}{\alpha_3}\right) < t_d < \frac{\sqrt{\alpha_3^2 - 1} + \alpha_3}{\omega_3} + \frac{1}{\omega_3} \arcsen\left(\frac{1}{\alpha_3}\right) \quad (3.13)$$

Onde:

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{1}{2 L_d C_{paralel}}} \quad (3.14)$$

3.4.4 Cálculo da indutância de dispersão

Com base nas equações de comutação suave, para um conversor fixo, pode-se observar que a pior condição de comutação suave ocorre em condições de corrente mínima. Para a mesma carga, a corrente mínima ocorre em condições em que a tensão de saída, e consequentemente, a razão cíclica são mínimas. Assim, rearranjando a equação (3.6) em função de L_d obtemos:

$$L_d > \frac{V_{in}^4}{P_{O_{min}}^2} (3D_{min})^2 \frac{2C_{paralel}}{1,5} \quad (3.15)$$

Onde $C_{paralel}$ é o valor da capacitância equivalente em paralelo com as chaves primárias. Para essa variável, um valor adequado seria cinco vezes o valor da capacitância típica entre coletor e emissor desse tipo de chave. Portanto, na maioria dos casos, pode-se adotar o valor de 1nF para $C_{paralel}$.

3.4.5 Cálculo de indutor de saída

Para o cálculo dos indutores do retificador, basta-se analisar a tensão sobre esses indutores durante a operação. considerando a variação de corrente nos indutores igual a ΔI_L , pode-se obter as equações (3.16) e (3.17).

$$\frac{V_{in}}{n} - V_o = L_o \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (3.16)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{n} (1 - D)D \cdot \frac{T_s}{L_o} \quad (3.17)$$

Assim, como a região em que ocorre a maior ondulação de corrente é para $D=0,5$ pode-se rearranjar a equação (3.17) de maneira que se isole a indutância de saída, assim obtendo a equação (3.18).

$$L_o = \frac{V_{in}}{4nf_s \Delta I_L} \quad (3.18)$$

3.4.6 Cálculo de capacitor de filtro

Para o cálculo do capacitor, também se analisa a tensão e corrente sobre o mesmo, com isso o cálculo do capacitor é dado por:

$$C_0 = \frac{1}{\Delta V_o} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{3} \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{2} = \frac{\Delta I_o}{12\Delta V_o f_s} \quad (3.19)$$

Como a variação da corrente de saída é um terço da variação das correntes nos indutores pode-se reescrever a capacitância por:

$$C = \frac{1}{\Delta V_o} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{3} \cdot \frac{\Delta I_L/3}{2} = \frac{\Delta I_L/3}{12\Delta V_o f_s} \quad (3.20)$$

Além da capacitância, é importante definir o valor máximo da resistência do capacitor, que pode ser facilmente deduzido sendo ilustrado na equação (3.21).

$$r_{se} < \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = 3 \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (3.21)$$

3.5 Controle do conversor

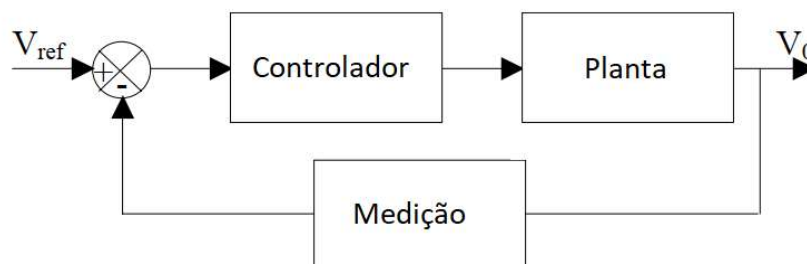
O controle do conversor desempenha um papel crucial na estabilização da tensão de saída. Ele permite que a tensão de saída seja regulada de forma eficiente, independentemente das variações na carga ou outros parâmetros externos. Isso significa que, desde que as variações estejam dentro dos limites do controlador, a tensão de saída é mantida estável com a variação de uma referência (RASHID, 2011).

O controlador funciona monitorando constantemente a tensão de saída do conversor e comparando esse valor com a referência desejada. Com base nessa comparação, o controlador ajusta a operação do conversor, alterando a razão cíclica, a fim de manter a tensão de saída no valor desejado (RASHID, 2011).

Dessa forma, o controle adequado do conversor é fundamental para garantir um desempenho otimizado do sistema, evitando variações indesejadas na tensão de saída e proporcionando uma operação confiável em diferentes condições de carga.

Na Figura 7 temos a montagem do sistema de controle utilizado nesse conversor.

Figura 7 – Montagem do controlador



Para realizar o controle adequado, o primeiro passo é obter a função de transferência da planta. Existem várias maneiras de obter essa equação, seja por meio de experimentação direta ou pela análise do comportamento do circuito. No caso em questão, foi realizado um estudo com base nas equações do conversor no espaço de estados (Oliveira Junior, 2004). Dessa forma, a equação que representa a planta desse conversor ($G(s)$) é apresentada em (3.22)

$$G(s) = \frac{\Delta V_0}{\Delta D} = k_d \frac{1 + \frac{s}{w_{za}}}{1 + \frac{s}{w_0 Q} + \frac{s^2}{w_0^2}} \quad (3.22)$$

Onde cada uma das variáveis da equação anterior é definida por:

$$k_d = V_{in} * \frac{R_0}{R_0 + R_d} \quad (3.23)$$

$$w_{za} = \frac{1}{r_{se} C_0} \quad (3.24)$$

$$w_0 = \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0} \frac{R_0 + R_d}{R_0 + r_{se}}} \quad (3.25)$$

$$Q = \frac{R_0 + R_d}{L_0 + (R_0 + r_{se})R_d C_0 + r_{se} R_0 C_0} \frac{1}{w_0} \quad (3.26)$$

$$R_d = 3 \cdot f_s \cdot L_d \quad (3.27)$$

Com a planta definida, pode-se usar uma técnica de controle adequada para escolher o controlador, no entanto existem duas características importantes durante o dimensionamento do mesmo que devem ser respeitadas para se garantir a estabilidade, que é manter a frequência de cruzamento no máximo um quarto da frequência de chaveamento e deixar a margem de fase entre 45° e 90° (Barbi, 2007).

4 PROJETO DO CONVERSOR

Com base nas equações apresentadas no capítulo anterior, neste capítulo foi realizado o projeto de um conversor de acordo com os requisitos estabelecidos. Posteriormente, no próximo capítulo, as equações serão validadas por meio da simulação do conversor.

4.1 Critérios para projeto de conversor

O conversor a ser projetado considerou uma entrada trifásica retificada, e os dados de saída foram baseados em carregadores de veículos elétricos, motivo pelo qual foi utilizado uma tensão de saída variável. Abaixo estão listados os dados de projeto necessários para o dimensionamento do conversor:

- Tensão de entrada (V_{in}): 650V;
- Tensão de saída (V_o): 200V-400 \pm 0,1%;
- Potência de saída nominal (P_o): 22kW;
- Frequência de chaveamento(f_s): 100kHz;
- Carga mínima para comutação suave: 30% da carga nominal (P_o);
- Máxima ondulação da corrente do indutor de saída(ΔI_L): 10% de I_o ;

4.2 Cálculo dos componentes

Com base nos parâmetros do conversor e as equações apresentadas anteriormente, nesta seção foi realizado o cálculo dos componentes. O primeiro parâmetro a ser calculado é a indutância de dispersão (L_d), podendo ser obtida a partir da equação (3.15). No entanto, para isso, deve-se definir duas variáveis importantes, o D_{min} e a $C_{pararel}$.

Para o D_{min} , foi escolhido 0,2 devido ao alto valor da variação da tensão de saída, assim valores baixos de D garantem que conversor operará em comutação suave em baixas tensões e potências, embora tenha a desvantagem de demandar uma indutância de dispersão maior.

Para a capacitância paralela equivalente, foi considerado o valor de 1nF mencionado anteriormente.

Dessa forma, o valor da indutância de dispersão está calculado conforme a equação (4.1).

$$L_d > \frac{650^4}{(22 \cdot 10^2 \cdot 0,3)^2} (3 \cdot 0,2)^2 \cdot \frac{2 \cdot 10^{-9}}{1,5} = 1,967 \mu H \quad (4.1)$$

$$L_d = 2 \mu H$$

Com a indutância de dispersão calculada, o próximo passo é calcular a relação de transformação. Para isso foi usado a equação (3.5). Para poder-se fazer uso dessa equação resta apenas definir o D_{\max} , como o ponto ótimo de operação é na região de operação 2, deve-se escolher um valor entre 1/3 e 2/3. Para isso, como é preferível operar com maiores razões cíclicas, devido a menores picos de correntes nos primários e maior facilidade de operar em comutação suave, foi escolhido o valor de $D_{\max}=0,6$.

Um ponto para justificar essa escolha é a proximidade da razão cíclica máxima, mas com alguma margem, para o conversor operar na região correta considerando os arredondamentos e perdas ignoradas pelo modelo.

Com isso, o valor de n obtido pode ser obtido na equação (4.2).

$$n = \frac{1}{400} \left(650 \cdot 0,6 + \sqrt{(650 \cdot 0,6)^2 - 12 \cdot 400 \cdot 10^5 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 55} \right) \quad (4.2)$$

$$n \cong 0,9$$

Conforme o esperado, a relação de transformação obtida foi inferior a um, o que caracteriza um transformador elevador. Essa caracterização é evidenciada pela proximidade de tensão entre a entrada e a saída do transformador. Dado que o conversor tem uma característica de ganho estático máximo de aproximadamente 0,66, a elevação de tensão no secundário do transformador se torna necessária para atingir os valores desejados de tensão na saída.

Seguindo com o projeto, o próximo passo é o de dimensionar os indutores de saída do conversor (L_o). Para isso basta apenas seguir a equação (3.18). Os resultados obtidos estão mostrados na equação (4.3).

$$L_o = \frac{650}{4 \cdot 0,9 \cdot 10^5 \cdot (0,1 \cdot 55)} = 328,28 \mu H \quad (4.3)$$

$$L_o \cong 330 \mu H$$

Com isso, o ultimo componente necessário para o conversor é o capacitor, para isso além do cálculo da capacitância, como mostrado em (3.20), é necessário definir o valor da resistência, mostrado em (3.21) máxima do capacitor para que ele possa absorver as variações de corrente.

Com isso os valores obtidos de capacitância e resistência máxima estão mostrados nas equações (4.4) e (4.5).

$$C_0 = \frac{0,1 \cdot 55}{12 \cdot 0,001 \cdot 400 \cdot 10^5} = 3819 \text{ nF} \quad (4.4)$$

$$C_0 \cong 3820 \text{ nF}$$

Com base na tensão e corrente que atuam sobre o capacitor, é possível deduzir a resistência máxima do capacitor, conforme ilustrado na equação (3.21).

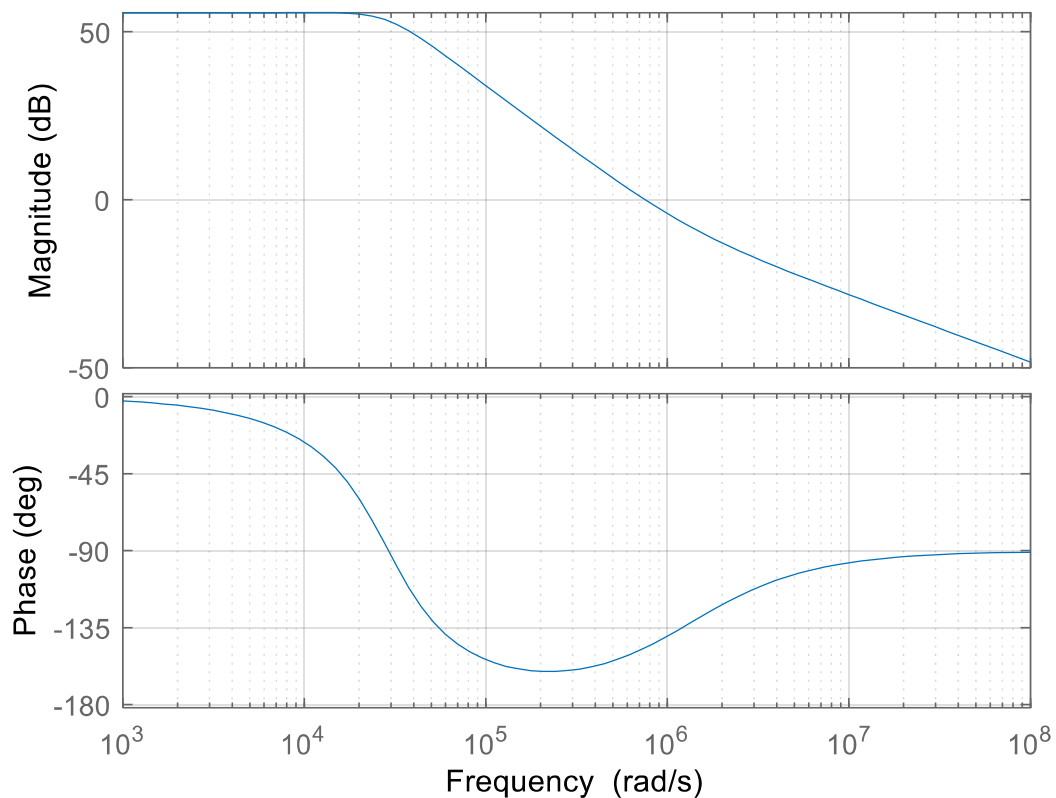
$$r_{se} < 3 \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = 3 \cdot \frac{400 \cdot 0,001}{0,1 \cdot 55} = 0,218 \Omega$$

$$r_{se} = 0,2 \Omega \quad (4.5)$$

4.3 Projeto de controlador

Com o conversor totalmente definido, é possível obter a equação da planta do mesmo com base na equação (3.22). Utilizando essa equação, na Figura 8 está ilustrado o diagrama de bode da planta.

Figura 8 – Diagrama de bode do conversor



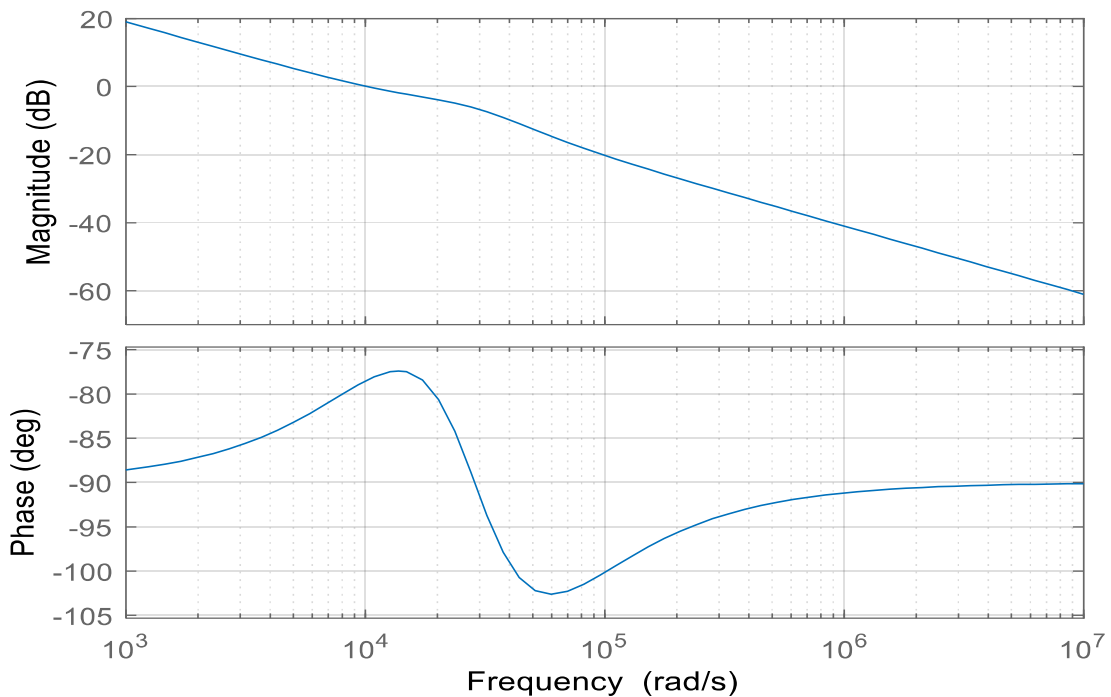
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Ainda com base nessa equação da planta, foi desenvolvido um controlador com base na resposta em frequência, considerando condições de desempenho, como tempo de resposta mínimo de 1 ms e frequência de cruzamento de 10 kHz. Com isso, a equação do controlador obtida foi:

$$K = \frac{0,022643(s + 2,861 \cdot 10^4)^2}{s(s + 1,282 \cdot 10^6)} \quad (4.6)$$

Para ilustrar o desempenho obtido a Figura 9 mostra o diagrama de Bode da planta com o controlador em malha aberta, enquanto a Figura 10 mostra a resposta ao degrau do sistema.

Figura 9 – Diagrama de bode de planta e controlador

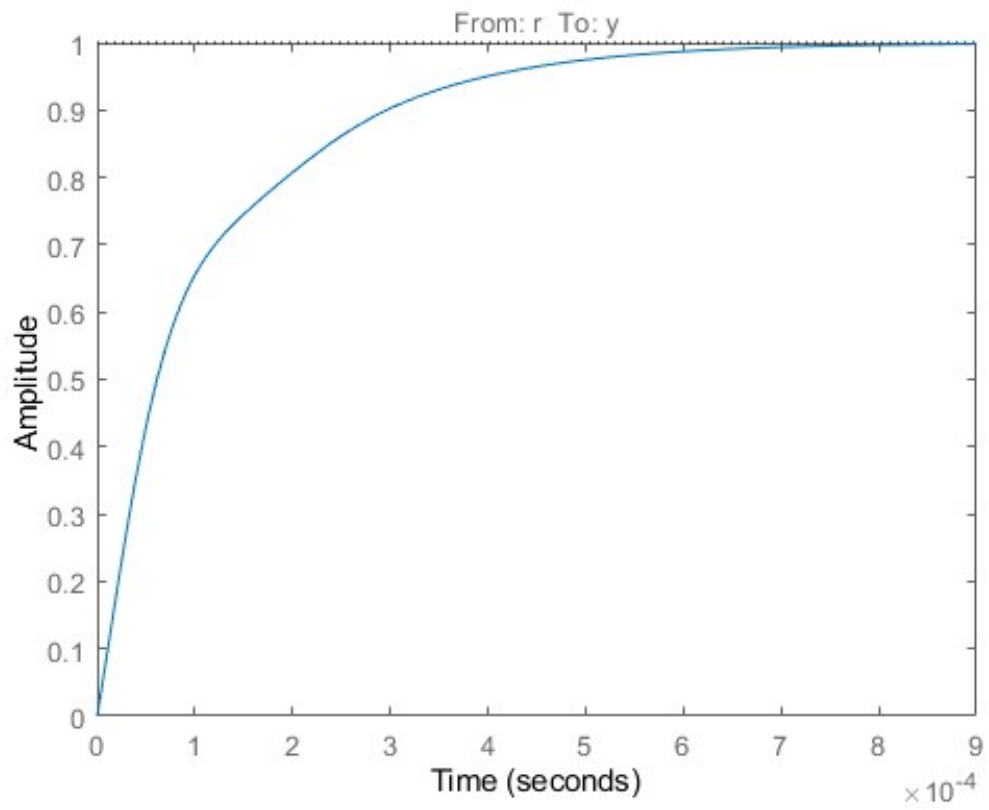


Fonte: Elaborado pelo Autor.

Nas Figura 9, é possível observar tanto a frequência de cruzamento quanto o ângulo de fase, e constata-se que os resultados obtidos estão de acordo com os requisitos estabelecidos. Foi obtida uma frequência de cruzamento de 10 kHz e um ângulo de fase de aproximadamente 77°.

Na Figura 10, é apresentada a resposta ao degrau do controlador. A resposta obtida foi de aproximadamente 0,9 ms, atendendo aos valores esperados.

Figura 10 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada



Fonte: Elaborado pelo Autor.

5 SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Neste capítulo, é apresentada a realização da simulação do conversor, incluindo os dados e resultados obtidos. Com base nesses resultados, é feita uma verificação da validade das fórmulas descritas e das características dessa topologia.

5.1 Simulação e condições de simulação

Para a realização dessa simulação, foi utilizado o programa PSIM versão 9.1. Todos os valores das grandezas utilizadas foram calculados no capítulo anterior.

Na Figura 11, é ilustrado o circuito de acionamento das chaves primárias, enquanto na Figura 12 é mostrado o circuito de potência. É importante destacar que as saídas numeradas de 1 a 6 no circuito de controle estão diretamente conectadas aos símbolos com a mesma numeração no circuito de potência.

Figura 11 – Circuito de modulador da ponte trifásica

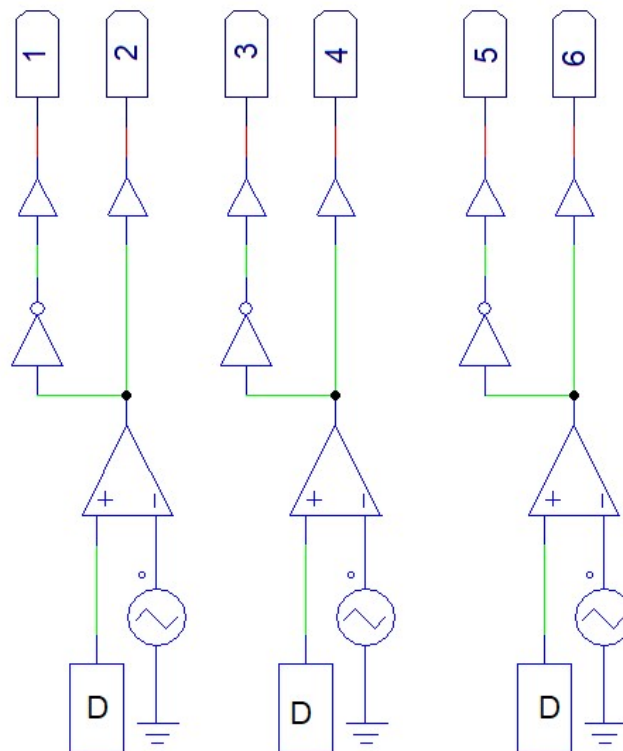
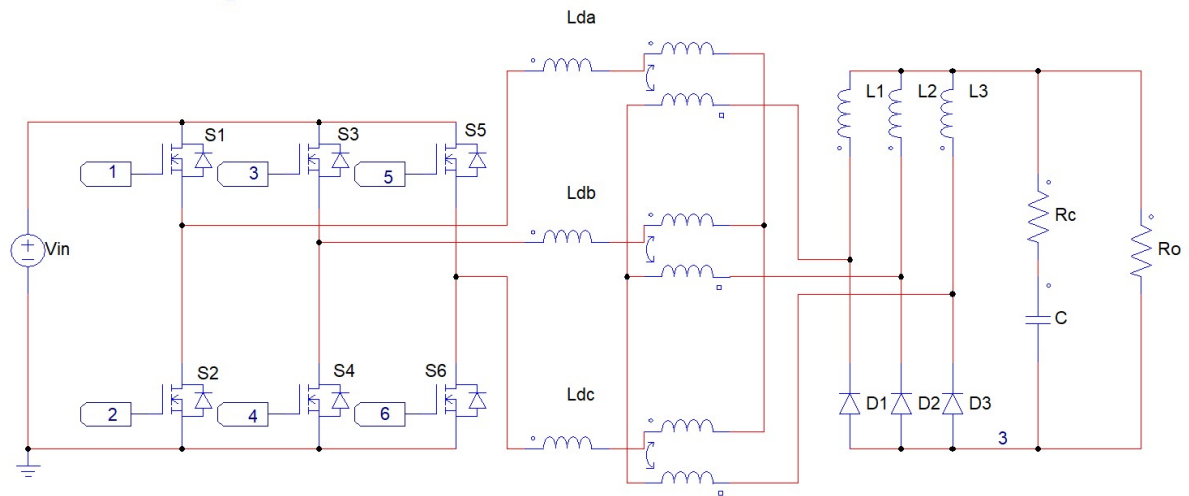


Figura 12 – Circuito de Potência do Conversor

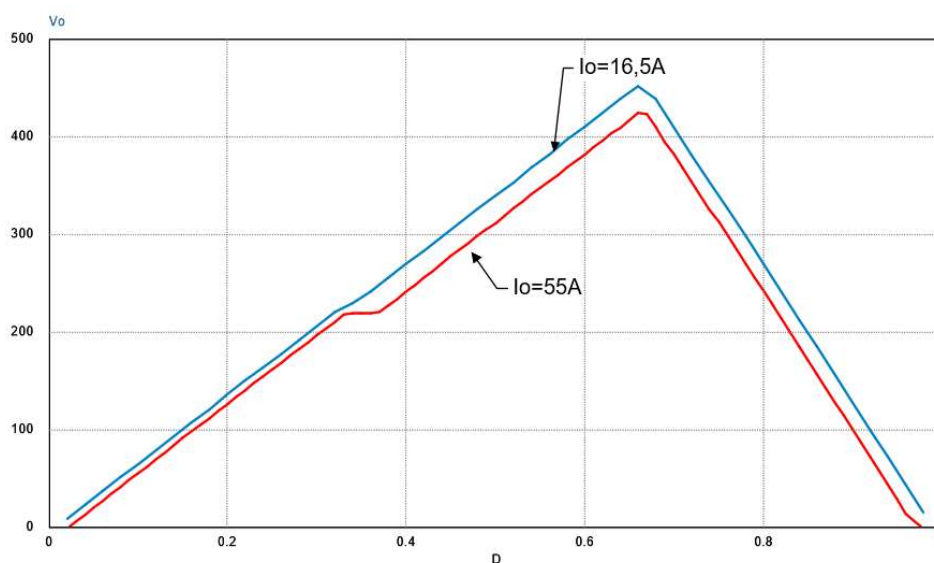


Fonte: Elaborado pelo Autor.

5.2 Ganho estático

Com a simulação realizada, o primeiro ponto a ser analisado é o gráfico de ganho estático. O gráfico do ganho estático foi simulado utilizando-se a corrente constante e com uma curva para corrente nominal e outra para corrente mínima. Os dados obtidos estão apresentados na Figura 13.

Figura 13 – Ganho estático do conversor



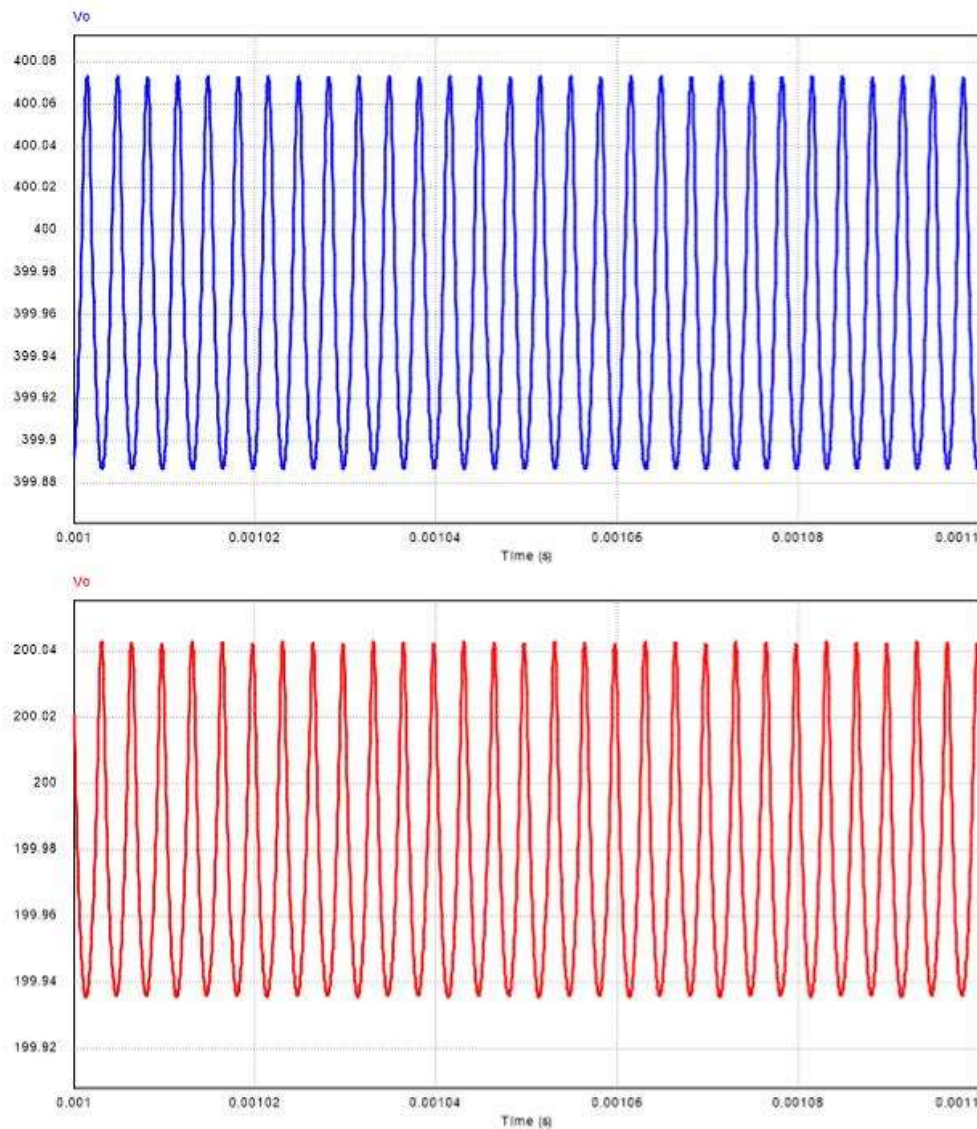
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Analisando-se a Figura 13, pode-se ver que a forma obtida foi bem próxima ao esperado, conforme foi mostrado na Figura 6. Além disso, pode-se identificar cada uma das

regiões de operação, valendo-se ressaltar que, como o esperado, se tem uma zona em que o ganho estático é constante, sendo mais claro na curva com corrente de 55 A em que essa zona ocorre com razão cíclica de 0,33 até 0,37, coincidindo com os valores esperados conforme a equação (3.3).

Em relação aos valores de tensão obtidos, podemos observar dois pontos. Primeiramente, o conversor é capaz de variar a tensão de saída entre 200 V e 400 V sem apresentar problemas. Além disso, a razão cíclica necessária para obter a tensão de saída nominal é 0,63, muito próxima do valor de 0,6 escolhido durante o projeto.

Figura 14 – Tensões de saída máxima e mínima em carga nominal



Fonte: Elaborado pelo Autor.

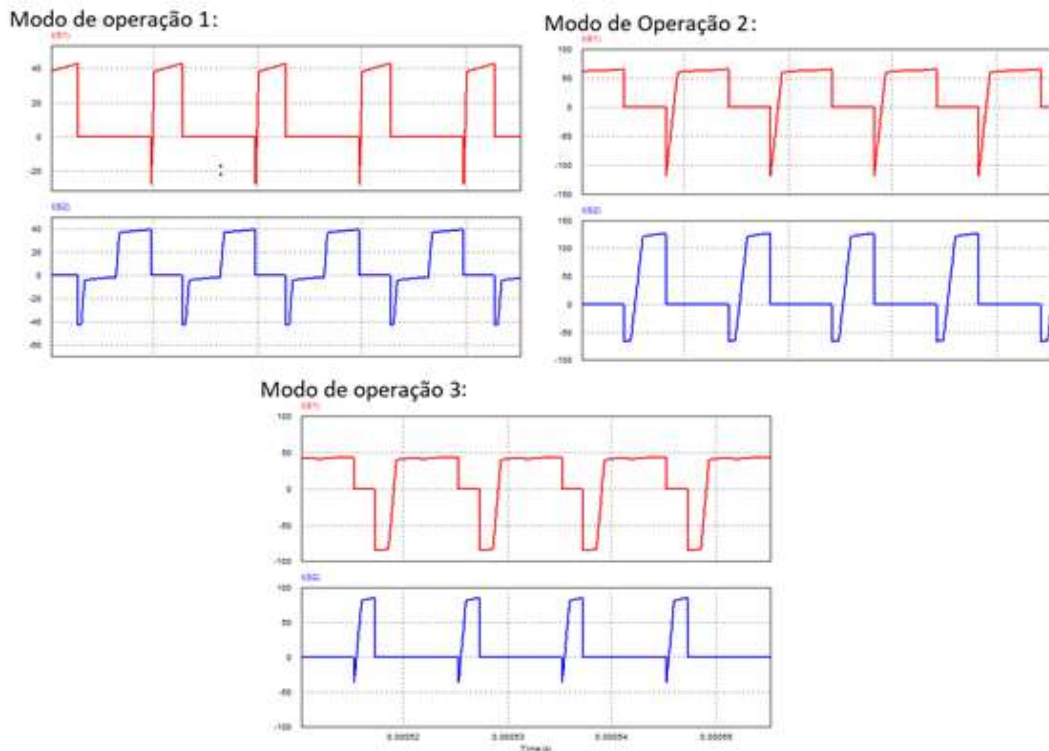
5.3 Tensão de saída

O ponto seguinte a se analisar é a tensão de saída, na Figura 14 são apresentados os resultados para os pontos de tensão máxima e tensão mínima de saída. Como a ondulação máxima ocorre com a potência de saída nominal, em ambos os casos foi utilizado esse valor de potência para definir a carga. Ao analisar as formas de onda, pode-se observar que a variação está dentro dos valores desejados, tendo uma variação máxima de 0,1V.

5.4 Corrente nas chaves nos modos de operação

Um ponto importante para validar a teoria explicada é a forma de onda da corrente nas chaves durante cada região de operação. Na Figura 15, são mostradas as correntes nas chaves em cada região de operação, obtidas durante a simulação, e como se pode-se observar, são semelhantes as ilustradas no item 3.3.3 em cada modo de operação, assim validando a análise realizada. Vale ressaltar que devido a simetria do circuito só é necessário observar a operação em duas das chaves, no caso, foram escolhidas as chaves S_1 e S_2 .

Figura 15 – Correntes nas chaves em cada modo de operação



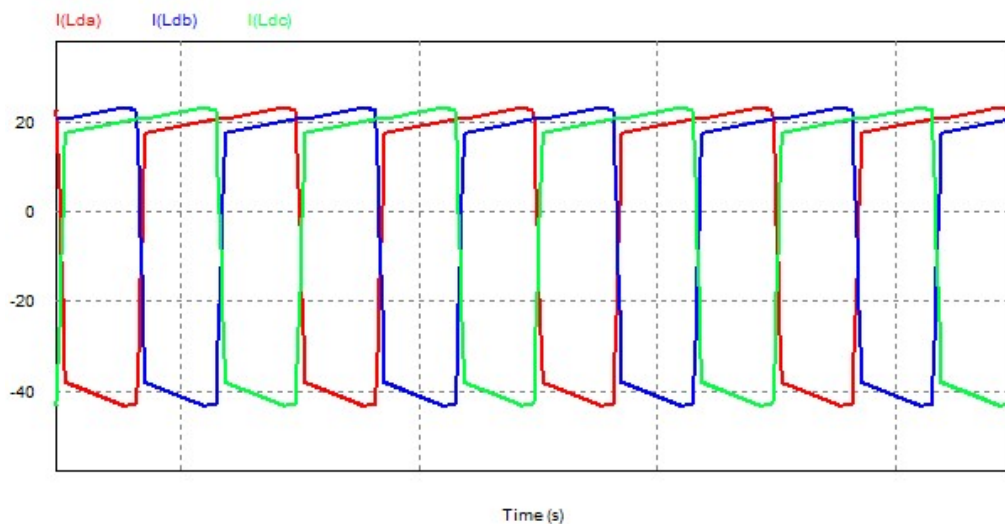
Fonte: Elaborado pelo Autor.

5.5 Resultados para condição nominal de operação

Nesta seção, serão analisadas as formas de onda obtidas durante a operação em carga nominal e tensão de saída de 400V.

5.5.1 Corrente nos indutores

Figura 16 – Correntes do transformador para carga nominal

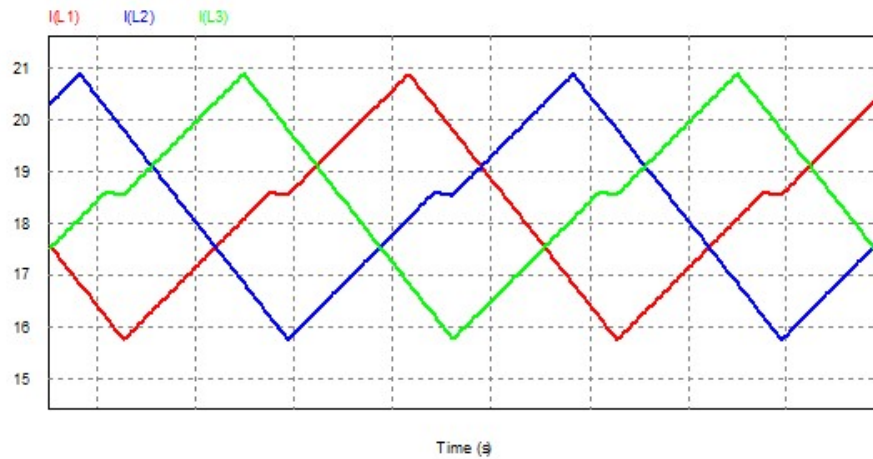


Fonte: Elaborado pelo Autor.

Na Figura 16, está ilustrada a corrente em cada um dos enrolamentos primários do transformador. Um ponto importante para se observar é que a corrente média neles é nula, assim evitando que o transformador sofra saturação.

Na Figura 17, está mostrado a corrente nos indutores de saída do conversor, nela pode-se ver o perfeito equilíbrio entre as três correntes, o que era esperado conforme a análise dos modos de operação. A variação de corrente medida foi de 4,7 A, dentro do limite de 5,5 A especificado no projeto.

Figura 17 – Correntes de indutores de Saída

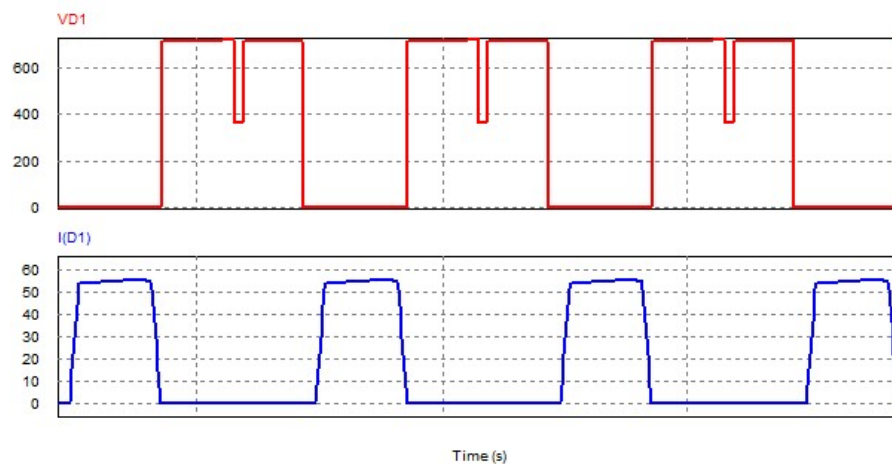


Fonte: Elaborado pelo Autor.

5.5.2 Tensões e correntes nos diodos

Nessa região de operação, os diodos são responsáveis por conduzirem toda a corrente de saída somada com a corrente que passa pelo capacitor, por aproximadamente um terço do tempo. Na Figura 18 estão ilustrados a tensão e corrente no diodo D_1 , vale ressaltar que para os outros dois diodos a forma de onda tanto pra tensão como para corrente são semelhantes. Por essa imagem, pode-se ver que é obtida a mesma forma de onda esperada pela operação da região 2. Quantitativamente falando, a tensão máxima nos diodos é igual a 715V que é a tensão máxima do secundário, e a corrente máxima é de 55,8 A valor da corrente de saída somada com a corrente máxima no capacitor.

Figura 18 – Tensão e corrente no Diodo

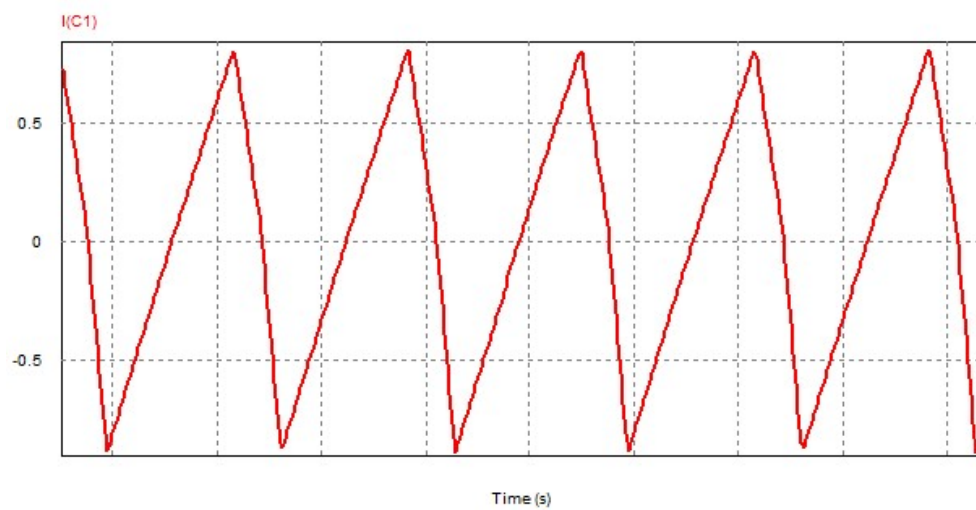


Fonte: Elaborado pelo Autor.

5.5.3 Corrente no capacitor

Por fim, na Figura 19, é mostrada apenas a corrente pois a tensão é a mesma da tensão de saída mostrada na Figura 14. Analisando-se a forma de onda, pode-se concluir que foram obtidos os valores esperados, em que a variação de corrente no capacitor é igual a de um terço da variação da corrente nos indutores de saída e a onda possui uma frequência três vezes maior que a frequência de chaveamento.

Figura 19 – Corrente no capacitor de saída

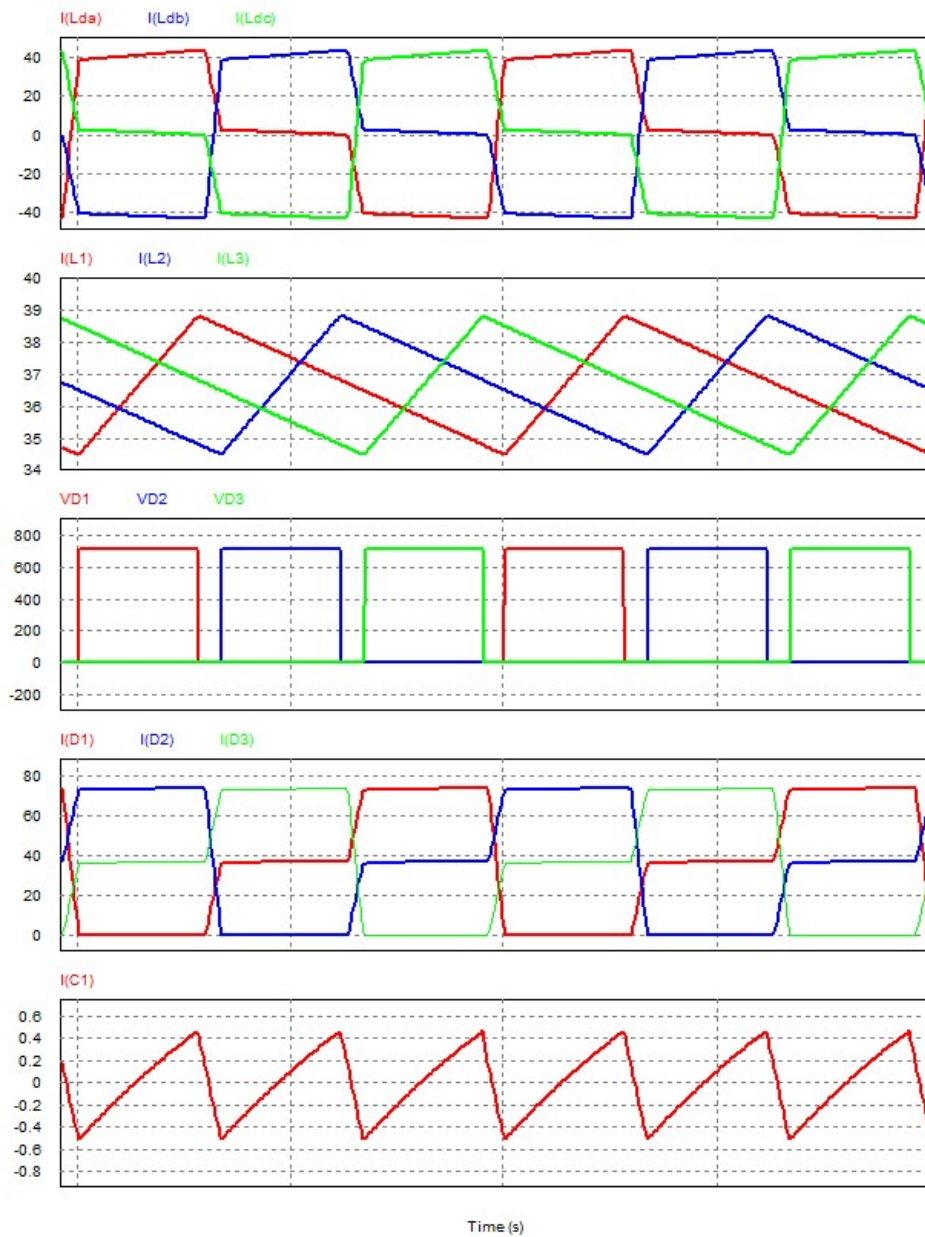


Fonte: Elaborado pelo Autor.

5.6 Resultados obtidos fora da condição nominal de operação

Para outras condições de operação o conversor não possui grandes alterações nas formas de onda mostradas anteriormente, a não ser a variação da magnitude das grandezas elétricas. As maiores diferenças ocorrem quando se muda a região de operação, na Figura 20, estão mostradas as ondas obtidas para a região de operação 1 com tensão de saída de 200V e potência nominal.

Figura 20 – Gráficos para região de operação 1



Fonte: Elaborado pelo Autor.

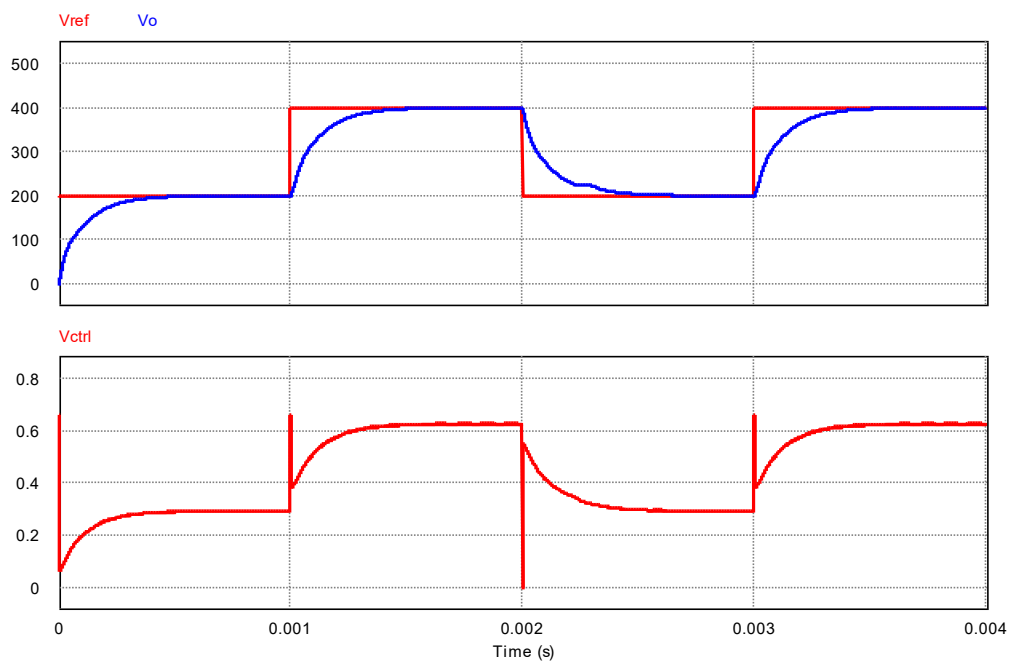
Observando-se a Figura 20, pode-se observar as formas de corrente e de tensão referentes a região de operação 1, no entanto, vale ressaltar que todas as regras de variação de corrente especificadas continuam sendo mantidas. O ponto de maior atenção para esse modo de operação é a corrente sobre os diodos, em que conduzem corrente durante dois terços do ciclo assim diminuindo a corrente máxima sobre eles.

5.7 Análise do controle

Para implementar o controle, foi adicionado um loop de controle ao circuito do conversor *hybridge*, de forma análoga ao mostrado na Figura 7. Em seguida, foi analisada a resposta da tensão de saída em relação à variação da referência. É importante destacar que o modelo utilizado é válido apenas para as regiões 1 e 2, e a saída do controlador é limitada entre 0 e 0,66.

Na Figura 21, é apresentada a resposta da tensão de saída com a variação da referência. Nessa figura, pode-se confirmar a eficácia do controle, que se mostrou ainda mais eficiente do que o esperado, estabilizando a tensão em aproximadamente 0,5 ms. Outro ponto relevante é que o controlador apenas satura nos momentos em que ocorre o degrau, mas rapidamente se estabiliza.

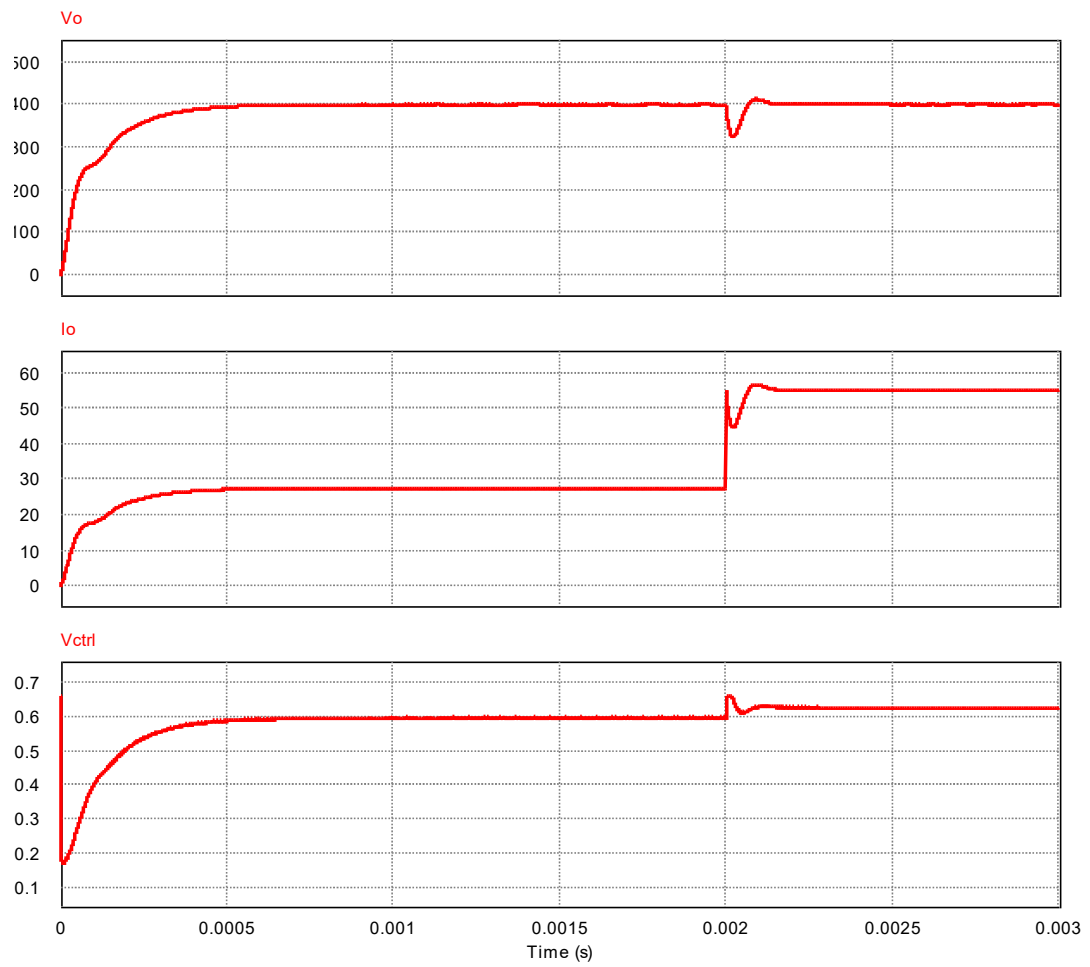
Figura 21 – Funcionamento do controlador e resposta da saída



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Outra condição de performance analisada foi a variação de carga mostrada na Figura 22. Nessa ocasião, a corrente de saída foi dobrada em $t=2\text{ms}$, com o controle conseguindo absorver essa variação rapidamente, em aproximadamente 0,2ms assim garantindo a eficiência do controlador.

Figura 22 – Resposta do controle a variação de carga



Fonte: Elaborado pelo Autor.

6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, foi possível demonstrar e verificar, por meio de simulações, a operação em todos os estágios do conversor *hybridge*. A validade das fórmulas utilizadas foi confirmada ao comparar os gráficos teóricos com os obtidos por meio das simulações.

Foi observado que a variação da tensão de saída foi eficaz, permitindo ajustá-la entre 200V e 400V sem problemas, mantendo sua qualidade e apresentando uma ondulação máxima de 0,1V.

Em relação ao controle da tensão de saída, obtivemos resultados excelentes, com uma resposta ao degrau de no máximo 0,5ms e uma estabilização em apenas 0,2ms ao dobrar a carga.

Dessa forma, considerando a aplicação desejada de um carregador de veículo elétrico, essa topologia do conversor *hybridge* demonstrou-se perfeitamente capaz, pois foi comprovado que é capaz de variar a tensão e corrente de saída nos valores especificados sem grandes penalidades.

Para trabalhos futuros, seria importante complementar esse estudo com pesquisas como:

- Realizar um estudo para se projetar o controle utilizando-se técnicas mais avançadas e que tenham melhores performances;
- Montar um protótipo em bancada e estudar a performance do mesmo;
- Estudos sobre a viabilidade deste modelo em veículos elétricos específicos, levando em consideração veículos reais e eficiência dos componentes reais.

REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. Edição do Autor, 2006.

BARBI, Ivo. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 2ª edição. Florianópolis. Edição do Autor, 2007.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. McGraw Hill Brasil, 2016.

Mohan, N., Imbertson, P., **Asymmetrical Duty Cycle Permits Zero Switching Loss in PWM Circuits with No Conduction Loss Penalty**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no 1, jan/feb 1993, pp. 121-125

OGATA, Katsuhiko; SEVERO, Bernardo. **Engenharia de controle moderno**. Prentice Hall do Brasil, 1998.

OLIVEIRA JÚNIOR, Demercil de Souza et al. **Conversor CC/CC trifásico associado ao retificador em onda completa com seis diodos e a uma versão trifásica do retificador Hybride**. 2004.

Pomilio, José Antenor. **Eletrônica de potência**. Campinas: UNICAMP (1998).

Prasad, A.R., Ziogas, P.D., Manias, S., **Analysis and Design of a Three-Phase OffLine dc/dc Converter with High Frequency Isolation**. IEEE Transactions on Industry Applications, 1988, pp. 813-820

RASHID, M. H. **Power electronics handbook: devices, circuits, and applications**. Burlington, Ma: Butterworth-Heinemann, 2011.

APÊNDICE A – SIMULAÇÃO EM PSIM

