

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**Jean Torelli Cardoso**

**CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO  
EM ALTA FREQUÊNCIA COM ENTRADA E  
SAÍDA EM CORRENTE**

João Pessoa  
2018

Jean Torelli Cardoso

# **CONVERTOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA COM ENTRADA E SAÍDA EM CORRENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado  
à Universidade Federal da Paraíba como exi-  
gência para a obtenção do título de Bacharel  
em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal da Paraíba  
Centro de Energias Alternativas e Renováveis  
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Romero Leandro Andersen

João Pessoa

2018

© Jean Torelli Cardoso

**Catálogo na publicação**  
**Seção de Catalogação e Classificação**

C268c Cardoso, Jean Torelli.

Conversor CC-CC Trifásico Isolado em Alta Frequência  
com Entrada e Saída em Corrente / Jean Torelli Cardoso.

- João Pessoa, 2018.

74 f. : il.

Orientação: Romero Leandro Andersen.

Monografia (Graduação) - UFPB/CEAR.

1. Conversor CC-CC trifásico. 2. Conversor isolado. 3.

Fonte de energias renováveis. I. Andersen, Romero

Leandro. II. Título.

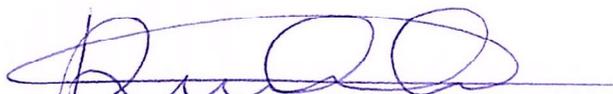
UFPB/BC

Jean Torelli Cardoso

# CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA COM ENTRADA E SAÍDA EM CORRENTE

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado  
à Universidade Federal da Paraíba como exi-  
gência para a obtenção do título de Bacharel  
em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. João Pessoa, 08 de novembro de 2018:



---

Prof. Dr. Romero Leandro Andersen  
Orientador



---

Prof. Dr. Alexandre César De Castro  
Convidado 1

---

Prof. Dr. Rogério Gaspar de Almeida  
Convidado 2

João Pessoa  
2018

# AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida e por ter me permitido chegar até aqui.

A minha querida mãe por sempre acreditar e confiar em mim. Os meus melhores sentimentos a esta pessoa, pois sem ela, eu jamais teria alcançado meus objetivos. Agradeço por sempre me proporcionar o melhor, por lutar pelas minhas causas e por todo carinho a mim dedicado.

Ao meu querido pai (*in memoriam*), minha fonte de inspiração e de paz. Onde quer que o senhor esteja estarei sempre lembrando de todos os seus ensinamentos e da sua incrível companhia. Agradeço a ti por tudo, sei que estarás acompanhando meus passos, me guiando e sendo meu parceiro eterno.

Agradeço aos meus irmãos, Jeane e Junior por serem o meu suporte e meus maiores conselheiros. Vocês são meus melhores amigos e para mim é um prazer imenso tê-los ao meu lado, pois sei o quanto são essenciais em minha vida.

A Helena por todo amor. Apesar de se fazer presente apenas no meu último ano de graduação, foi sem dúvida uma pessoa fundamental. Agradeço a você por todo carinho e atenção, por sempre estar ao meu lado nos bons e maus momentos, me ajudando e me fazendo enxergar o lado bom em todas as coisas da vida. Que este trabalho seja apenas mais uma de nossas vitórias juntos.

A Eliane, minha querida amiga. Agradeço por todos os conselhos, pelos telefonemas que sempre me confortaram e mostraram soluções que eu jamais poderia pensar sozinho. Você é uma pessoa muito especial para mim e desejo a sua presença em nossa família para o resto de nossas vidas.

Ao professor Romero, por quem tenho bastante admiração. Agradeço por ter aceitado ser meu orientador, pelos ensinamentos e, sobretudo, por ter me mostrado um pouco do mundo fascinante que é a eletrônica de potência. Será uma honra para mim um dia tê-lo como amigo de profissão.

Aos professores Alexandre e Juan que sempre se fizeram presentes na minha graduação com palavras de apoio e por tantos ensinamentos.

Um agradecimento especial ao amigo Isaac, por ter se mostrado um amigo verdadeiro e por tornar os estudos divertidos. Assim como, aos amigos Douglas e Rafael pela hombridade e amizade desde o início da graduação.

Por fim, agradeço a pessoas como Marcos, Gustavo, Diego, Ricardo, Perotto,

Gracinha, Lucas e Lorenzo que de alguma forma contribuíram na minha formação.

*« Pour ce qui est de l'avenir,  
il ne s'agit pas de le prévoir,  
mais de le rendre possible. »  
Antoine de Saint-Exupéry.*

# RESUMO

Devido à necessidade cada vez maior do tratamento de energia de fontes renováveis em potências elevadas, diferentes topologias de conversores de potência CC-CC têm sido propostas visando a melhoria do rendimento, a redução do volume e do custo. Nesse contexto, novas topologias de conversores CC-CC trifásicos vêm apresentando vantagens em relação às topologias tradicionais monofásicas de conversores CC-CC. Neste trabalho, uma topologia de um conversor trifásico isolado em alta frequência com entrada e saída em corrente é proposta. Esta, por ser trifásica, permite um aumento na densidade de potência, reduz esforços nas chaves e propicia a redução no volume dos filtros. Além disso, a topologia proposta pode operar em duas regiões de operação, uma que propicia aplicações como abaixador de tensão e outra como elevador de tensão. Diante disso, para as duas regiões foi realizada uma análise do circuito, equacionamento matemático, simulações numéricas que confirmam o estudo realizado, e, por último foi proposto uma estratégia de controle para o conversor baseada nos valores médios instantâneos. Como especificações de projeto foram definidas uma potência de saída de 1 kW, tensão de entrada de 95 V, tensão de saída de 400 V e frequência de comutação de 20 kHz.

**Palavras-chave:** Conversor CC-CC trifásico, conversor isolado, fonte de energias renováveis.

# ABSTRACT

Due to the increasing need for energy treatment from renewable sources at high power, different topologies of DC-DC power converters have been proposed in order to improve efficiency, reduce volume and cost. In this context, new topologies of three-phase CC-CC converters have presented advantages over traditional single-phase topologies of CC-CC converters. In this work, a topology of a three-phase converter isolated at high frequency with current input and output is proposed. This, because it is three-phase, allows an increase in power density, reduces stress on the switches and provides a reduction in the volume of the filters. In addition, the proposed topology can operate in two operating regions, one that provides applications as a voltage stepdown and another as a voltage step-up. Therefore, for the two regions an analysis of the circuit, mathematical equation, numerical simulations that confirm the study was performed, and finally a control strategy was proposed for the converter based on the instantaneous mean values. As design specifications an output power of 1 kW, input voltage of 48 V, output voltage of 120 V and switching frequency of 20 kHz were defined.

**Keywords:** Three-phase DC-DC converter, Isolated Converter, Renewable energy sources.

# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	– Conversor CC-CC Trifásico Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo para Fontes de Energia Renováveis de Baixa Tensão. Topologia de conversor apresentada por Hanju Cha, Jungwan Choi e Prasad N. Enjeti (CHA; CHOI; ENJETI, 2008). . . . .	17
Figura 2	– Conversor CC-CC Trifásico com Transformador Trifásico em Alta Frequência para Aplicações em Energia Renovável. Topologia de conversor apresentada por Sérgio Vidal Garcia Oliveira e Ivo Barbi (OLIVEIRA; BARBI, 2011). . . . .	18
Figura 3	– Conversor CC-CC Trifásico Bidirecional com Transformador Conectado em Y- $\Delta$ para de conversão de uma alta tensão em baixa tensão. Topologia de conversor apresentada por Ke Jin e Chang Liu (JIN; LIU, 2016). . . . .	19
Figura 4	– Conversor CC-CC Trifásico Alimentado por Corrente com Comutação e com Corrente Zero. Topologia de conversor apresentada por K. Radha Sree e Akshay Kumar Rathore (SREE; RATHORE, 2014). . . . .	20
Figura 5	– Conversor CC-CC Push-Pull Trifásico Bidirecional com Comutação Suave para aplicações em sistemas de microgeração em CC. Topologia de conversor apresentada por Satarupa Bal, Akshay Kumar Rathore e Dipti Srinivasan (BAL; RATHORE; SRINIVASAN, 2016). . . . .	20
Figura 6	– Conversor CC-CC Trifásico Alimentado em corrente com corrente zero na comutação. Topologia de conversor apresentada por Kumar Modepalli, Ali Mohammadpour Tao Li e Leila Parsa (MODEPALLI et al., 2017). . . . .	21
Figura 7	– Topologia de conversor adotada neste trabalho. . . . .	22
Figura 8	– Etapas de operação na região R1. Primeira etapa de operação (a); Segunda etapa de operação (b); Terceira de operação (c); Quarta etapa de operação (d); Quinta etapa de operação (e); Sexta etapa de operação (f). . . . .	26
Figura 9	– Tensões induzidas nos enrolamento quando há a condução de uma chave no circuito. . . . .	27
Figura 10	– Principais formas de onda teóricas obtidas na região R1. . . . .	28
Figura 11	– Forma de onda da tensão no indutor $L_1$ na região R1. . . . .	29
Figura 12	– Forma de onda da tensão no indutor $L_0$ na região $R_1$ . . . . .	30

Figura 13 – Etapas de operação na região R1. Primeira etapa de operação (a); Segunda etapa de operação (b); Terceira de operação (c); Quarta etapa de operação (d); Quinta etapa de operação (e); Sexta etapa de operação (f). . . . .	34
Figura 14 – Circuito equivalente quando apenas uma chave se encontra conduzindo.	35
Figura 15 – Circuito equivalente quando existem duas chaves conduzindo simultaneamente. . . . .	35
Figura 16 – Forma de onda da tensão no indutor $L_1$ na região R2. . . . .	36
Figura 17 – Principais formas de onda obtidas teóricas na região R2. . . . .	37
Figura 18 – Forma de onda da tensão no indutor $L_0$ na região R2. . . . .	39
Figura 19 – Ganho estático do conversor CC-CC trifásico isolado em alta frequência com entrada e saída em corrente para relação de transformação unitária.	42
Figura 20 – Estrutura simplificada de controle do sistema. . . . .	44
Figura 21 – Estratégia de controle de corrente. . . . .	45
Figura 22 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente. . . . .	45
Figura 23 – Forma de onda da tensão de saída da ponte retificadora trifásica. . . .	46
Figura 24 – Circuito elétrico equivalente para o conversor. . . . .	47
Figura 25 – Compensador de corrente. . . . .	48
Figura 26 – Geração do comando das chaves. . . . .	50
Figura 27 – Circuito para a geração do comando nas chaves. . . . .	51
Figura 28 – Estrutura proposta para realizar o controle da tensão de saída. . . . .	53
Figura 29 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão. . . . .	53
Figura 30 – Circuito equivalente do conversor para determinação do modelo da planta de tensão. . . . .	54
Figura 31 – Compensador de tensão. . . . .	55
Figura 32 – Estrutura física do sensor de tensão. . . . .	55
Figura 33 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase da função de transferência do modelo da planta de corrente. . . . .	61
Figura 34 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase da função de transferência do compensador de corrente. . . . .	63
Figura 35 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase da $FTMA_c(s)$ . . . . .	63
Figura 36 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase do modelo da planta de tensão.	64
Figura 37 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase da função de transferência do compensador de tensão. . . . .	65
Figura 38 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase da $FTMA_v(s)$ . . . . .	66
Figura 39 – Esquemático utilizado para a validação da malha de corrente. . . . .	67
Figura 40 – Corrente $I_{L0}$ com a mudança de referência no compensador de corrente.	67
Figura 41 – Esquemático utilizado para a validação da malha de tensão. . . . .	68

Figura 42 – Resultados de simulação da corrente  $I_{L0}$  para um degrau com acréscimo de 50% de carga no instante  $t = 0,6$  s e decréscimo de 50% de carga em  $t = 1,2$  s. . . . . 69

Figura 43 – Resultados de simulação da tensão  $V_0$  para um degrau com acréscimo de 50% de carga no instante  $t = 0,6$  s e decréscimo de 50% de carga em  $t = 1,2$  s. . . . . 69

# LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Regiões de operação. . . . .	24
Tabela 2 – Resumo das características de saída nas duas regiões de operação. . . .	42

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
1.1	Objetivos	16
1.2	Organização do trabalho	16
<b>2</b>	<b>CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS ISOLADOS EM ALTA FREQUÊN- CIA</b>	<b>17</b>
2.1	Revisão Bibliográfica	17
2.2	Conclusão	22
<b>3</b>	<b>ESTUDO DE UM CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA COM ENTRADA E SAÍDA EM COR- RENTE</b>	<b>23</b>
3.1	Introdução	23
3.2	Descrição do Conversor	23
3.3	Operação na Região R1 no MCC	24
3.3.1	Etapas de Operação	24
3.3.2	Formas de Onda	27
3.3.3	Ganho Estático na Região R1	27
3.3.4	Cálculo das Indutâncias de Entrada $L_1$ , $L_2$ e $L_3$	31
3.3.5	Cálculo da Indutância de Saída $L_0$	31
3.3.6	Cálculo da Capacitância de saída $C_0$	31
3.3.7	Cálculo das Capacitâncias $C_1$ , $C_2$ e $C_3$	32
3.4	Operação na Região R2 no MCC	32
3.4.1	Etapas de Operação	32
3.4.2	Circuitos equivalentes	34
3.4.3	Formas de Onda	36
3.4.4	Ganho Estático na Região R2	36
3.4.5	Cálculo das indutâncias de entrada $L_1$ , $L_2$ e $L_3$	40
3.4.6	Cálculo da Indutância de Saída $L_0$	40
3.4.7	Cálculo da Capacitância de saída $C_0$	41
3.4.8	Cálculo das Capacitâncias $C_1$ , $C_2$ e $C_3$	41
3.5	Característica de saída	41
3.6	Conclusão	42
<b>4</b>	<b>MODELAGEM E PROJETO DOS CONTROLADORES NA RE- GIÃO R2</b>	<b>44</b>

<b>4.1</b>	<b>Introdução</b> . . . . .	<b>44</b>
<b>4.2</b>	<b>Malha de controle de corrente</b> . . . . .	<b>44</b>
4.2.1	Modelo da Planta de corrente . . . . .	46
4.2.2	Compensador de Corrente . . . . .	48
4.2.3	Ganho do Modulador PWM . . . . .	49
4.2.4	Ganho do sensor de corrente . . . . .	51
4.2.5	Ajuste dos parâmetros de $C_i(s)$ . . . . .	51
<b>4.3</b>	<b>Malha de controle de tensão</b> . . . . .	<b>53</b>
4.3.1	Modelo da Planta de tensão . . . . .	54
4.3.2	Compensador de Tensão . . . . .	55
4.3.3	Ganho do sensor de tensão . . . . .	55
4.3.4	Ganho do compensador de corrente $K_{CI}$ . . . . .	56
4.3.5	Ajuste dos parâmetros de $C_V(s)$ . . . . .	56
<b>4.4</b>	<b>Conclusão</b> . . . . .	<b>57</b>
<b>5</b>	<b>PROJETO DO CONVERSOR</b> . . . . .	<b>58</b>
<b>5.1</b>	<b>Introdução</b> . . . . .	<b>58</b>
<b>5.2</b>	<b>Projeto na região R2</b> . . . . .	<b>58</b>
5.2.1	Cálculo da razão cíclica . . . . .	58
5.2.2	Correntes de saída e de entrada . . . . .	59
5.2.3	Indutância de entrada e de saída . . . . .	59
5.2.4	Cálculo de $R_0$ . . . . .	59
5.2.5	Capacitância de entrada . . . . .	60
5.2.6	Dimensionamento do capacitor $C_0$ . . . . .	60
<b>5.3</b>	<b>Projeto dos controladores</b> . . . . .	<b>60</b>
5.3.1	Malha de corrente . . . . .	60
5.3.2	Malha de tensão . . . . .	62
<b>5.4</b>	<b>Resultados e discussões</b> . . . . .	<b>66</b>
5.4.1	Validação da malha de corrente . . . . .	66
5.4.2	Validação da malha de tensão . . . . .	67
<b>5.5</b>	<b>Conclusão</b> . . . . .	<b>69</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES</b> . . . . .	<b>71</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>72</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Um dos grandes desafios da atualidade, devido à limitação de recursos naturais, é a problemática da gestão energética, que exige demasiada atenção referente a questões ambientais, na perspectiva de analisar fontes alternativas de energia que possam contribuir para o meio ambiente e para o desenvolvimento social e econômico. Em face do crescimento substancial por abastecimento energético e, pela tendência mundial de precaução, no sentido de evitar danos maiores ao planeta e a sociedade, a geração de energia elétrica a partir de fontes limpas, como por exemplo, a energia solar, nos últimos anos desenvolveu-se consideravelmente (TSURUDA et al., 2017).

Em vista disso, dispositivos que possibilitam o tratamento da energia gerada tornaram-se também alvo de várias pesquisas, levando em consideração a necessidade que demanda a aplicação. A depender da finalidade, estágios de conversão da energia, como a adequação do nível da tensão para uma carga utilizando conversores de potência em corrente contínua (CC-CC), ou até mesmo como controlador de carga para aplicações como carregador de baterias (KAOUANE; BOUKHELIFA; CHERITI, 2015; Sá; ANDERSEN, 2015), são comumente empregados em sistemas solares. Diante disso, diferentes topologias de conversores de potência CC-CC têm sido propostas visando a melhoria do rendimento, a redução do volume e do custo. Nesse cenário, novas topologias de conversores CC-CC trifásicos vêm apresentando vantagens em relação às topologias tradicionais monofásicas de conversores CC-CC, como por exemplo, a redução dos elementos passivos, redução das perdas nos semicondutores, diminuição do peso do transformador, a necessidade de condutores de menor seção e a consequente redução dos custos.

Em casos que se deseja a isolamento da fonte de alimentação nas fontes chaveadas faz-se o uso do transformador. Esse, além de isolar e adequar a tensão para níveis desejados quando operado em frequências maiores, permite a redução do seu peso, reduzindo assim, o custo desse elemento (JIN; LIU, 2016). Já em aplicações que demandam uma alta densidade de potência, os esforços nos semicondutores em topologias monofásicas são excessivos e, com isso, torna-se necessário um uso maior de semicondutores ou o uso de estruturas modulares para o correto funcionamento do conversor. Nesse contexto, para adequar a necessidade do tratamento de uma alta densidade de potência, conversores CC-CC trifásicos permitem a distribuição da corrente em três fases, ampliando a capacidade de potência, dissipando melhor o calor gerado nos semicondutores uma vez que, o aumento da área de contato com o dissipador provoca a diminuição da resistência térmica (CHA; CHOI; ENJETI, 2008; YANG et al., 2017).

Neste trabalho, foi proposta uma topologia de um conversor trifásico isolado em alta

frequência com entrada e saída em corrente. Esta, por ser trifásica, permite um aumento na densidade de potência, reduz esforços nas chaves e propicia a redução no volume dos filtros. Além disso, a topologia proposta pode operar em duas regiões de operação, uma que propicia aplicações como abaixador de tensão e outra como elevador de tensão. Destarte, para as duas regiões foi realizada uma análise do circuito, equacionamento matemático e simulações numéricas que confirmam o estudo realizado. Como especificações de projeto foram definidas uma potência de saída de 1 kW, tensão de entrada de 95 V, tensão de saída de 400 V e frequência de comutação de 20 kHz. Essas especificações foram estabelecidas para realizar as simulações e como base para a futura construção de um protótipo.

## 1.1 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é o estudo de um conversor de potência CC-CC trifásico isolado em alta frequência com entrada e saída em corrente, importante em aplicações em que se deseja uma baixa ondulação de corrente na entrada e na saída do conversor. Como objetivos específicos tem-se que, inicialmente, é feito um estudo de uma nova topologia de um conversor de potência CC-CC trifásico. Esse estudo envolve análise teórica, simulações numéricas, e dedução de equações matemáticas essenciais que regem o conversor. Em seguida, pretende-se propor uma estratégia de controle para o conversor e uma especificação que se adeque a alguma aplicação em energia renovável.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No segundo capítulo é feita uma revisão bibliográfica, em que são apresentadas e analisadas algumas topologias de conversores de potência publicadas em periódicos nos últimos anos, apontando suas principais vantagens. Por fim, é definida a topologia adotada para estudo neste trabalho.

No capítulo 3, é feita uma análise teórica do conversor em estudo, em que são apresentadas as principais formas de ondas teóricas, o ganho estático e expressões para o cálculo dos elementos do circuito.

No capítulo seguinte é apresentado de forma detalhada uma estratégia de controle contendo duas malhas, sendo uma de tensão e uma de corrente. São apresentadas as expressões para a modelagem dos controladores e os critérios necessários para o funcionamento correto.

No quinto capítulo são apresentadas simulações numéricas do conversor após realizar um exemplo numérico para o cálculo dos elementos do circuito e das malhas de controle.

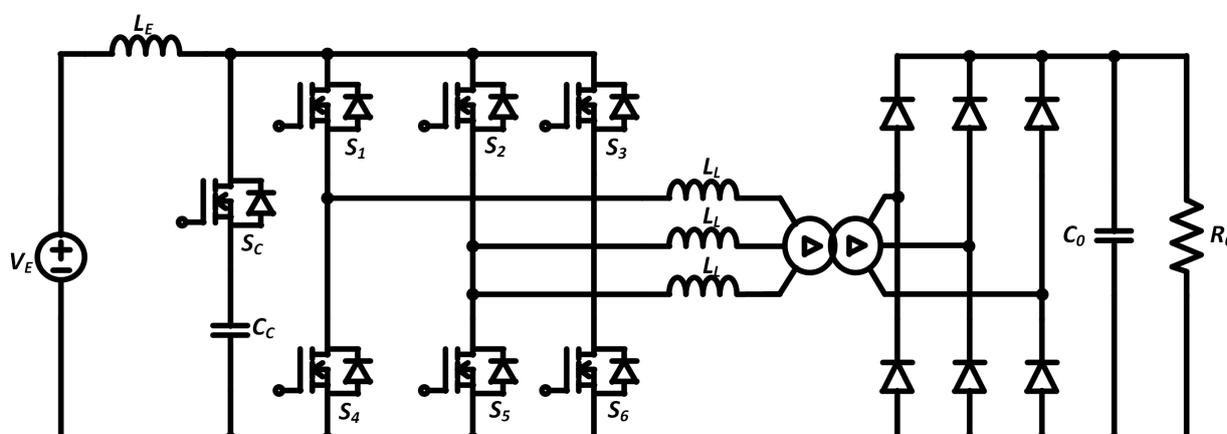
## 2 CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS ISOLADOS EM ALTA FREQUÊNCIA

Esta etapa apresenta uma revisão bibliográfica sobre as principais topologias de conversores CC-CC isolados em alta frequência presentes em trabalhos acadêmicos desenvolvidos nos últimos anos. Posteriormente, é feita a apresentação da topologia de conversor que será estudado neste trabalho.

### 2.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A topologia de conversor proposta por Cha, Choi e Enjeti (2008), presente na Fig. 1, apresenta um novo conversor trifásico de corrente contínua (CC). O conversor CC-CC foi projetado para se obter uma alta eficiência e para elevar uma baixa tensão proveniente de células de combustível para um barramento CC de alta tensão. Além disso, utilizou-se uma conexão delta-delta no transformador trifásico para reduzir as perdas de condução nos enrolamentos do transformador. Uma eficiência acima de 93% é alcançada por meio de melhorias na comutação e da redução das perdas de condução. Como especificações de projeto foram escolhidas uma tensão de entrada de 30 V, uma tensão de saída de 370 V e um potência fornecida de 500 W.

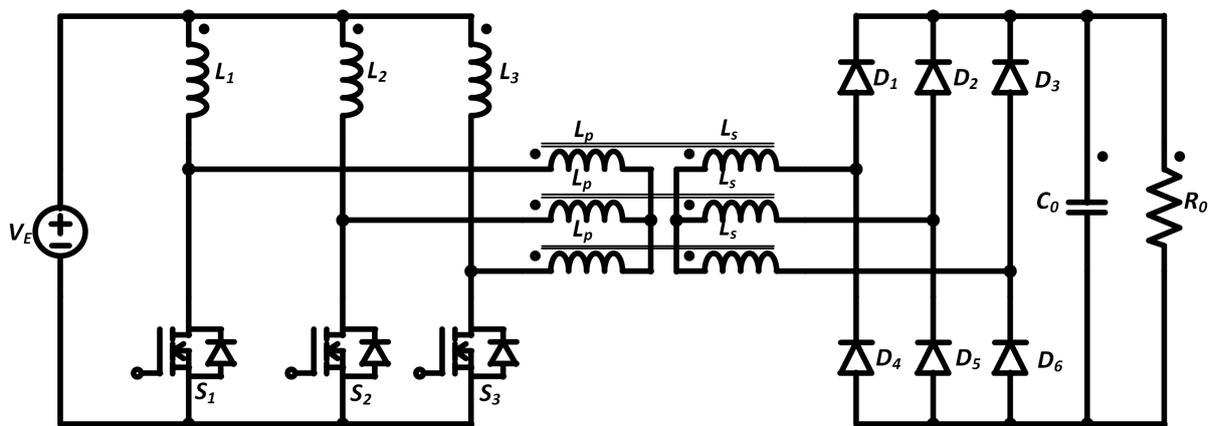
Figura 1 – Conversor CC-CC Trifásico Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo para Fontes de Energia Renováveis de Baixa Tensão. Topologia de conversor apresentada por Hanju Cha, Jungwan Choi e Prasad N. Enjeti (CHA; CHOI; ENJETI, 2008).



Fonte: Produzida pelo autor com base na referência (CHA; CHOI; ENJETI, 2008).

Na Fig. 2 pode-se observar uma topologia proposta por Oliveira e Barbi (2011) em que um novo conversor trifásico elevador de tensão isolado em alta frequência é apresentado. Este conversor foi desenvolvido para aplicações industriais onde a tensão de entrada é menor que a tensão de saída, como por exemplo, em instalações alimentadas por unidades de bateria, matrizes fotovoltaicas ou sistemas de célula de combustível. As principais características do conversor são redução da ondulação da corrente de entrada devido aos indutores na entrada, redução da ondulação da tensão de saída devido à corrente de saída de três pulsos e a presença de apenas três chaves ativas conectadas à mesma referência, sendo esta uma das principais vantagens deste conversor. Por meio de uma modulação de comutador específica, o conversor permite duas regiões operacionais. Foram estabelecidas especificações para projetos nas duas regiões de operação, sendo a primeira possuindo uma tensão de entrada de 27 V, uma potência de saída de 6,8 kW e uma tensão de saída de 450 V. Para a segunda região em funcionamento, a tensão de saída foi estabelecida como sendo a mesma, a tensão de entrada igual a 47 V e a potência de saída de 3,4 kW.

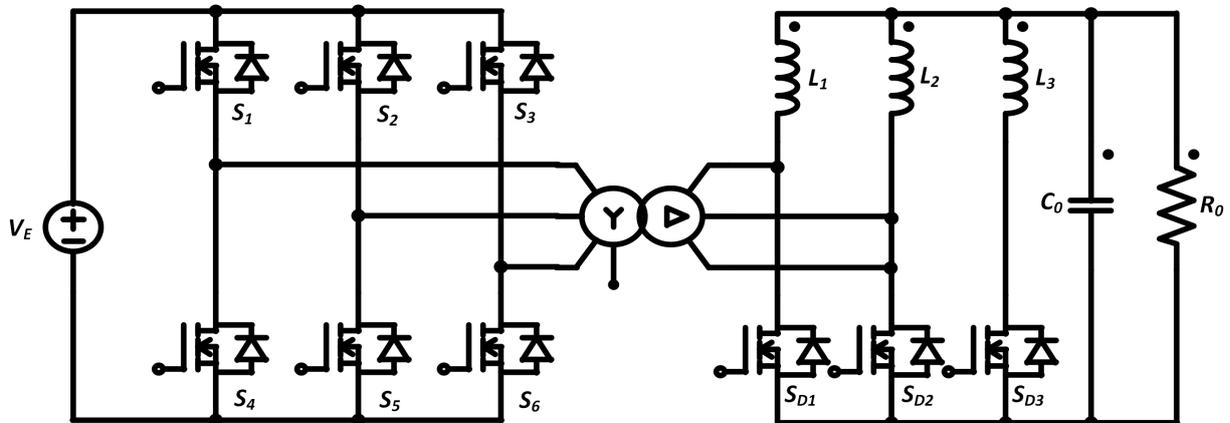
Figura 2 – Conversor CC-CC Trifásico com Transformador Trifásico em Alta Frequência para Aplicações em Energia Renovável. Topologia de conversor apresentada por Sérgio Vidal Garcia Oliveira e Ivo Barbi (OLIVEIRA; BARBI, 2011).



Fonte: Produzida pelo autor com base na referência (OLIVEIRA; BARBI, 2011).

Com o objetivo de realizar a redução de uma alta tensão para unidades de armazenamento de energia de baixa tensão, foi proposto em (JIN; LIU, 2016) um conversor CC-CC trifásico bidirecional. À medida que uma estrutura trifásica é adotada, não apenas a corrente das chaves diminuem, mas também a frequência de ondulação da corrente de entrada e saída aumenta para três vezes a frequência de comutação, o que leva a filtros menores e ciclo de vida útil prolongado das baterias. Foram estabelecidas as seguintes especificações para o projeto do conversor: tensão de entrada e saída de 48 V e 360 V, respectivamente, uma potência de saída de 2 kW e uma frequência de comutação de 50 kHz. A topologia proposta pode ser observada na Fig. 3.

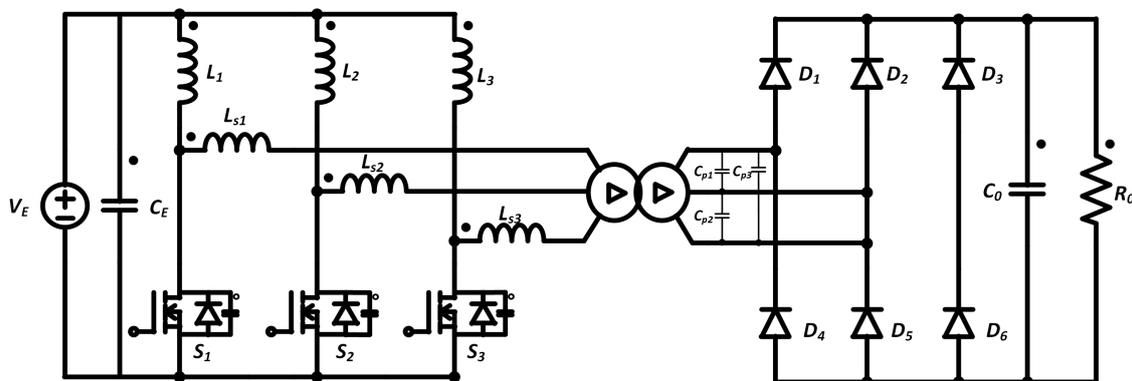
Figura 3 – Conversor CC-CC Trifásico Bidirecional com Transformador Conectado em Y- $\Delta$  para de conversão de uma alta tensão em baixa tensão. Topologia de conversor apresentada por Ke Jin e Chang Liu (JIN; LIU, 2016).



Fonte: Produzida pelo autor com base na referência (JIN; LIU, 2016).

Foi proposto por Sree e Rathore (2014) mais uma topologia de um conversor trifásico alimentado em corrente. Nesse, é possível atingir um comutação com corrente zero (ZCS) dos elementos semicondutores através de capacitores conectados em paralelo. A fixação de tensão na saída e a comutação de corrente zero dos dispositivos são independentes da carga. O conversor proposto é adequado para aplicações em que sejam necessárias uma baixa corrente, uma alta tensão e um alto ganho de tensão. As especificações estabelecidas para o projeto desse conversor foram baseadas em uma tensão de entrada de 48 V e uma potência de saída de 1 kW. Com essa topologia, pode-se atingir um rendimento máximo de 94,6%. É possível observar essa topologia na Fig. 4.

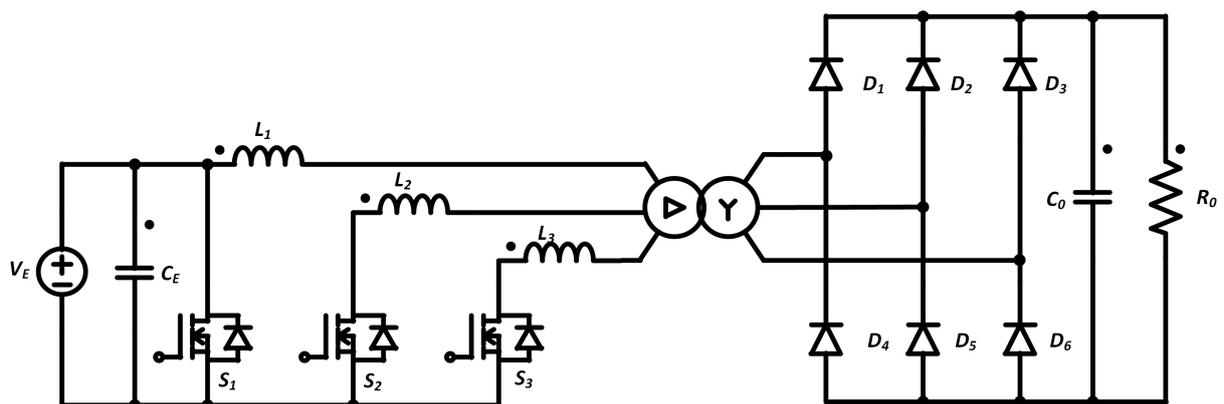
Figura 4 – Conversor CC-CC Trifásico Alimentado por Corrente com Comutação e com Corrente Zero. Topologia de conversor apresentada por K. Radha Sree e Akshay Kumar Rathore (SREE; RATHORE, 2014).



Fonte: Produzida pelo autor com base na referência (SREE; RATHORE, 2014).

Pode-se observar na Fig. 5 um conversor CC-CC bidirecional push-pull proposto por Bal, Rathore e Srinivasan (2016). A topologia proposta é adequada para fonte de alimentação ininterrupta, armazenamento, fontes de energia renovável e como elevador de tensão entre dois barramentos com tensão contínua de 48 V e 380 V.

Figura 5 – Conversor CC-CC Push-Pull Trifásico Bidirecional com Comutação Suave para aplicações em sistemas de microgeração em CC. Topologia de conversor apresentada por Satarupa Bal, Akshay Kumar Rathore e Dipti Srinivasan (BAL; RATHORE; SRINIVASAN, 2016).

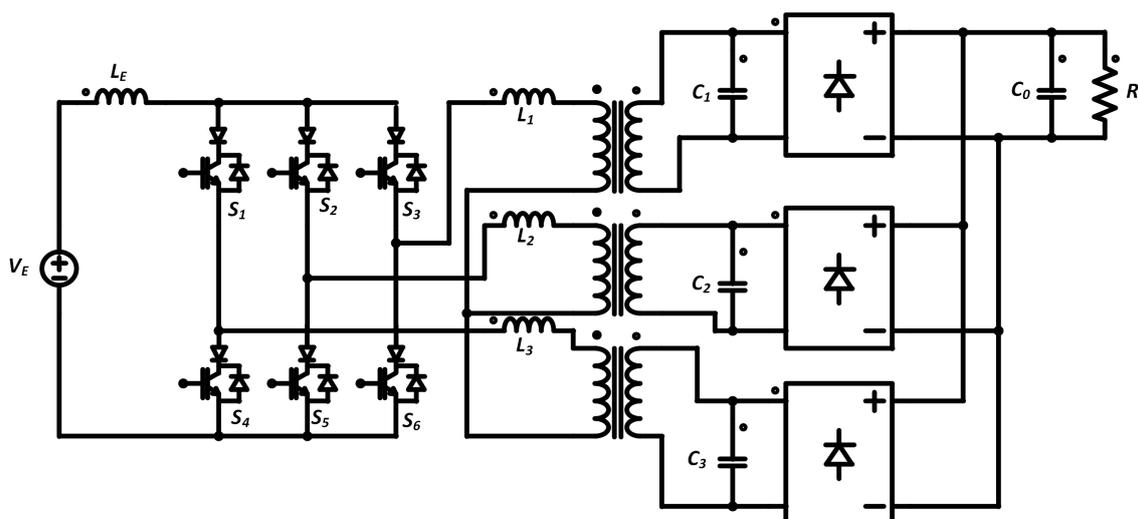


Fonte: Produzida pelo autor com base na referência (BAL; RATHORE; SRINIVASAN, 2016).

Mais uma topologia trifásica do conversor CC-CC de comutação de corrente zero (ZCS) foi proposta por Modepalli et al. (2017). A arquitetura do conversor consiste em uma

ponte IGBT trifásica alimentada por corrente trifásica, três transformadores monofásicos de alta frequência com o primário conectado em estrela e três pontes retificadoras monofásicas. O ZCS para todos os IGBTs primários é alcançado com a ajuda da indutância de fuga do transformador. Os resultados experimentais são obtidos operando o conversor com tensão de entrada de 48 V e frequência de comutação de 20 kHz. A potência fornecida foi de 360 W. A topologia citada pode ser observada na Fig. 6.

Figura 6 – Conversor CC-CC Trifásico Alimentado em corrente com corrente zero na comutação. Topologia de conversor apresentada por Kumar Modepalli, Ali Mohammadpour Tao Li e Leila Parsa (MODEPALLI et al., 2017).



Fonte: Produzida pelo autor com base na referência (MODEPALLI et al., 2017).

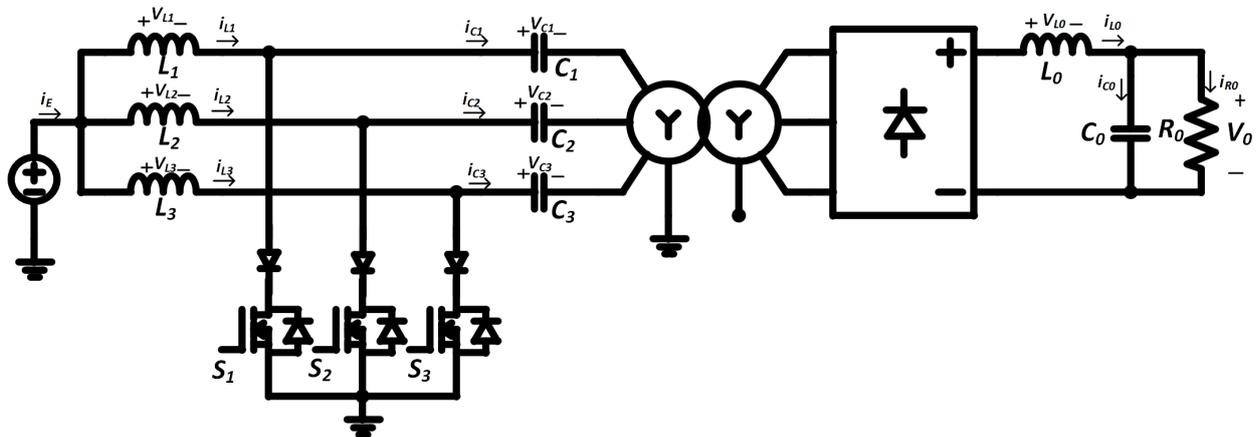
Por último, pode-se observar na Fig. 7 o conversor proposto neste trabalho. Este, semelhante aos conversores discutidos anteriormente possui uma topologia trifásica e isolada em alta frequência. Dessa forma, esse circuito faz uso de alguns dos principais benefícios de quando se utiliza uma topologia trifásica: redução do volume do componentes, redução do peso do transformador, diminuição da ondulação da corrente de entrada e de saída, assim como da tensão saída. Além disso, tem-se que o comando das chaves torna-se simples pelo fato delas estarem interligadas à mesma referência.

Esse conversor possui duas regiões de operação que depende da razão cíclica utilizada para o comando das chaves, sendo uma como abaixador de tensão e outra como elevador de tensão. Dessa forma, pode atender a diversas aplicações em que se deseje uma corrente de entrada e/ou de saída com baixa ondulação. Além disso, a presença do transformador em alta frequência, permite adequar os níveis de tensão de saída a um valor desejado.

É possível citar algumas aplicações para esse conversor, como por exemplo, elevar

a tensão fornecida por painéis fotovoltaicos para alimentar um inversor, ou também ser utilizado como controlador de carga para o carregamento de baterias, visto que o mesmo possui entrada e saída em corrente, permitindo uma baixa ondulação da corrente.

Figura 7 – Topologia de conversor adotada neste trabalho.



Fonte: Produzida pelo autor.

## 2.2 CONCLUSÃO

Foi apontado neste capítulo uma revisão bibliográfica de algumas topologias de conversores CC-CC trifásicos publicados nos últimos anos, assim como o conversor em estudo neste trabalho.

Como já dito, as topologias de conversores de potência trifásicos tornaram-se um opção interessante quando se deseja um processamento de energia de fontes renováveis. Além disso, esse tipo de estrutura possibilita a redução do volume de filtros e saída, redução de perdas e isolamento em alta frequência.

# 3 ESTUDO DE UM CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA COM ENTRADA E SAÍDA EM CORRENTE

## 3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é realizada a análise de um conversor CC-CC trifásico isolado em alta frequência com entrada e saída em corrente. Inicialmente é apresentada a estrutura do conversor e, em seguida, as etapas de operação e formas de onda para cada uma das regiões de operação. Uma análise teórica também é feita, assim como, deduções de equações matemáticas essenciais que regem o conversor nas duas regiões em que o conversor pode funcionar.

## 3.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR

Na Fig. 7, observando o lado primário do conversor, a fonte de alimentação é conectada aos três indutores de entrada, que por sua vez são conectados aos respectivos capacitores em série. Por último, esses capacitores são conectados ao ponto central da conexão estrela do primário do transformador. O secundário, por sua vez, é conectado a uma ponte de Graetz a diodos com filtro LC passa-baixas de saída, responsável por alimentar a carga.

Com relação a razão cíclica, o conversor apresenta duas regiões distintas de operação em funcionamento no modo de condução contínua, ou seja, a corrente nos indutores de entrada não é interrompida. A primeira região, R1, com uma razão cíclica abaixo de  $1/3$ , não possui simultaneidade no comando das chaves. Nessa região, até um valor de razão cíclica igual a  $0,222$ , o conversor tem a característica de abaixador de tensão, ou seja, tem uma tensão de saída inferior em relação a tensão de entrada. Na segunda região, R2, com uma razão cíclica entre  $1/3$  e  $2/3$ , o conversor possui uma característica de elevar a tensão de saída em relação a tensão de entrada. Por último, na região R3, o conversor perde a característica de potência de saída igual a potência de entrada e, dessa forma, torna a R3 uma região proibida.

Na tabela 1, pode-se observar as faixas de razão cíclica de cada região. A análise detalhada das regiões R1 e R2 serão apresentadas para o modo de condução contínua

(MCC).

Tabela 1 – Regiões de operação.

Região	Razão Cíclica
R1	$0 < D < 1/3$
R2	$1/3 < D < 2/3$
R3	$2/3 < D < 1$

### 3.3 OPERAÇÃO NA REGIÃO R1 NO MCC

#### 3.3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

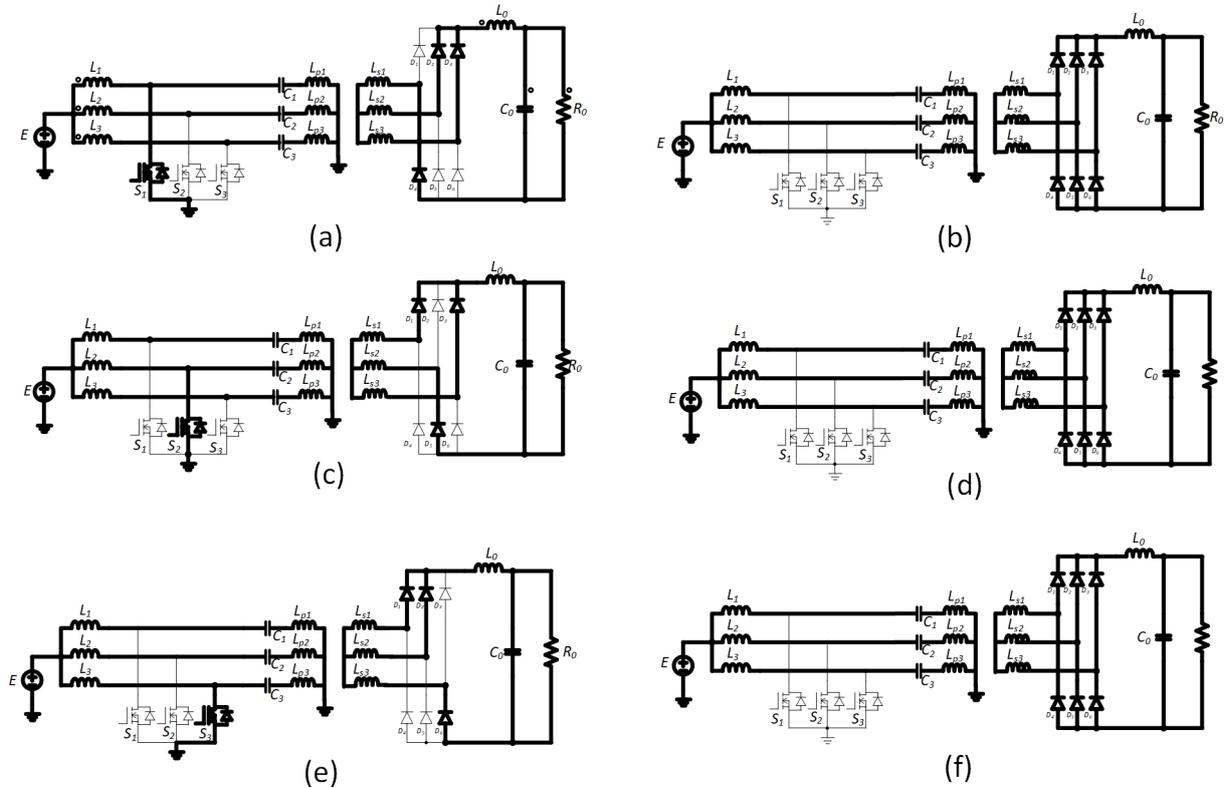
A seguir são descritas as etapas de operação para o conversor operando na região R1 no MCC. Operando na região R1, o conversor proposto possui seis etapas de operação por período de comutação que podem ser descritos da seguinte forma (ver Fig. 8):

- **Primeira etapa ( $t_0, t_1$ ):** A chave  $S_1$  encontra-se conduzindo e as chaves  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueadas; o indutor  $L_1$  irá se magnetizar devido a fonte de alimentação  $E$ , e o capacitor  $C_1$  irá descarregar, gerando uma tensão  $-V_C$  no enrolamento primário  $L_{p1}$ . A carga irá receber energia através dos diodos  $D_2, D_3$  e  $D_4$ , como pode-se observar na Fig. 8 (a). Nessa etapa, o enrolamento  $L_{p1}$  irá induzir uma tensão de  $V_C/2$  nos outros dois enrolamento primários do circuito, fazendo com que os diodos  $D_2, D_3$  e  $D_4$  estejam diretamente polarizados. As chaves  $S_2$  e  $S_3$  para esta etapa vão ter uma tensão igual ao valor da tensão média no capacitor  $C_2$  e  $C_3$ , respectivamente, somado ao valor da tensão induzida por  $L_{p1}$  para  $L_{p2}$  e  $L_{p3}$ , portanto  $3V_C/2$ .
- **Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):** Todas as chaves estão bloqueadas. Os indutores  $L_1, L_2$  e  $L_3$  irão fornecer energia aos capacitores  $C_1, C_2$  e  $C_3$ , respectivamente. Dessa forma, todos os diodos estarão polarizados diretamente fazendo com que os mesmos conduzam, como pode-se observar na Fig. 8 (b). A carga irá receber energia através de todos os diodos. Todas as chaves estarão submetidas a uma tensão igual ao valor médio da tensão nos respectivos capacitores  $C_1, C_2$  e  $C_3$ .
- **Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ):** A chave  $S_2$  encontra-se conduzindo e as chaves  $S_1$  e  $S_3$  estão bloqueadas; o indutor  $L_2$  irá se magnetizar devido a fonte de alimentação  $E$ , e o capacitor  $C_2$  irá descarregar, gerando uma tensão  $-V_C$  no enrolamento primário  $L_{p2}$ . A carga irá receber energia através dos diodos  $D_1, D_3$  e  $D_5$ , como pode-se observar na Fig. 8 (c). Nessa etapa, o enrolamento  $L_{p2}$  irá induzir uma tensão de  $V_C/2$  nos outros dois enrolamento primários do circuito, fazendo com que os diodos  $D_1, D_3$  e  $D_5$  estejam diretamente polarizados. As chaves  $S_1$  e  $S_3$  para esta etapa vão ter

uma tensão igual ao valor da tensão média no capacitor  $C_1$  e  $C_3$ , respectivamente, somado ao valor da tensão induzida por  $L_{p2}$  para  $L_{p1}$  e  $L_{p3}$ , portanto  $3V_c/2$ .

- **Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ):** Este estágio será idêntico ao segundo estágio, em que as chaves se encontram bloqueados. Na Fig. 8 (d), pode-se observar esse comportamento.
- **Quinta etapa ( $t_4, t_5$ ):** A chave  $S_3$  encontra-se conduzindo e as chaves  $S_1$  e  $S_2$  estão bloqueadas; o indutor  $L_3$  irá se magnetizar devido a fonte de alimentação  $E$ , e o capacitor  $C_3$  irá descarregar, gerando uma tensão  $-V_C$  no enrolamento primário  $L_{p3}$ . A carga irá receber energia através dos diodos  $D_1, D_2$  e  $D_6$ , como pode-se observar na Fig. 8 (e). Nessa etapa, o enrolamento  $L_{p1}$  irá induzir uma tensão de  $V_C/2$  nos outros dois enrolamentos primários do circuito, fazendo com que os diodos  $D_2, D_4$  e  $D_6$  estejam diretamente polarizados. As chaves  $S_1$  e  $S_2$  para esta etapa vão ter uma tensão igual ao valor da tensão média no capacitor  $C_1$  e  $C_2$ , respectivamente, somado ao valor da tensão induzida por  $L_{p3}$  para  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$ , portanto  $3V_c/2$ .
- **Sexta etapa ( $t_5, t_5$ ):** Esse estágio será idêntico ao segundo e quarto estágio, em que as chaves se encontram todas bloqueados. Na Fig. 8 (f), pode-se observar esse comportamento.

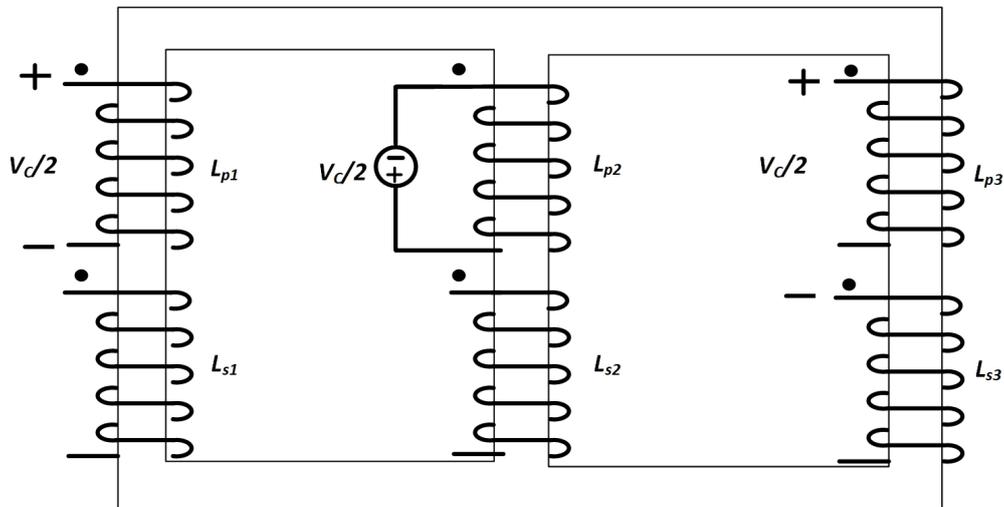
Figura 8 – Etapas de operação na região R1. Primeira etapa de operação (a); Segunda etapa de operação (b); Terceira de operação (c); Quarta etapa de operação (d); Quinta etapa de operação (e); Sexta etapa de operação (f).



Fonte: Produzida pelo autor.

Para um maior entendimento, pode-se observar também na Fig. 9, as tensões que são induzidas nos enrolamentos primários quando há uma chave conduzindo no circuito. Com isso, tem-se que a tensão gerada em um enrolamento, irá induzir a metade da mesma nos outros dois enrolamentos, devido ao fluxo que se divide entre os dois enrolamentos.

Figura 9 – Tensões induzidas nos enrolamento quando há a condução de uma chave no circuito.



Fonte: Produzida pelo autor.

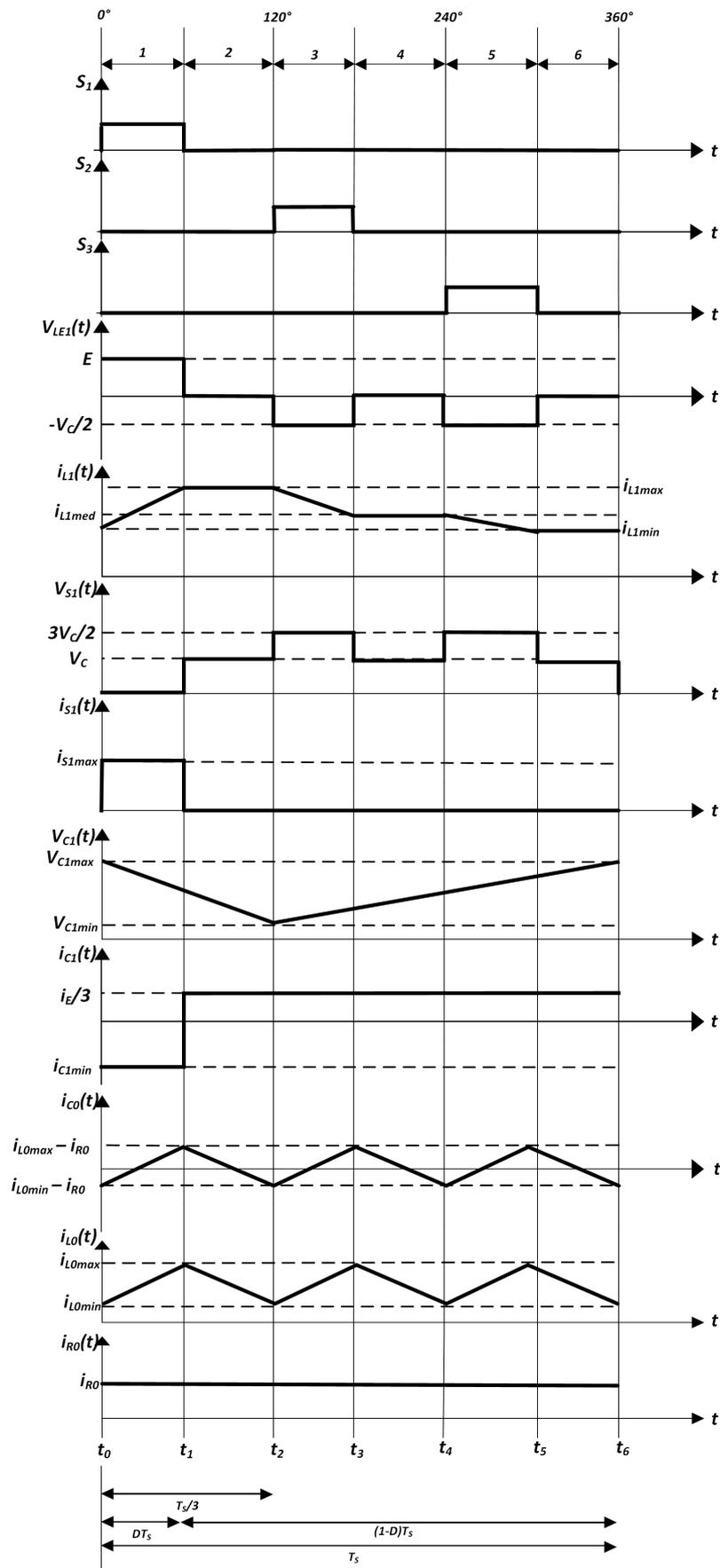
### 3.3.2 FORMAS DE ONDA

As principais formas de onda do conversor para a região R1 no MCC podem ser observadas na Fig. 10, para um período completo de funcionamento. Os indutores de entrada foram considerados iguais, assim como os capacitores, com isso, foram observadas as formas de onda no indutor  $L_1$  e no capacitor  $C_1$ , como uma forma de representação.

### 3.3.3 GANHO ESTÁTICO NA REGIÃO R1

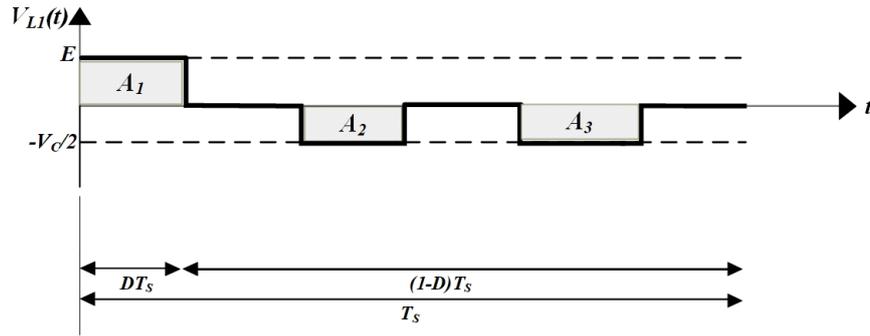
Para determinar o ganho estático de tensão é preciso obter uma relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada. Com isso, busca-se por meio das principais formas de onda das correntes e tensões dos elementos passivos do circuito encontrar essa relação. Dessa forma, inicialmente foi obtida a relação entre a tensão de entrada  $E$  e a tensão no capacitor  $C_1$ . Para tanto, foi necessário analisar o forma de onda de  $V_{L1}$  na Fig. 11.

Figura 10 – Principais formas de onda teóricas obtidas na região R1.



Fonte: Produzida pelo autor.

Figura 11 – Forma de onda da tensão no indutor  $L_1$  na região R1.



Fonte: Produzida pelo autor.

Foram definidos os tempos de condução ( $t_c$ ) e o tempo de bloqueio ( $t_a$ ) das chaves nas equações 3.1 e 3.2, respectivamente.

$$t_c = DT_s \quad (3.1)$$

$$t_a = (1 - D)T_s \quad (3.2)$$

Em que,  $D$  é a razão cíclica e  $T_s$  é o inverso da frequência de comutação.

Analisando as etapas de operação, pode-se obter a equação 3.3, 3.4 e 3.5 para quando a chave  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  estão conduzindo, respectivamente.

$$V_{L1s1} = E \quad (3.3)$$

$$V_{L1s2} = -\frac{V_C}{2} \quad (3.4)$$

$$V_{L1s3} = -\frac{V_C}{2} \quad (3.5)$$

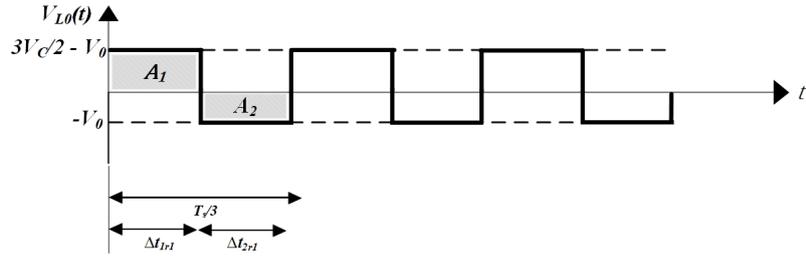
Considerando que a área  $A_1$  é igual a soma das áreas  $A_2$  e  $A_3$ , pode-se obter a equação 3.6.

$$E \cdot D \cdot T_s = 2 \cdot \frac{V_C}{2} \cdot D \cdot T_s \quad (3.6)$$

Resolvendo a 3.6, tem-se que a relação entre a tensão no capacitor e a tensão na entrada, é dada por 3.7.

$$\frac{V_C}{E} = 1 \quad (3.7)$$

Figura 12 – Forma de onda da tensão no indutor  $L_0$  na região  $R_1$ .



Fonte: Produzida pelo autor.

Em seguida, foi obtida a relação entre a tensão de saída e a tensão no capacitor  $C_1$ . Para tanto, foi analisado a forma de onda de  $V_{L0}$  na Fig. 12.

Observando a Fig. 12, pode-se definir as equações 3.8 e 3.9 para os intervalos de tempo  $\Delta t_{1r1}$  e  $\Delta t_{2r1}$ , respectivamente.

$$\Delta t_{1r1} = D \cdot T_s \quad (3.8)$$

$$\Delta t_{2r1} = \frac{T_s}{3} - D \cdot T_s \quad (3.9)$$

Igualando as áreas  $A_1$  e  $A_2$ , pode-se obter a equação 3.10.

$$\left(\frac{3}{2} \cdot V_C - V_0\right) \cdot D T_s = V_0 \cdot \left(\frac{T_s}{3} - D \cdot T_s\right) \quad (3.10)$$

Resolvendo a 3.10, tem-se que a relação entre a tensão no capacitor e na entrada, é dada por 3.11.

$$\frac{V_0}{V_C} = 4,5 \cdot D \quad (3.11)$$

Substituindo a equação 3.6 na 3.10, pode-se obter o ganho estático em 3.12 para o conversor em estudo na região  $R_1$ .

$$\frac{V_0}{E} = 4,5 \cdot D \quad (3.12)$$

Levando em consideração a relação de transformação e seja  $q = \frac{V_0}{E}$ , pode-se obter a equação 3.13.

$$\frac{q}{n} = 4,5 \cdot D \quad (3.13)$$

### 3.3.4 CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS DE ENTRADA $L_1$ , $L_2$ E $L_3$

Conhecendo as formas de onda de tensão e corrente sobre o indutor de entrada apresentadas nas figuras 10 e 11, é possível escrever a equação 3.14 para a variação da corrente levando em consideração o intervalo  $\Delta t_{1r1}$ .

$$\Delta I_{L1} = \frac{D \cdot T_s \cdot V_{L1s1}}{L_1} \quad (3.14)$$

Substituindo a equação 3.3 em 3.14, isolando a indutância  $L_1$ , e sabendo que o período  $T_s$  é o inverso da frequência de comutação  $f_s$ , pode-se obter 3.15.

$$L_1 = \frac{E \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_1} \quad (3.15)$$

A expressão que determina as indutâncias de entrada  $L_2$  e  $L_3$  será igual a equação obtida para  $L_1$ , visto que deseja-se a mesma corrente nas três fases do circuito. .

### 3.3.5 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DE SAÍDA $L_0$

A indutância de saída será calculada a partir das formas de onda conhecidas da tensão e da corrente das figuras 10 e 12. Para o instante  $\Delta t_{2r1}$ , pode-se obter a equação 3.16 para a variação da corrente.

$$\Delta I_{L0} = \frac{V_0}{L_0} \cdot \left(\frac{1}{3} - D\right) \cdot T_s \quad (3.16)$$

Da mesma forma, substituindo a equação 3.3 em 3.14, isolando a indutância  $L_1$ , e sabendo que o período  $T_s$  é o inverso da frequência de comutação  $f_s$ , pode-se obter 3.17.

$$L_0 = \frac{V_0 \cdot \left(\frac{1}{3} - D\right)}{\Delta I_{L0} \cdot f_s} \quad (3.17)$$

### 3.3.6 CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA $C_0$

Para o dimensionamento do capacitor que faz parte do filtro de saída, foram utilizadas expressões para definir a corrente eficaz e a tensão média sobre o capacitor de saída.

Primeiramente, para o cálculo da corrente eficaz no capacitor foi utilizada a equação definida em (BARBI; MARTINS, 2000), apresentada na equação 3.18.

$$i_{c0ef} = \frac{\Delta I_{L0}}{\sqrt{12}} \quad (3.18)$$

Em seguida, observando o circuito apresentado na Fig. 7 é possível perceber que o capacitor de saída  $C_0$  se encontra em paralelo com a carga, portanto, a tensão média sobre ele será igual a tensão média de saída  $V_0$ . Com isso, é possível definir a equação 3.19.

$$V_{c0_{med}} = V_0 \quad (3.19)$$

### 3.3.7 CÁLCULO DAS CAPACITÂNCIAS $C_1$ , $C_2$ E $C_3$

Analisando o circuito quando a chave  $S_1$  está bloqueada, o capacitor irá se carregar com uma corrente média igual a corrente no indutor  $I_{L1}$ , assim, é possível obter a equação 3.20 para a ondulação da tensão.

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_{L1} \cdot (1 - D) \cdot T_s}{C_1} \quad (3.20)$$

Com isso, isolando  $C_1$ , sabendo que o período  $T_s$  é o inverso da frequência de comutação  $f_s$  e que a corrente  $I_{L1}$  é a corrente fornecida pela fonte de alimentação dividida por três, pode-se obter a equação 3.21 para determinar o valor capacitância.

$$C_1 = \frac{\frac{I_E}{3} \cdot (1 - D)}{f_s \cdot C_1} \quad (3.21)$$

## 3.4 OPERAÇÃO NA REGIÃO R2 NO MCC

### 3.4.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

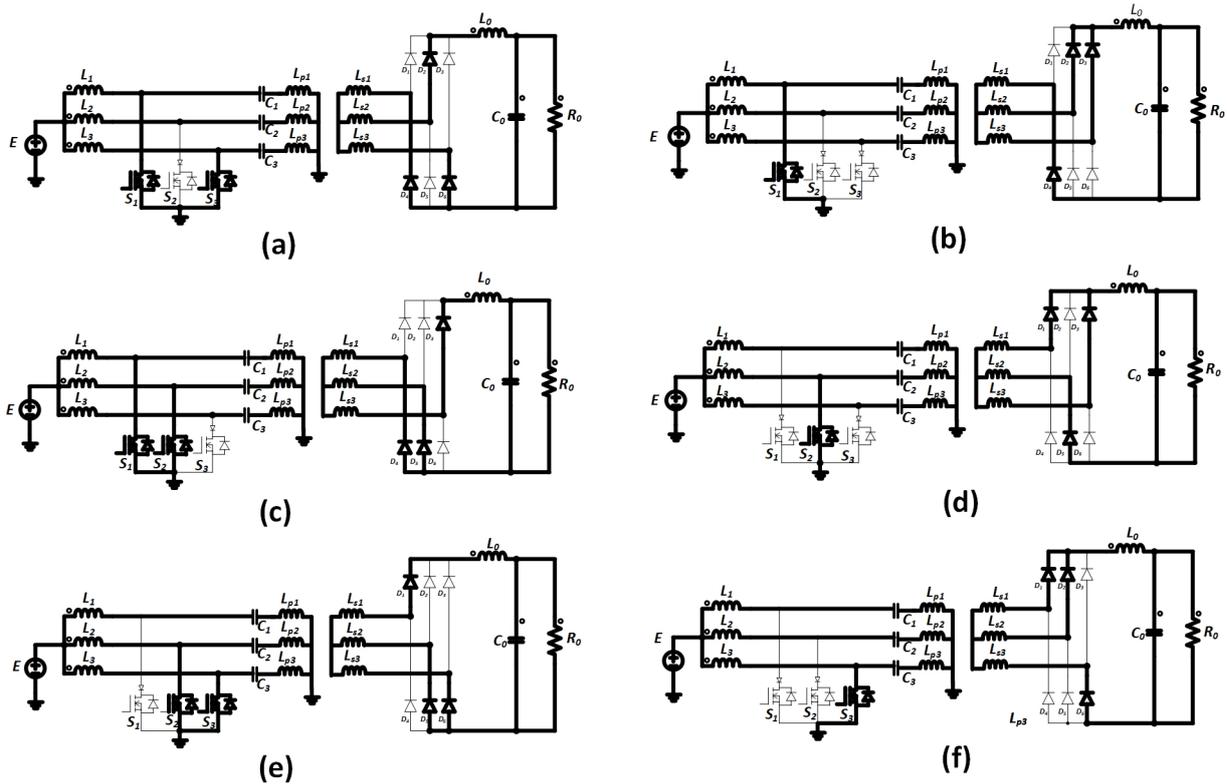
A seguir são descritas as etapas de operação para o conversor operando na região R2 no MCC. Neste modo de operação, o conversor proposto possui seis estágios topológicos por período de comutação que podem ser descritos da seguinte forma (ver Fig. 13):

- **Primeira etapa ( $t_0$ ,  $t_1$ ):** Esta etapa inicia-se quando as chaves  $S_1$  e  $S_3$  encontram-se conduzindo, entretanto, a chave  $S_2$  encontra-se bloqueada. Os indutores  $L_1$  e  $L_3$  serão magnetizados devido a fonte de alimentação  $E$ , e os capacitores  $C_1$  e  $C_3$  irão descarregar, gerando uma tensão  $-V_C$  nos enrolamentos primários  $L_{p1}$  e  $L_{p3}$ . Nessa etapa, os enrolamentos  $L_{p1}$  e  $L_{p3}$  irão induzir uma tensão de  $2V_C$  no enrolamento  $L_{p2}$  do circuito. Em relação aos enrolamentos do secundário, os mesmos terão uma tensão induzida idêntica aos seus respectivos enrolamentos primários. A carga irá receber energia através dos diodos  $D_2$ ,  $D_4$  e  $D_6$ , pois os mesmos estarão diretamente polarizados, como pode-se observar na Fig. 13 (a).

- **Segunda etapa ( $t_1, t_2$ ):** A chave  $S_1$  encontra-se conduzindo e as chaves  $S_2$  e  $S_3$  estão bloqueadas. O indutor  $L_1$  será magnetizado pela fonte de alimentação  $E$ , e o capacitor  $C_1$  irá descarregar, gerando uma tensão  $-V_C$  nos enrolamentos primários  $L_{p2}$  e  $L_{p3}$ . Os capacitores  $C_2$  e  $C_3$  serão carregados pela energia proveniente da fonte de entrada  $E$  e indutores  $L_2$  e  $L_3$ . A carga irá receber energia através dos diodos  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ , como pode-se observar na Fig 13 (b). Nessa etapa, o enrolamento  $L_{p1}$  irá induzir uma tensão de  $V_C/2$  nos enrolamentos  $L_{p2}$  e  $L_{p3}$  do circuito, fazendo com que os diodos  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  estejam diretamente polarizados.
- **Terceira etapa ( $t_2, t_3$ ):** Esta etapa inicia-se quando as chaves  $S_1$  e  $S_2$  encontram-se conduzindo, entretanto, a chave  $S_3$  encontra-se bloqueada como é possível observar na Fig. 13 (c). Os indutores  $L_1$  e  $L_2$  serão magnetizados devido a fonte de alimentação  $E$ , e os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  irão descarregar, gerando uma tensão  $-V_C$  nos enrolamentos primários  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$ . Ainda nessa etapa, os enrolamentos  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$  irão induzir uma tensão de  $2V_C$  no enrolamento  $L_{p2}$  do circuito. Em relação aos enrolamentos do secundário, os mesmos terão uma tensão induzida idêntica aos seus respectivos enrolamentos primários. A carga irá receber energia através dos diodos  $D_3$ ,  $D_4$  e  $D_5$ .
- **Quarta etapa ( $t_3, t_4$ ):** A chave  $S_2$  encontra-se conduzindo e as chaves  $S_1$  e  $S_3$  estão bloqueadas. O indutor  $L_2$  será magnetizado pela fonte de alimentação  $E$ , e o capacitor  $C_2$  irá descarregar, gerando uma tensão  $-V_C$  nos enrolamentos primários  $L_{p1}$  e  $L_{p3}$ . Os capacitores  $C_1$  e  $C_3$  serão carregados pela energia proveniente da fonte de entrada  $E$  e indutores  $L_1$  e  $L_3$ . A carga irá receber energia através dos diodos  $D_1$ ,  $D_3$  e  $D_5$ , como pode-se observar na Fig. 13 (d). Nessa etapa, o enrolamento  $L_{p1}$  irá induzir uma tensão de  $V_C/2$  nos enrolamentos  $L_{p2}$  e  $L_{p3}$  do circuito, fazendo com que os diodos  $D_1$ ,  $D_3$  e  $D_5$  estejam diretamente polarizados.
- **Quinta etapa ( $t_4, t_5$ ):** Esta etapa inicia-se quando as chaves  $S_2$  e  $S_3$  encontram-se conduzindo, entretanto, a chave  $S_1$  encontra-se bloqueada. Os indutores  $L_2$  e  $L_3$  serão magnetizados devido a fonte de alimentação  $E$ , e os capacitores  $C_2$  e  $C_3$  irão descarregar, gerando uma tensão  $-V_C$  nos enrolamentos primários  $L_{p2}$  e  $L_{p3}$ . Ainda nessa etapa, os enrolamentos  $L_{p2}$  e  $L_{p3}$  irão induzir uma tensão de  $2V_C$  no enrolamento  $L_{p1}$  do circuito. Em relação aos enrolamentos do secundário, os mesmos terão uma tensão induzida idêntica aos seus respectivos enrolamentos primários. A carga irá receber energia através dos diodos  $D_1$ ,  $D_5$  e  $D_6$ , pois os mesmo estarão diretamente polarizados, como pode-se observar na Fig. 13 (e).
- **Sexta etapa ( $t_5, t_6$ ):** A chave  $S_3$  encontra-se conduzindo e as chaves  $S_1$  e  $S_2$  estão bloqueadas. O indutor  $L_3$  será magnetizado pela fonte de alimentação  $E$ , e o capacitor  $C_3$  irá descarregar, gerando uma tensão  $-V_C$  nos enrolamentos primários  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$ . Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  serão carregados pela energia proveniente da fonte de entrada

$E$  e indutores  $L_1$  e  $L_2$ . A carga irá receber energia através dos diodos  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_6$ , como pode-se observar na Fig. 13 (f). Nessa etapa, o enrolamento  $L_{p3}$  irá induzir uma tensão de  $V_C/2$  nos enrolamentos  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$  do circuito, fazendo com que os diodos  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_6$  estejam diretamente polarizados.

Figura 13 – Etapas de operação na região R1. Primeira etapa de operação (a); Segunda etapa de operação (b); Terceira de operação (c); Quarta etapa de operação (d); Quinta etapa de operação (e); Sexta etapa de operação (f).



Fonte: Produzida pelo autor.

### 3.4.2 CIRCUITOS EQUIVALENTES

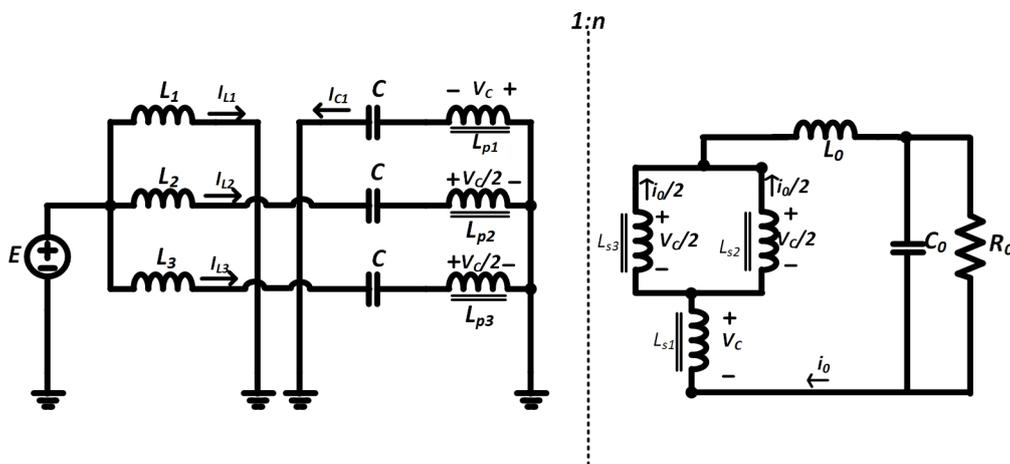
Para uma melhor compreensão é possível observar nas figuras 14 e 15 o circuito equivalente no instante em que há apenas uma chave conduzindo e no momento onde existem duas chaves fechadas simultaneamente.

Pode-se observar que quando há apenas uma chave conduzindo (Fig. 14), o enrolamento do primário do transformador, referente a sua malha, irá induzir uma tensão com sinal contrário nos outros dois enrolamentos. Idealmente, como o fluxo se dividirá, os outros dois enrolamentos irão receber metade da tensão aplicada ao enrolamento que

possui em sua malha a chave em condução. Os enrolamentos presentes no secundário do transformador irão ter a tensões induzidas nos seus enrolamentos iguais às do primário para uma relação de transformação unitária.

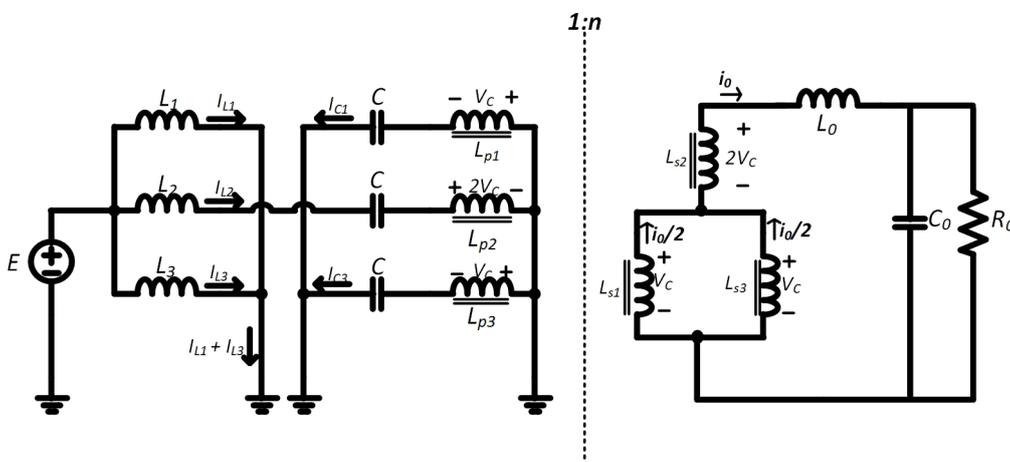
Semelhante ao caso anterior, na Fig. 15 tem-se que as chaves  $S_1$  e  $S_3$  encontram-se conduzindo. Os enrolamentos presentes nessas duas malhas,  $L_{p1}$  e  $L_{p3}$ , irão induzir uma tensão no enrolamento  $L_{p2}$  de sinal contrário. Com isso, pode-se observar que o fluxo proveniente de  $L_{p1}$  se somará com o fluxo vindo de  $L_{p3}$ , gerando uma tensão no terminal de  $L_{p2}$  duas vezes maior que a das outras duas bobinas primárias e com o sinal oposto.

Figura 14 – Circuito equivalente quando apenas uma chave se encontra conduzindo.



Fonte: Produzida pelo autor.

Figura 15 – Circuito equivalente quando existem duas chaves conduzindo simultaneamente.



Fonte: Produzida pelo autor.

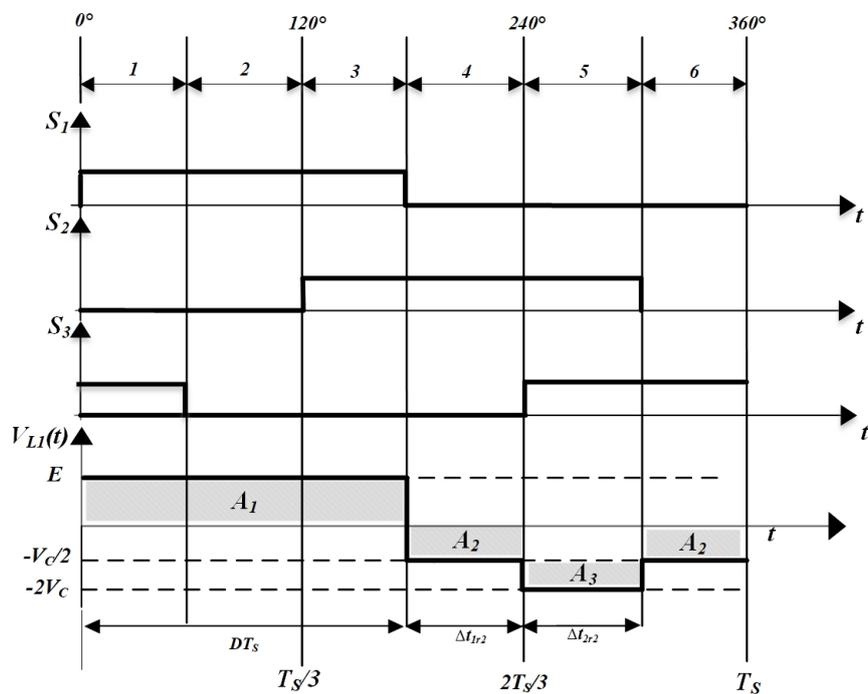
### 3.4.3 FORMAS DE ONDA

As principais formas de onda do conversor para a região R2 no MCC podem ser observadas na Fig. 17, para um período completo de funcionamento.

### 3.4.4 GANHO ESTÁTICO NA REGIÃO R2

Para determinar o ganho estático da tensão, inicialmente foi obtida a relação entre a tensão de entrada e a tensão no capacitor  $C_1$ . Para tanto, foi analisado a forma de onda de  $V_{L1}$  da Fig. 16.

Figura 16 – Forma de onda da tensão no indutor  $L_1$  na região R2.



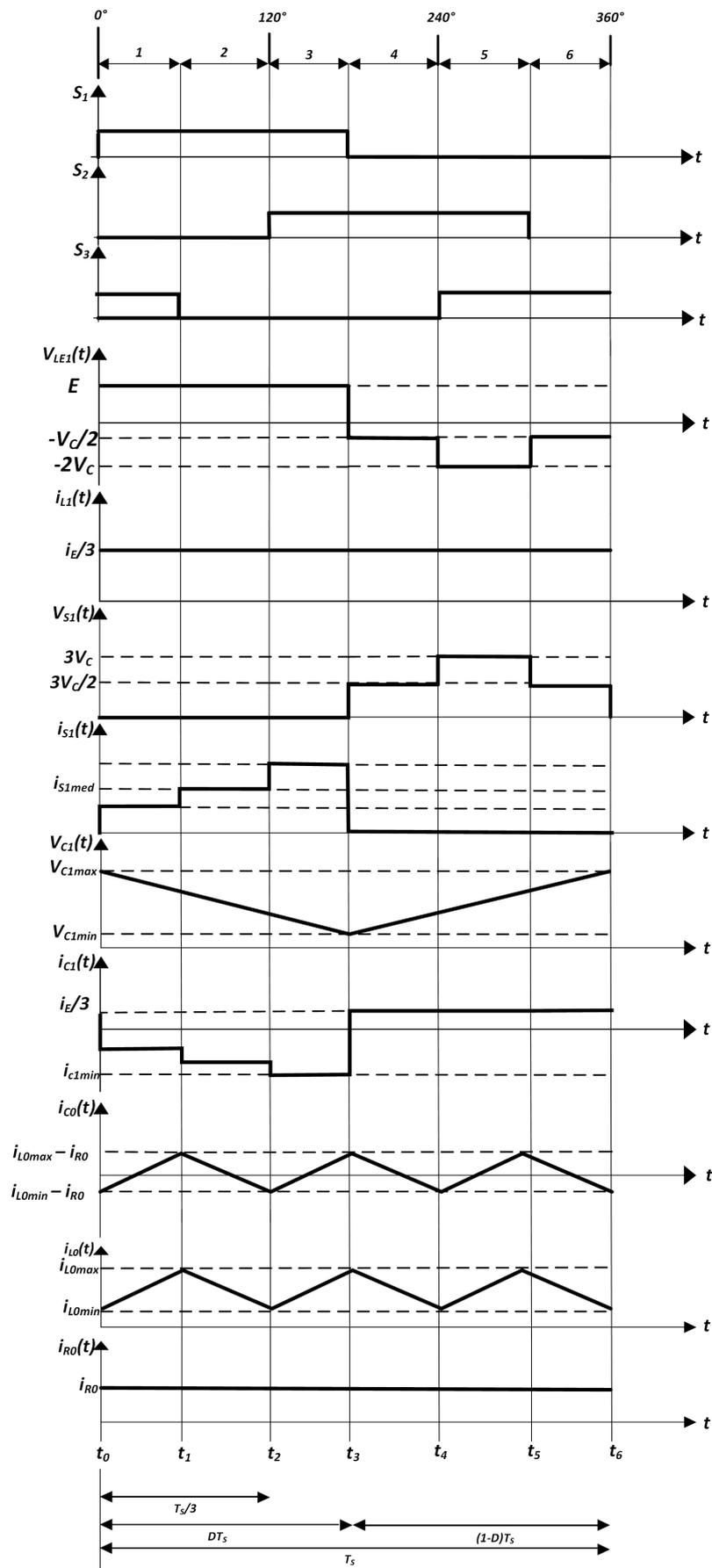
Fonte: Produzida pelo autor.

Foram definidos os tempos  $\Delta t_{1r2}$  e  $\Delta t_{2r2}$  nas equações 3.22 e 3.23, respectivamente.

$$\Delta t_{1r2} = \left(\frac{2}{3} - D\right) \cdot T_s \quad (3.22)$$

$$\Delta t_{1r2} = \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot T_s \quad (3.23)$$

Figura 17 – Principais formas de onda obtidas teóricas na região R2.



Fonte: Produzida pelo autor.

Analisando as etapas, pôde-se obter as equações 3.24, 3.25 e 3.26 nos respectivos intervalos de tempo.

$$V_{L1_{DT_s}} = E \quad (3.24)$$

$$V_{L1_{\Delta t_{1r2}}} = -\frac{V_C}{2} \quad (3.25)$$

$$V_{L1_{\Delta t_{2r2}}} = -2 \cdot V_C \quad (3.26)$$

Igualando a área  $A_1$  à soma das áreas  $A_2$  e  $A_3$ , pode-se obter a equação 3.27.

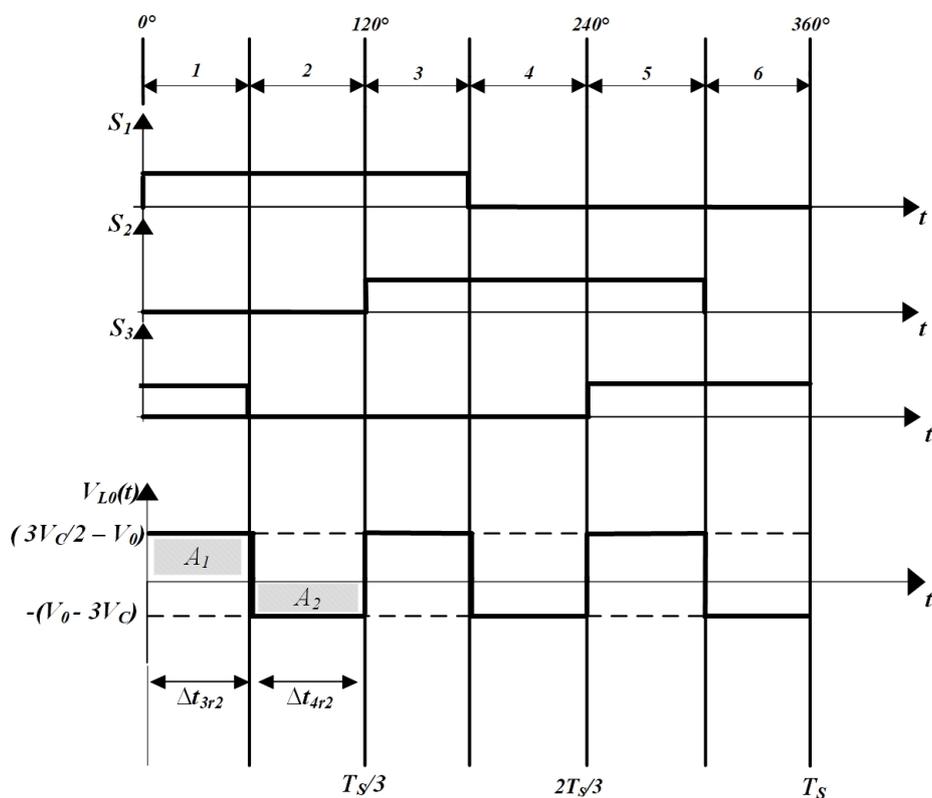
$$E \cdot DT_s = 2 \cdot \frac{V_C}{2} \cdot \left(\frac{2}{3} - D\right) \cdot T + 2 \cdot V_C \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot T \quad (3.27)$$

Em que,  $D$  é a razão cíclica e  $T_s$  é o inverso da frequência de comutação. Resolvendo a 3.27, tem-se que a relação entre a tensão no capacitor na entrada, é dada por 3.28.

$$\frac{V_C}{E} = 1 \quad (3.28)$$

Em seguida, foi obtida a relação entre a tensão de saída e a tensão no capacitor  $C_1$ . Para tanto, foi analisado a forma de onda de  $V_{L0}$  na Fig. 18.

Figura 18 – Forma de onda da tensão no indutor  $L_0$  na região R2.



Fonte: Produzida pelo autor.

Observando a Fig. 18, pode-se obter as equações 3.29 e 3.30 para os intervalos de tempo  $\Delta t_{3r2}$  e  $\Delta t_{4r2}$ , respectivamente.

$$V_{L0} = V_0 - \frac{3}{2} \cdot V_C \quad (3.29)$$

$$V_{L0} = 3 \cdot V_C - V_0 \quad (3.30)$$

A partir do comportamento apresentado pelos comandos para a região em estudo, é possível obter  $\Delta t_{3r2}$  e  $\Delta t_{4r2}$  nas equações 3.31 e 3.32, respectivamente.

$$\Delta t_{3r2} = D \cdot T_s - \frac{T_s}{3} \quad (3.31)$$

$$\Delta t_{4r2} = \frac{T_s}{3} - \Delta t_{1r2} = \frac{2 \cdot T_s}{3} - D \cdot T_s \quad (3.32)$$

Igualando as áreas  $A_1$  e  $A_2$ , pode-se obter a equação 3.33.

$$\left(D \cdot T_s - \frac{T_s}{3}\right) \cdot (3 \cdot V_c - V_0) = \left(\frac{2 \cdot T_s}{3} - D \cdot T_s\right) \cdot \left(V_0 - \frac{3 \cdot V_C}{2}\right) \quad (3.33)$$

Resolvendo a 3.33, tem-se que a relação entre a tensão no capacitor e na entrada, é dada por 3.34.

$$\frac{V_0}{V_C} = 4,5 \cdot D \quad (3.34)$$

Substituindo a equação 3.28 na 3.34, pode-se obter o ganho estático em 3.35 para o conversor em estudo na região R2.

$$\frac{V_0}{E} = 4,5 \cdot D \quad (3.35)$$

Levando em consideração a relação de transformação e seja  $q = \frac{V_0}{E}$ , pode-se obter a equação 3.36.

$$\frac{q}{n} = 4,5 \cdot D \quad (3.36)$$

### 3.4.5 CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS DE ENTRADA $L_1$ , $L_2$ E $L_3$

Conhecendo as formas de onda de tensão e corrente sobre o indutor de entrada apresentadas na Fig. 17, é possível escrever a equação 3.37 para a variação da corrente levando em consideração o instante em que a chave  $S_1$  está conduzindo.

$$\Delta I_{L1} = \frac{D \cdot T_s \cdot V_{L1}}{L_1} \quad (3.37)$$

Substituindo a equação 3.24 em 3.37, isolando a indutância  $L_1$ , e sabendo que o período  $T_s$  é o inverso da frequência de comutação  $f_s$ , pode-se obter 3.38.

$$L_1 = \frac{E \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_1} \quad (3.38)$$

A expressão que determina as indutâncias de entrada  $L_2$  e  $L_3$  será igual a equação obtida para  $L_1$ , visto que o circuito é simétrico.

### 3.4.6 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DE SAÍDA $L_0$

A indutância de saída será calculada a partir das formas de onda conhecidas da tensão da Fig. 18. Para o instante  $\Delta t_{4r2}$ , pode-se obter a equação 3.39 para a variação da

corrente. O fator três multiplicando a razão cíclica se dá pelo fato da corrente que passa pelo indutor  $L_0$  possuir seu período reduzido em três vezes.

$$\Delta I_{L0} = \frac{V_{L0} \cdot \Delta t_1}{L_0} \quad (3.39)$$

Substituindo as equações 3.29 e 3.31 em 3.39, isolando a indutância  $L_1$ , sabendo que a tensão média no capacitor será igual a tensão média da fonte, pode-se obter 3.40.

$$L_0 = \frac{(3 \cdot E - V_0) \cdot (D - \frac{1}{3})}{f_s \cdot \Delta I_{L0}} \quad (3.40)$$

### 3.4.7 CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA $C_0$

O cálculo de  $C_0$  para a região R2 será semelhante ao realizado na R1.

### 3.4.8 CÁLCULO DAS CAPACITÂNCIAS $C_1$ , $C_2$ E $C_3$

Analisando o circuito quando a chave  $S_1$  está bloqueada, o capacitor irá se carregar a partir da corrente fornecida pelo indutor,  $I_{L1}$ , assim, é possível obter a equação 3.41 para a ondulação da tensão.

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_{L1} \cdot (1 - D) \cdot T_s}{C_1} \quad (3.41)$$

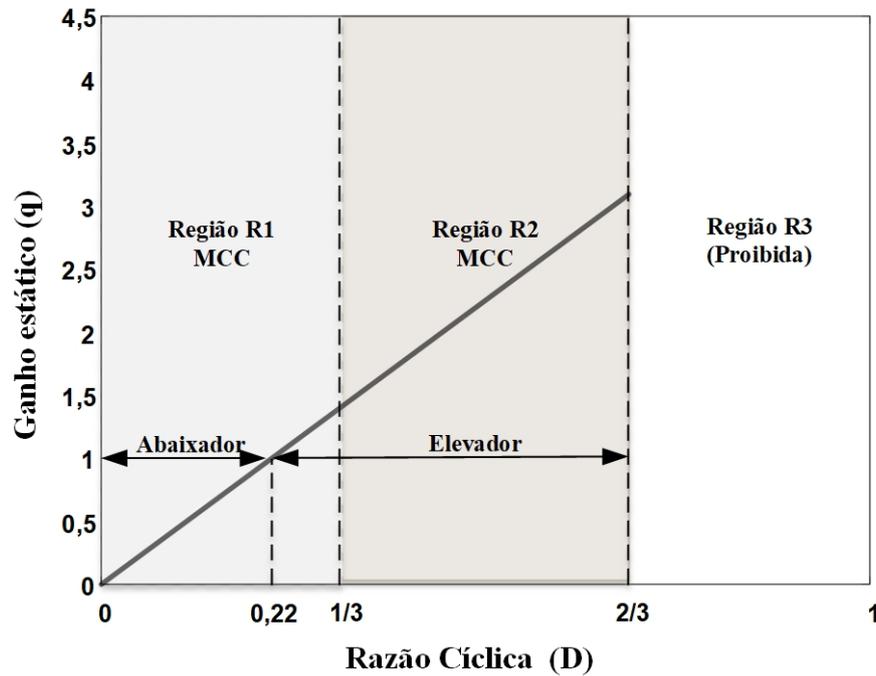
Dessa forma, isolando  $C_1$ , sabendo que o período  $T_s$  é o inverso da frequência de comutação  $f_s$  e que a corrente  $I_{L1}$  é a corrente fornecida pela fonte de alimentação dividida por três, pode-se obter a equação 3.42 para determinar o valor capacitância.

$$C_1 = \frac{\frac{I_E}{3} \cdot (1 - D)}{f_s \cdot \Delta V_{C1}} \quad (3.42)$$

## 3.5 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

Após a análise apresentada, é possível traçar as características de saída do conversor CC-CC trifásico isolado em alta frequência com entrada e saída em corrente. A tabela 2 resume as equações nas duas regiões possíveis de operação do conversor no modo de condução contínua e na Fig. 19 é possível observar esse comportamento.

Figura 19 – Ganho estático do conversor CC-CC trifásico isolado em alta frequência com entrada e saída em corrente para relação de transformação unitária.



Fonte: Produzida pelo autor.

Tabela 2 – Resumo das características de saída nas duas regiões de operação.

Tipo de condução	Região R1	Região R2
Ganho estático no MCC	$\frac{q}{n} = 4,5 \cdot D$	$\frac{q}{n} = 4,5 \cdot D$

Como dito anteriormente, o conversor tem seu funcionamento em duas regiões de operação no modo de condução contínua, de forma que dentro da região R1 até o valor de razão cíclica igual a 0,222 o conversor opera como abaixador de tensão. Acima desse valor, essa topologia irá funcionar como elevador de tensão.

### 3.6 CONCLUSÃO

Este capítulo constituiu-se de uma análise teórica de um conversor CC-CC trifásico isolado em alta frequência com entrada e saída em corrente. Foram apresentadas as formas de ondas teóricas, o princípio de funcionamento, o dimensionamento dos componentes e o ganho estático do conversor.

A partir da análise realizada, tem-se que o conversor apresenta uma característica de saída igual nas regiões R1 e R2. Nesse contexto foi possível observar que a topologia em estudo pode operar como elevador ou abaixador de tensão.

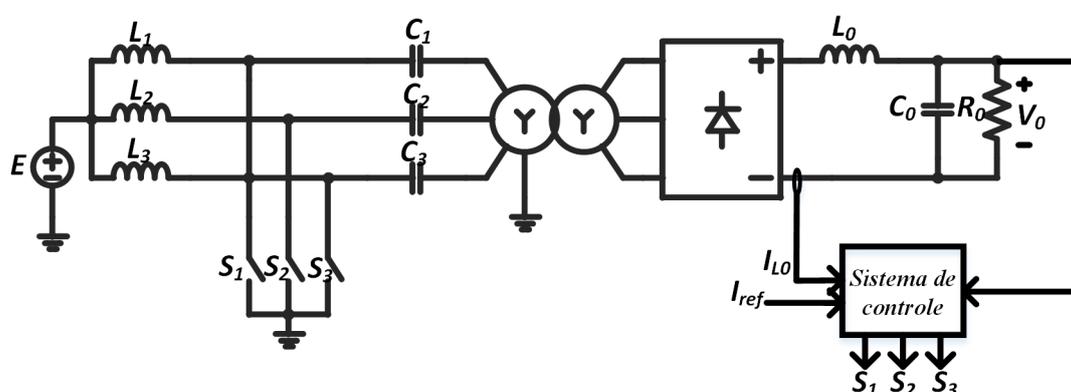
## 4 MODELAGEM E PROJETO DOS CONTROLADORES NA REGIÃO R2

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será proposta a modelagem e o projeto de um controle para o conversor em estudo, em que é considerado o valor médio instantâneo das grandezas dentro de um período de comutação. Para que o conversor opere de forma correta, mantendo a tensão de saída constante são necessárias duas malhas de controle, uma de corrente e outra de tensão. A malha de corrente servirá para controlar a corrente necessária para drenar a carga e, a malha de tensão, tem como função manter a tensão de saída do conversor constante, adequando-a quando ocorrer uma variação de carga.

Para as considerações que serão feitas utilizando (BARBI, 2015), a malha de tensão deverá ser projetada suficientemente lenta de forma a permitir um desacoplamento dinâmico em relação a malha de controle de corrente. Uma visão geral da estrutura para a realização do controle pode ser observada na Fig. 20.

Figura 20 – Estrutura simplificada de controle do sistema.



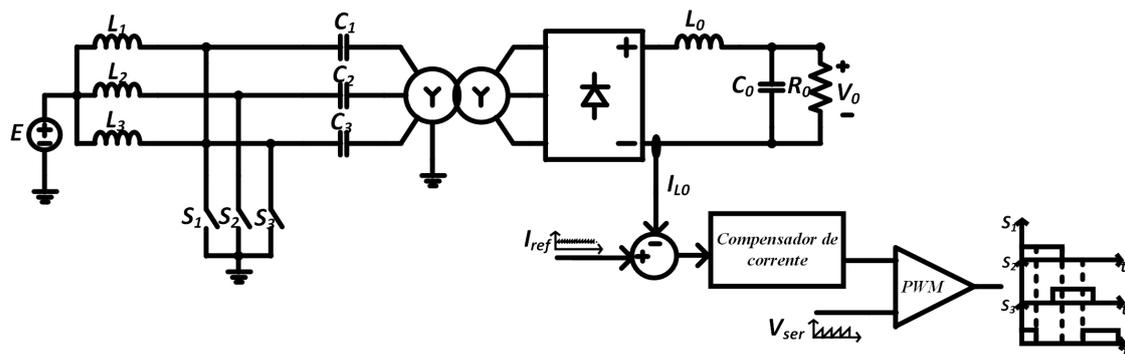
Fonte: Produzida pelo autor.

### 4.2 MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE

Na malha de controle de corrente o sinal da corrente no indutor  $L_0$ , será subtraído de uma corrente de referência, resultando em um erro que será aplicado a um compensador de corrente. O sinal de controle produzido pelo compensador de corrente é aplicado à

entrada do modulador PWM que irá gerar os sinais de comando das chaves. Na modulação, o compensador vai produzir uma tensão que será comparada com uma onda dente de serra, de frequência  $f_s$  e amplitude  $V_{ser}$ , gerando o comando PWM para acionar as chaves  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ . Os sinais estarão defasados uns dos outros em 120 graus. Na Fig. 21 tem-se a estrutura de controle do compensador de corrente.

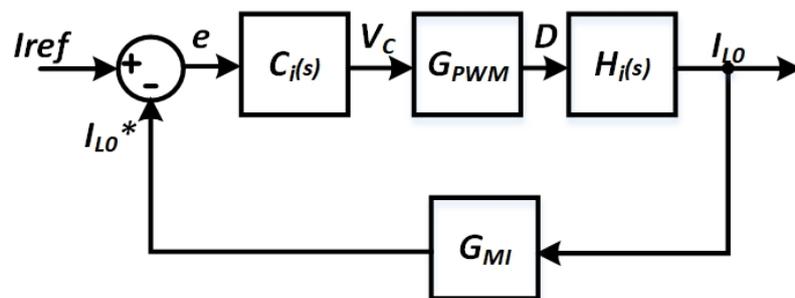
Figura 21 – Estratégia de controle de corrente.



Fonte: Produzida pelo autor.

Analisando a Fig. 21, é presumível identificar cada um dos blocos da estrutura de controle de corrente. O digrama da Fig. 22 define os blocos utilizados na malha.

Figura 22 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2015).

Em que:

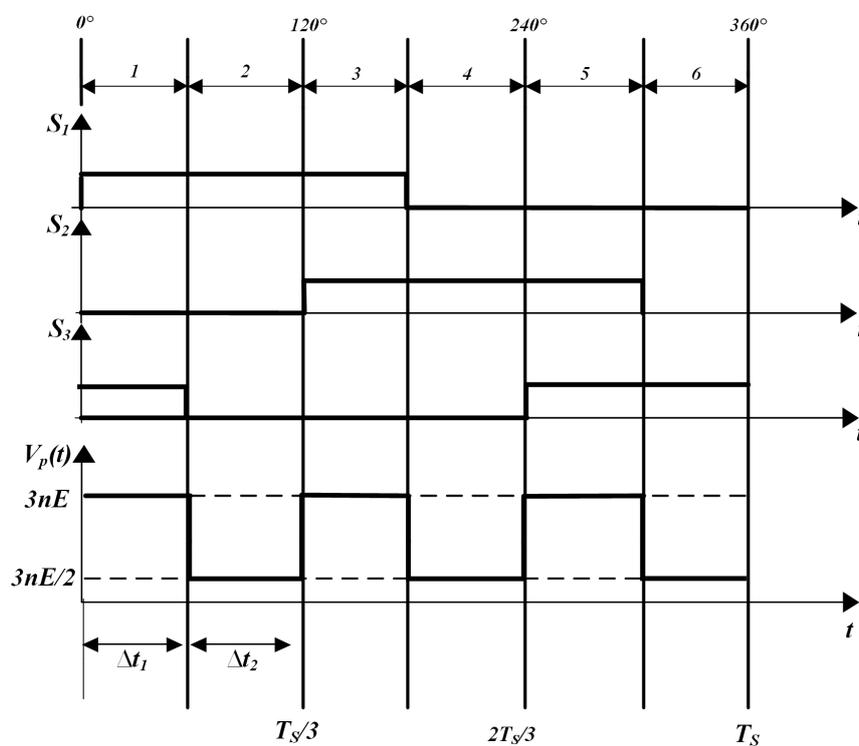
- $C_i(s)$  é o compensador de corrente;
- $G_{PWM}$  é o ganho do modulador PWM;
- $H_i(s)$  é o modelo por valores médios instantâneos do conversor.

- $G_{MI}(s)$  é o ganho do sensor de corrente.

#### 4.2.1 MODELO DA PLANTA DE CORRENTE

Para a obtenção deste modelo, foram considerados os valores médios das grandezas de interesse dentro de um período de comutação. Dessa maneira, considera-se que a saída da ponte retificadora trifásica do conversor em estudo permanecerá constante durante um intervalo de comutação definido. Considerando a forma de onda da tensão de saída da ponte apresentada na Fig. 23, é possível encontrar o seu valor médio.

Figura 23 – Forma de onda da tensão de saída da ponte retificadora trifásica.



Fonte: Produzida pelo autor.

Seja  $V_{pmed}$  a tensão média de saída da ponte retificadora trifásica, tem-se que o seu valor médio pode ser calculado como na equação 4.1.

$$V_{pmed} = \frac{3}{T_s} \cdot \left( \int_0^{\Delta t_1} 3 \cdot n \cdot E \, dt + \int_0^{\Delta t_2} \frac{3}{2} \cdot n \cdot E \, dt \right) \quad (4.1)$$

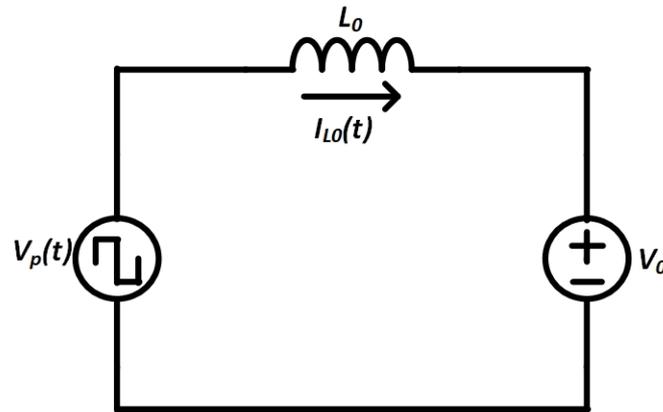
Substituindo na equação 4.1 os valores de  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  definidos em 3.31 e 3.32,

pode-se obter a equação 4.2, em que  $n$  é a relação de transformação do transformador.

$$V_{pmed} = 4,5 \cdot n \cdot D \cdot E \quad (4.2)$$

Com a definição do valor médio  $V_p$ , é possível obter um modelo elétrico equivalente para o conversor em função da variável de controle  $D$ . Este modelo pode ser observado na Fig. 24.

Figura 24 – Circuito elétrico equivalente para o conversor.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2015).

Do circuito equivalente obtém-se a equação 4.3.

$$\frac{dI_{L_0}(t)}{dt} = \frac{1}{L_0} \cdot (4,5 \cdot n \cdot D \cdot E - V_0) \quad (4.3)$$

Aplicando uma pequena perturbação no sistema pode-se reescrever a equação 4.3 como 4.4.

$$\frac{d(I_{L_0}(t) + \Delta I_{L_0}(t))}{dt} = \frac{1}{L_0} \cdot (4,5 \cdot n \cdot (D(t) + \Delta D(t)) \cdot E - V_0) \quad (4.4)$$

Considerando 4.3 em 4.4, pode-se obter 4.5.

$$\frac{d(\Delta I_{L_0}(t))}{dt} = \frac{1}{L_0} \cdot (4,5 \cdot n \cdot \Delta D(t) \cdot E) \quad (4.5)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em 4.5, tem-se então o modelo por valores médios instantâneos presente na equação 4.6. Essa equação expressa o modelo da planta

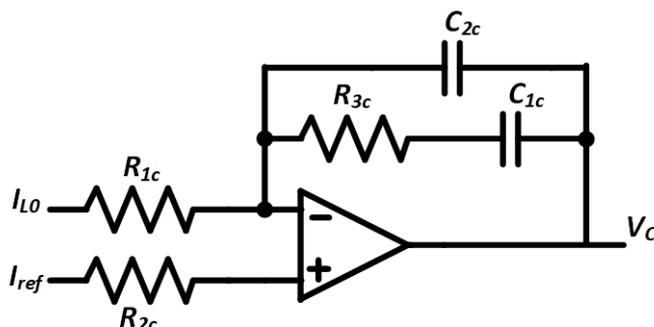
do conversor em estudo neste trabalho.

$$H_i(s) = \frac{\Delta I_{L0}(s)}{\Delta D(s)} = \frac{4,5 \cdot n \cdot E}{s \cdot L_0} \quad (4.6)$$

#### 4.2.2 COMPENSADOR DE CORRENTE

O compensador de corrente escolhido para este estudo é baseado em um compensador clássico proporcional integral (PI) com pólo adicional, conforme apresentado na Fig. 25. Esta topologia apresenta dois pólos e um zero permitindo um grau maior de liberdade no ajuste da resposta do sistema, quando comparado a um PI. Além disso, esse tipo de compensador apresenta atenuação em altas frequências (BARBI, 2015).

Figura 25 – Compensador de corrente.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2015).

Analisando a topologia utilizada para o compensador de corrente, tem-se que esta é constituída de um amplificador na configuração de somador não-inversor. Seja  $Z_r$  a impedância equivalente série entre o resistor  $R_{3c}$  e o capacitor  $C_{1c}$ , em paralelo com o capacitor  $C_{2c}$ , e  $Z_f$  a impedância da entrada inversora, as expressões resultantes para essas duas impedâncias são definidas, respectivamente, em 4.7 e 4.8.

$$Z_r = \frac{R_{3c} \cdot C_{1c} \cdot s + 1}{s \cdot (C_{1c} + C_{2c}) \cdot \left[ \left( \frac{R_{3c} \cdot C_{1c} \cdot C_{2c}}{C_{1c} + C_{2c}} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (4.7)$$

$$Z_f = R_{2c} \quad (4.8)$$

Sabendo que a função de transferência da topologia somador não-inversor é dado por 4.9, então substituindo 4.7 e 4.8 em 4.9, pode-se obter a expressão 4.10 que denota a

função de transferência do compensador de corrente ( $C_i(s)$ ).

$$\frac{V_0}{V_+} = \left( \frac{Z_r}{Z_f} + 1 \right) \quad (4.9)$$

$$C_i(s) = \frac{R_{3c} \cdot C_{1c} \cdot s + 1}{s \cdot R_{2c} \cdot (C_{1c} + C_{2c}) \cdot \left[ \left( \frac{R_{3c} \cdot C_{1c} \cdot C_{2c}}{C_{1c} + C_{2c}} \right) \cdot s + 1 \right]} + 1 \quad (4.10)$$

Através da escolha adequada dos componentes do compensador é possível garantir que a parcela dependente da frequência seja muito maior do que 1, obtendo-se a equação 4.11.

$$C_i(s) = \frac{R_{3c} \cdot C_{1c} \cdot s + 1}{s \cdot R_{2c} \cdot (C_{1c} + C_{2c}) \cdot \left[ \left( \frac{R_{3c} \cdot C_{1c} \cdot C_{2c}}{C_{1c} + C_{2c}} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (4.11)$$

Analisando a função de transferência de  $C_i(s)$ , percebe-se que o compensador possui um zero situado em  $f_z$  (4.12) e dois pólos situados em  $f_{p1}$  e  $f_{p2}$  (4.13 e 4.14, respectivamente).

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{3c} \cdot C_{1c}} \quad (4.12)$$

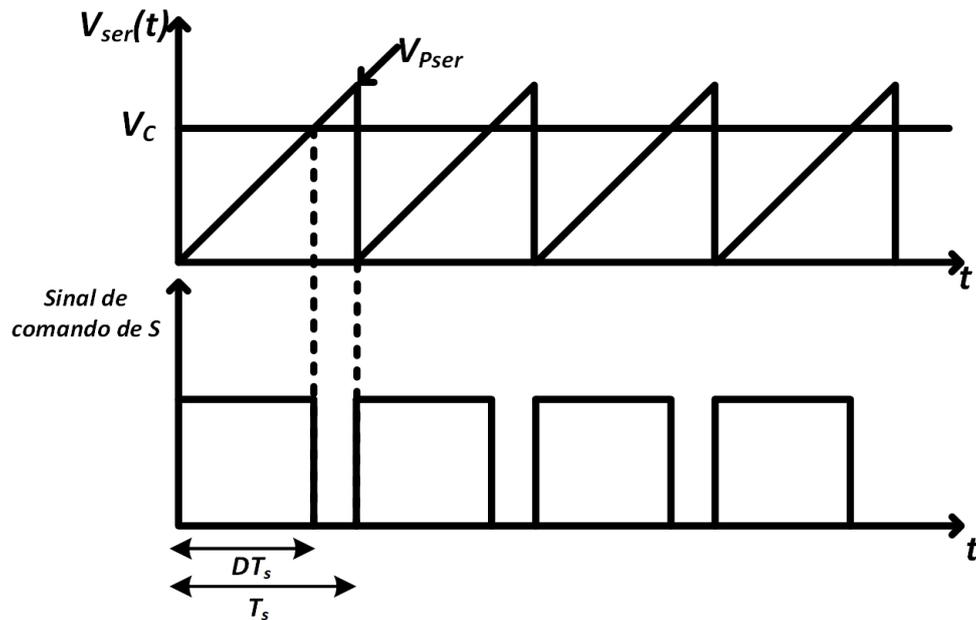
$$f_{p1} = 0 \quad (4.13)$$

$$f_{p2} = \frac{C_{1c} + C_{2c}}{2 \cdot \pi \cdot R_{3c} \cdot C_{1c} \cdot C_{2c}} \quad (4.14)$$

### 4.2.3 GANHO DO MODULADOR PWM

A técnica denominada PWM (*Pulse Width Modulator*) tem a função de gerar um sinal quadrado de largura variável, sendo necessário um circuito gerador de onda dente-de-serra e um comparador para projetá-lo. A partir de um modulador PWM, um sinal dente-de-serra com frequência igual à frequência de comutação é comparado com o sinal da saída do compensador de corrente, resultando na razão cíclica desejada. Ou seja, o modulador PWM transforma o sinal da saída do compensador em pulsos que acionarão as chaves  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ . Na Fig. 26 é possível observar o princípio de geração do comando, em que  $V_{Pser}$  é o valor de pico da tensão da dente-de-serra.

Figura 26 – Geração do comando das chaves.



Fonte: Produzida pelo autor.

A utilização deste tipo de modulação insere na malha de controle apresentada na Fig. 22 o ganho  $G_{PWM}$ . Ao utilizar um sinal do tipo dente-de-serra, tem-se que para um período de comutação pode-se obter a equação 4.15.

$$V_{ser}(t) = \frac{V_{Pser}}{T_s} \cdot t \quad (4.15)$$

No instante  $t = DT_s$ , em que  $V_{ser} = V_C$ , pode-se obter 4.16.

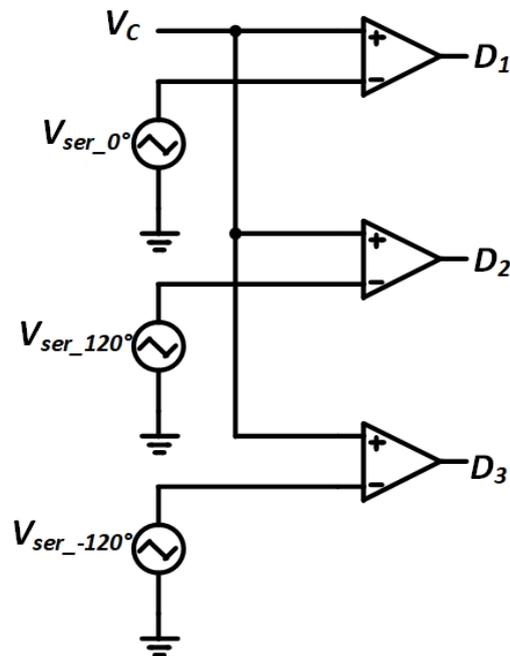
$$V_C = V_{Pser} \cdot D \quad (4.16)$$

Assim, o ganho  $G_{PWM}$  é dado pela equação 4.17.

$$G_{PWM} = \frac{D}{V_C} = \frac{1}{V_{Pser}} \quad (4.17)$$

O circuito utilizado para gerar os sinais de comando pode ser visto na Fig. 27. As ondas dente-de-serra estão defasadas uma das outras em 120 graus e foram empregados três amplificadores operacionais como comparadores.

Figura 27 – Circuito para a geração do comando nas chaves.



Fonte: Produzida pelo autor.

#### 4.2.4 GANHO DO SENSOR DE CORRENTE

Neste trabalho foi utilizado um sensor isolado para realizar as simulações numéricas e, com isso, foi atribuído um valor para o ganho do sensor.

#### 4.2.5 AJUSTE DOS PARÂMETROS DE $C_i(s)$

Como dito anteriormente, a malha de corrente deverá ser projetada suficientemente rápida em relação a malha de tensão de forma a permitir um desacoplamento dinâmico entre as malhas. Para tanto, é necessário realizar alguns ajustes nos parâmetros de  $C_i(s)$  para garantir a estabilidade do sistema, baseados em (BARBI, 2015).

- Primeiramente, é preciso garantir que a função de transferência de malha aberta do controle de corrente ( $FTMA_c(s)$ ) possua uma banda passante larga.
- Em seguida, deve-se assegurar que a frequência de cruzamento se situe no mínimo uma década abaixo da frequência de comutação.
- O segundo pólo do compensador deve ser posicionado, de forma que a frequência de cruzamento  $f_c$  esteja contida na faixa plana, ou seja, entre a frequência do zero e a frequência do segundo pólo. O ganho da faixa plana para esse caso pode ser

aproximado como na equação 4.18.

$$G_{FP_c} = 20 \cdot \log\left(\frac{R_{3c}}{R_{2c}}\right) \quad (4.18)$$

- O diagrama de Bode auxilia na verificação dos ajustes. A partir dele é possível analisar as margens de ganho e de fase da resposta em frequência da malha de controle. Para o projeto desse controlador é importante que a margem de fase seja positiva.

Seja a frequência de cruzamento a frequência em que o diagrama de Bode de módulo cruza 0 dB, é possível concluir que nesta frequência o módulo da  $FTMA_c(s)$ , será igual a 1, como pode-se observar na equação 4.19.

$$|FTMA_c(s)|_{s \rightarrow jw_c} = 1 \quad (4.19)$$

A função de transferência de malha aberta da malha de controle de corrente é dada pela equação (4.49).

$$FTMA_c(s) = C_i(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_i(s) \cdot G_{MI} \quad (4.20)$$

Substituindo as equações 4.15, 4.6 em 4.20 e 4.20 em 4.19, é possível obter a equação 4.21.

$$\left| G_{FP_c} \cdot \frac{1}{V_{Pser}} \cdot \frac{4,5 \cdot n \cdot E}{s \cdot L_0} \cdot G_{MI} \right| = 1 \quad (4.21)$$

Isolando  $G_{FP}$ , tem-se 4.22.

$$G_{FP_c} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{L_0 \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot V_{Pser}}{4,5 \cdot E \cdot n \cdot G_{MI}} \right| \quad (4.22)$$

Escolhendo os valores das frequências do zero  $f_z$  e do pólo  $f_{p2}$ , pode-se encontrar os valores de  $C_1$  e  $C_2$  a partir de 4.23 e 4.24.

$$C_{1c} = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot f_z} \quad (4.23)$$

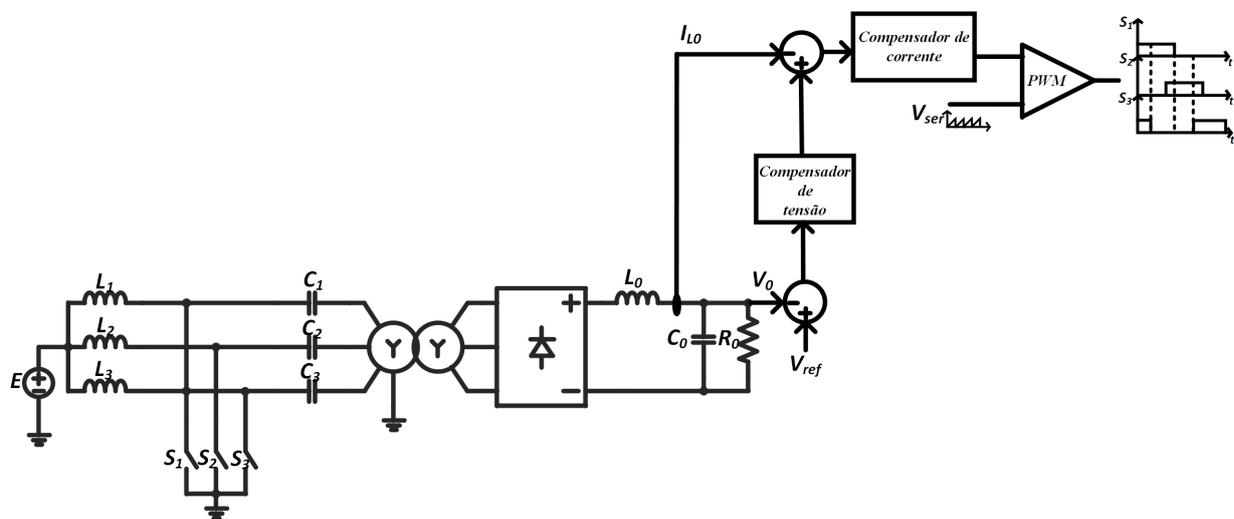
$$C_{2c} = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot (f_{p2} - f_z)} \quad (4.24)$$

Devido a estrutura escolhida para o compensador, pode-se assumir que  $R_1 = R_2$ .

### 4.3 MALHA DE CONTROLE DE TENSÃO

Para o projeto da controlador de tensão foi também utilizado como base (BARBI, 2015). Como já foi dito, essa malha de controle terá a função de manter a tensão de saída média constante independente da variação da carga. Semelhante ao compensador de corrente, o de tensão utiliza uma configuração clássica de controle, em que a tensão de saída do conversor é subtraída da tensão de referência, gerando o erro que será aplicado ao compensador de tensão. Na Fig. 28, é possível observar a estrutura proposta para realizar o controle da tensão de saída.

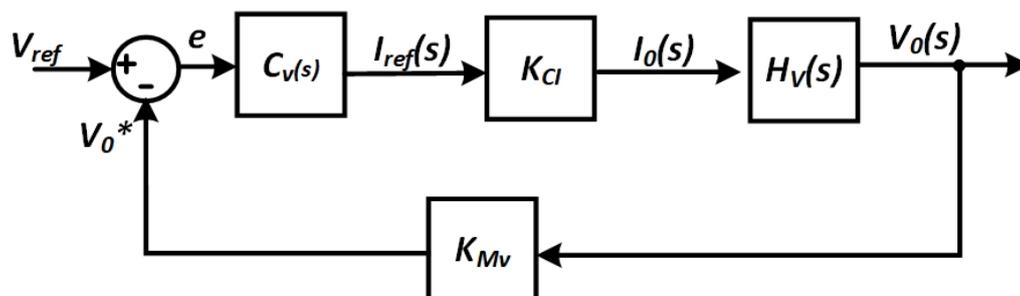
Figura 28 – Estrutura proposta para realizar o controle da tensão de saída.



Fonte: Produzida pelo autor.

O diagrama de blocos da malha de tensão equivalente do circuito em estudo pode ser visto na Fig. 29.

Figura 29 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2015).

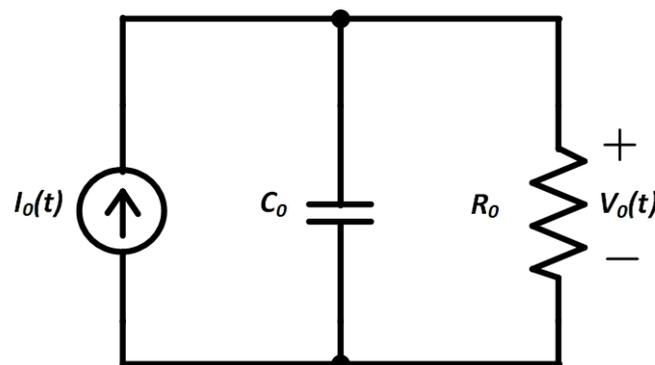
Em que:

- $C_V(s)$  é o compensador de tensão;
- $K_{CI}$  é o ganho do compensador de corrente em regime;
- $H_V(s)$  é o modelo da planta obtido a partir dos valores médios instantâneos do conversor.
- $K_{Mv}$  é o ganho do sensor de tensão.

### 4.3.1 MODELO DA PLANTA DE TENSÃO

A modelagem da planta tem por objetivo a obtenção de uma relação por valores médios da tensão e corrente na saída do conversor. De forma a simplificar a análise para a obtenção do modelo para as variações de  $V_0$ , é possível representá-lo como o circuito equivalente presente na Fig. 30.

Figura 30 – Circuito equivalente do conversor para determinação do modelo da planta de tensão.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2015).

A função de transferência da planta da malha de tensão deve relacionar a corrente média na saída do retificador e a tensão de saída como na equação 4.25.

$$I_{L0}(t) = C_0 \cdot \frac{dV_0(t)}{dt} + \frac{V_0(t)}{R_0} \quad (4.25)$$

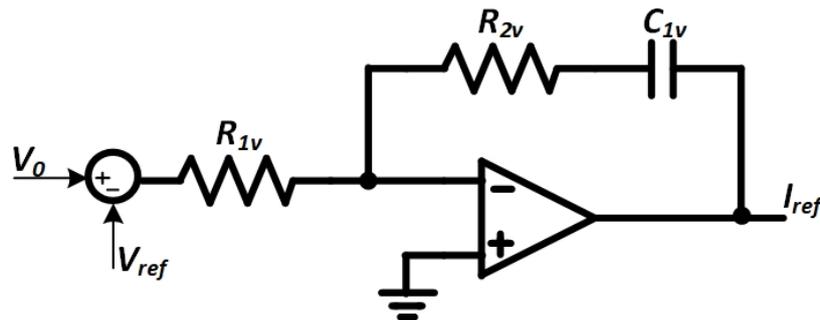
Aplicando a transformada de Laplace, é possível obter a função de transferência que relaciona corrente média na saída do retificador e a tensão de saída apresentada na equação 4.26.

$$H_V(s) = \frac{V_0(s)}{I_0(s)} = \frac{R_0}{1 + s \cdot C_0 \cdot R_0} \quad (4.26)$$

### 4.3.2 COMPENSADOR DE TENSÃO

O compensador de tensão adotado no projeto também foi um controlador PI, entretanto sem o polo adicional, como pode ser verificado na Fig. 31. A função de transferência do circuito compensador é obtida por meio do princípio da superposição e pode ser visto na equação 4.27.

Figura 31 – Compensador de tensão.



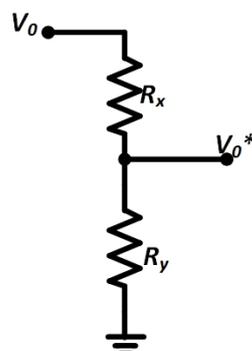
Fonte: Adaptado de (BARBI, 2015).

$$C_V(s) = \frac{R_{2v}}{R_{1v}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{2v} \cdot C_{1v}}}{s} \quad (4.27)$$

### 4.3.3 GANHO DO SENSOR DE TENSÃO

A medição da tensão é feita através de um divisor resistivo associado em paralelo aos terminais da carga, como ilustrado na Fig. 32. O ganho do sensor é dado pela relação entre  $V_0$  e  $V_0^*$ , apresentada na equação 4.28.

Figura 32 – Estrutura física do sensor de tensão.



Fonte: Produzida pelo autor.

$$K_{Mv} = \frac{V_0^*}{V_0} = \frac{R_y}{R_y + R_x} \quad (4.28)$$

#### 4.3.4 GANHO DO COMPENSADOR DE CORRENTE $K_{CI}$

O ganho  $K_{CI}$  é dado pela relação entre a corrente no indutor de entrada e a corrente de referência atribuída ao compensador de corrente. Esta relação pode ser encontrada na equação 4.29.

$$K_{CI} = \frac{i_{L0}(s)}{i_{ref}(s)} \quad (4.29)$$

#### 4.3.5 AJUSTE DOS PARÂMETROS DE $C_V(s)$

Para o compensador de tensão também utilizou-se a função de transferência de malha aberta ( $FTMA_v(s)$ ) para calcular os valores dos componentes. Entretanto, foi estabelecido que a frequência do pólo da planta deveria ser a mesma da frequência do zero do compensador de tensão, resultando em uma  $FTMA_v(s)$  com comportamento semelhante a um integrador puro. A partir do diagrama de blocos da Fig. 29, pode-se obter a  $FTMA_v(s)$  apresentada na equação 4.30.

$$FTMA_v(s) = K_{Mv} \cdot C_V(s) \cdot K_{CI} \cdot H_V(s) \quad (4.30)$$

Definindo a posição da frequência de cruzamento na faixa plana do compensador de tensão, próxima a frequência do zero, é possível definir na  $FTMA_v(s)$ , semelhante a malha de corrente, o ganho na faixa plana de tensão. Substituindo as equações 4.26 e 4.28 em 4.30, é possível obter a equação 4.31.

$$\left| G_{FP_v} \cdot \frac{R_y}{R_y + R_x} \cdot \frac{R_0}{1 + s \cdot C_0 \cdot R_0} \cdot K_{CI} \right| = 1 \quad (4.31)$$

Isolando  $G_{FP_v}$ , tem-se 4.32.

$$G_{FP_v} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{(R_y + R_x) \cdot (1 + s \cdot C_0 \cdot R_0)}{R_y \cdot R_0 \cdot K_{CI}} \right| \quad (4.32)$$

Escolhendo o valor das frequência do zero  $f_z$  e considerando o ganho na faixa plana, pode-se definir as equações 4.33 e 4.34 que possibilita obter os valores de  $C_{1v}$  e  $R_{2v}$ ,

respectivamente, para a capacitância e a resistência presentes no ramo de realimentação do compensador de tensão da Fig. 31.

$$C_{1v} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{2v} \cdot f_z} \quad (4.33)$$

$$R_{2v} = R_{1v} \cdot 10^{\frac{G_{FPv}}{20}} \quad (4.34)$$

## 4.4 CONCLUSÃO

Esse ponto da pesquisa abordou a estratégia de controle do sistema completo. Foram apresentados os modelos por valores médios instantâneos, definindo uma malha de tensão e uma malha de corrente. Ambas as malhas de controle foram detalhadas, em que foram apontadas as topologias utilizadas para os compensadores, os diagramas de blocos e a metodologia utilizada para definir de forma simplificada os valores dos elementos passivos presentes nos circuitos dos compensadores.

## 5 PROJETO DO CONVERSOR

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo foi definido um exemplo de projeto na região R2 para o conversor em estudo. A partir desse estudo, foram definidas as especificações de entrada do conversor e simulações numéricas foram realizadas com o objetivo de validar as equações obtidas anteriormente.

### 5.2 PROJETO NA REGIÃO R2

As especificações de entrada para o conversor estão definidas abaixo:

- Potência de saída  $P_0 = 1$  kW;
- Tensão de saída ( $V_0$ ) = 400 V;
- Tensão de entrada ( $E$ ) = 95 V;
- Relação de transformação ( $n$ ) = 1,9;
- Frequência de comutação ( $f_s$ ) = 20 kHz;
- Ondulação relativa da tensão de saída  $V_0$  ( $\Delta V_0$ ) = 0,02 V;
- Ondulação relativa máxima de corrente em  $L_0$  ( $\Delta I_{L0}$ ) = 0,2 A.
- Ondulação relativa da tensão no capacitor  $V_{C1}$  ( $\Delta V_{C1}$ ) = 0,01 V.

#### 5.2.1 CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA

A partir da equação 3.13, pode-se isolar a razão cíclica  $D$  e obter 5.1.

$$D = \frac{q}{n \cdot 4,5} = \frac{V_0}{E \cdot n \cdot 4,5} \quad (5.1)$$

Substituindo em 5.1 os valores especificados, pode-se obter 5.2.

$$D = \frac{400}{95 \cdot 1,9 \cdot 4,5} = 0,5 \quad (5.2)$$

### 5.2.2 CORRENTES DE SAÍDA E DE ENTRADA

Para obter a corrente de saída deve-se relacionar a potência e a tensão de saída. Seja a carga puramente resistiva, é sabido que a potência dissipada no resistor é diretamente proporcional ao valor da tensão sobre ele. Dessa forma, é possível utilizar a equação 5.3.

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = \frac{1000}{400} = 2,5 \text{ A} \quad (5.3)$$

Considerando o conversor ideal, pode-se considerar que a potência de saída será igual a potência de entrada ( $P_E$ ), com isso, é possível definir a equação 5.4 que permite obter a corrente de entrada  $I_E$ .

$$I_E = \frac{P_E}{E} = \frac{P_0}{E} = \frac{1000}{95} = 10,5 \text{ A} \quad (5.4)$$

### 5.2.3 INDUTÂNCIA DE ENTRADA E DE SAÍDA

Substituindo os valores conhecidos até então na equação 3.38, pode-se obter a  $L_1$ . Os valores de  $L_2$  e  $L_3$  são iguais ao valor obtido em  $L_1$ , pois deseja-se que a corrente fornecida pela fonte de tensão seja dividida igualmente nos três indutores.

$$L_1 = \frac{E \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_1} = \frac{95 \cdot 0,5}{20000 \cdot 0,1 \cdot \frac{10,52}{3}} = 6,77 \text{ mH} \quad (5.5)$$

Para obter o valor da indutância de saída, faz-se uso da equação obtida em 3.40, mas considerando a relação de transformação vista do secundário para o primário. Com isso, pode-se redefinir 3.40 e obter a equação 5.6.

$$L_0 = \frac{(3 \cdot n \cdot V_C - V_0) \cdot (D - \frac{1}{3})}{f_s \cdot \Delta I_{L0}} = \frac{(3 \cdot 95 - 400) \cdot (0,5 - \frac{1}{3})}{20000 \cdot 0,1 \cdot 2,5} = 2,22 \text{ mH} \quad (5.6)$$

### 5.2.4 CÁLCULO DE $R_0$

O valor de  $R_0$  pode ser definido como 5.7.

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0} = \frac{400}{2,5} = 160 \Omega \quad (5.7)$$

### 5.2.5 CAPACITÂNCIA DE ENTRADA

Para o cálculo da capacitância de entrada, pode-se utilizar a equação 3.42, redefinida em 5.8.

$$C_1 = \frac{\frac{I_E}{3} \cdot n \cdot (1 - D)}{f_s \cdot \Delta V_{C_1}} = \frac{10,52}{3} \cdot (1 - 0,5) \cdot \frac{1}{20000 \cdot 0,01} = 92 \mu\text{H} \quad (5.8)$$

Os valores das capacitâncias de  $C_2$  e  $C_3$  são idênticos ao valor obtido para  $C_1$ .

### 5.2.6 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR $C_0$

Para o dimensionamento dos capacitor, é preciso calcular o valor da corrente eficaz e da tensão média sobre ele. Calculando o valor eficaz da corrente em  $C_0$ , a partir das expressões definidas em 3.18 e 3.19, pode-se obter as equações 5.9 e 5.10.

$$I_{C_{0_{ef}}} = \frac{\Delta I_{L0}}{\sqrt{12}} = \frac{0,2 \cdot 2,5}{\sqrt{12}} = 0,144 \text{ A} \quad (5.9)$$

A tensão média no capacitor  $C_0$  é igual a tensão média de saída do conversor, com isso, pode-se definir 5.10.

$$V_{C_{0_{med}}} = V_0 = 400 \text{ V} \quad (5.10)$$

A partir desses valores obtidos, pode-se determinar um capacitor que atenda a essas características. O valor escolhido para a capacitância de saída foi de  $1000 \mu\text{F}$ , para que fosse possível realizar o projeto dos compensadores.

## 5.3 PROJETO DOS CONTROLADORES

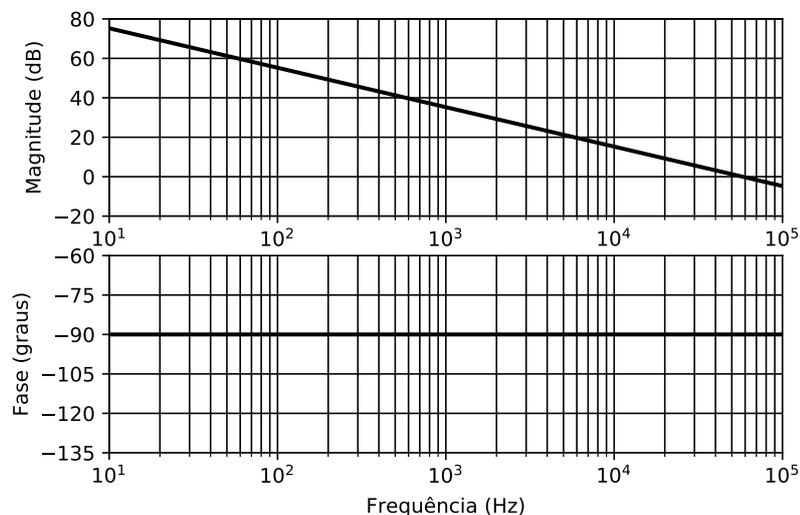
### 5.3.1 MALHA DE CORRENTE

Inicialmente, para a obtenção dos parâmetros do compensador de corrente, foi obtido o modelo da planta de corrente na definida na equação 4.6 e redefinida na 5.11. Pode-se observar na Fig. 33 o Diagrama de Bode da função de transferência da malha de corrente.

$$H_i(s) = \frac{\Delta I_{L0}(s)}{\Delta D(s)} = \frac{4,5 \cdot n \cdot E}{s \cdot L_0} = \frac{4,5 \cdot 1,9 \cdot 95}{s \cdot 0,0022} = \frac{800}{0,022 \cdot s} \quad (5.11)$$

Em seguida, foi definido o ganho do modulador PWM. Para uma tensão de pico  $V_{P_{ser}}$  igual a  $15 \text{ V}$ , é possível obter a partir de 4.17, a equação 5.12.

Figura 33 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase da função de transferência do modelo da planta de corrente.



Fonte: Produzida pelo autor.

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_{Pser}} = \frac{1}{15} = 0,0667 \quad (5.12)$$

Antes de encontrar os valores dos elementos passivos que compõem o compensador de corrente, é importante definir o valor da frequência do zero e do polo, assim como, o ganho na faixa plana. Verificando os critérios de ajuste dos parâmetros de  $C_i(s)$ , tem-se que a frequência de cruzamento deve estar pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação, com isso, foi definida a equação 5.13. Para o cálculo do ganho na faixa plana, definido na equação 5.14, foi utilizado como base a expressão anteriormente estabelecida em 4.22. O ganho escolhido para o sensor de corrente foi de 0,1.

$$f_c = \frac{f_s}{10} = \frac{20000}{10} = 2000 \text{ Hz} \quad (5.13)$$

$$G_{FP_c} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{L_0 \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot V_{Pser}}{4,5 \cdot E \cdot n \cdot G_{MI}} \right| = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{0,0022 \cdot 2\pi \cdot 20000 \cdot 15}{4,5 \cdot 95 \cdot 1,9 \cdot 0,1} \right| = 14,293 \text{ dB} \quad (5.14)$$

Diante disso, foi definido  $f_z = 300 \text{ Hz}$  e  $f_{p2} = 15000 \text{ Hz}$ , para garantir que a frequência de cruzamento pertencesse a faixa plana. Tendo a posse desses valores e a garantia dos critérios, foi possível então encontrar a resistência  $R_{3c}$  a partir da equação 4.18, assim como, as capacitâncias  $C_{1c}$  e  $C_{2c}$  que compõem o compensador de corrente com base nas equações definidas em 4.23 e 4.24.

Seja  $R_{1c} = R_{2c} = 10000 \Omega$ , substituindo os valores conhecidos na equação 4.18, tem-se 5.15.

$$R_{3c} = R_{2c} \cdot 10^{\frac{G_{FPc}}{20}} = 10000 \cdot 10^{\frac{14.293}{20}} = 51880 \Omega \quad (5.15)$$

Com o valor de  $R_{3c}$  definido, tem-se então  $C_{1c}$  e  $C_{2c}$ , respectivamente, definidos em 5.16 e 5.17.

$$C_{1c} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{3c} \cdot f_z} = \frac{1}{2\pi \cdot 51880 \cdot 300} = 10.234 \text{ nF} \quad (5.16)$$

$$C_{2c} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{3c} \cdot (f_{p2} - f_z)} = \frac{1}{2\pi \cdot 51880 \cdot (15000 - 300)} = 0,20886 \text{ nF} \quad (5.17)$$

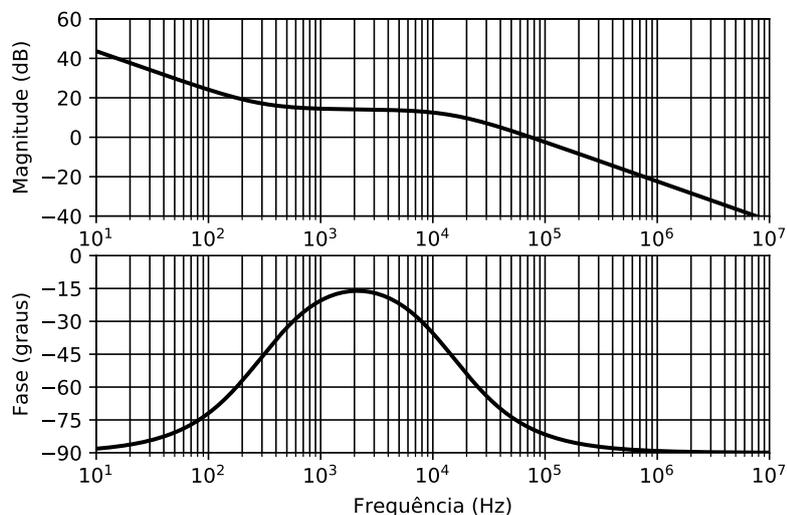
Com a obtenção de todos os valores do compensador de corrente, é possível definir a função de transferência do compensador dada pela expressão 4.11 e obter o seu Diagrama de Bode da magnitude e da fase. Na Fig. 34, tem-se o diagrama do compensador, em que é perceptível a presença dos dois polos ( $f_{p1} = 0 \text{ Hz}$ ,  $f_{p2} = 15000 \text{ Hz}$  e  $f_z = 300 \text{ Hz}$ ).

Por último, é válido também observar o comportamento da magnitude e da fase da  $FTMA_c(s)$ . Com isso, na Fig. 35, é possível observar o Diagrama de Bode da  $FTMA_c(s)$ , em que é perceptível no gráfico da magnitude, que a frequência de cruzamento, frequência no instante em que a curva cruza 0 dB, é de, aproximadamente, 2000 Hz. Além disso, a margem de fase, vista a partir do gráfico da fase, é de 74 graus. Diante disso, os critérios estabelecidos anteriormente para uma frequência de cruzamento igual a 2000 Hz e para uma margem de fase positiva foram alcançados.

### 5.3.2 MALHA DE TENSÃO

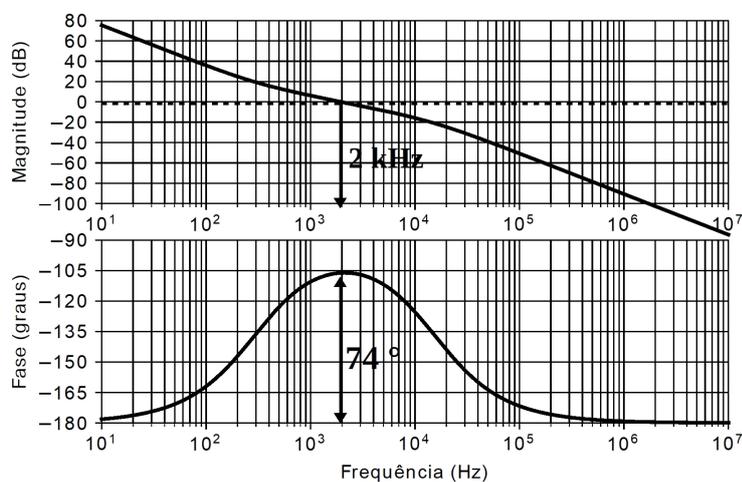
Nesta etapa, foram feitos os cálculos para determinar os valores dos elementos que compõem o compensador de tensão. Para tanto, inicialmente, é necessário determinar o modelo da planta de tensão  $H_V(s)$ , dada pela equação 4.26. Substituindo em 4.26 os valores especificados e obtidos anteriormente, tem-se 5.18. Na Fig. 36 é apresentado o Diagrama de Bode da magnitude e da fase referente ao modelo da planta, em que pode-se perceber que a frequência do pólo é, aproximadamente, 1 Hz.

Figura 34 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase da função de transferência do compensador de corrente.



Fonte: Produzida pelo autor.

Figura 35 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase da  $FTMA_c(s)$ .

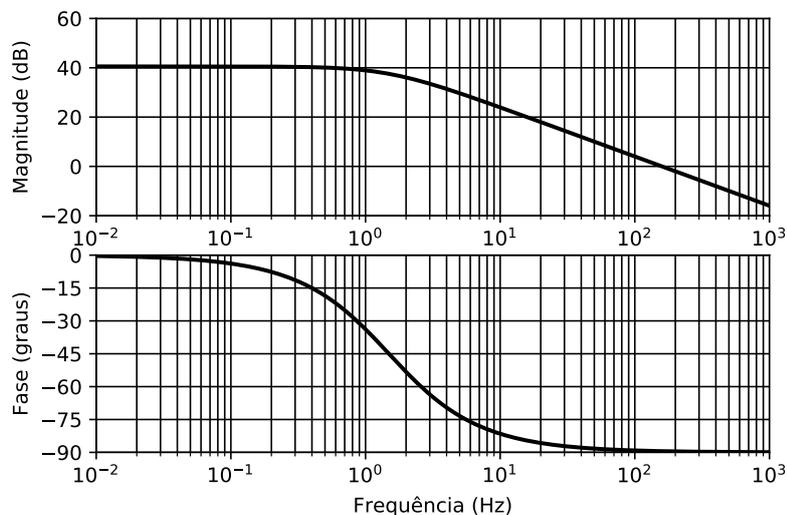


Fonte: Produzida pelo autor.

$$H_V(s) = \frac{V_0(s)}{I_0(s)} = \frac{R_0}{1 + s \cdot C_0 \cdot R_0} = \frac{160}{1 + 0,16 \cdot s} \quad (5.18)$$

Nas simulações foi utilizado um sensor de tensão isolado no lugar do divisor resistivo. O valor do ganho do sensor foi escolhido como sendo igual a 0,01. Além disso, foi obtido

Figura 36 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase do modelo da planta de tensão.



Fonte: Produzida pelo autor.

também o ganho do compensador de corrente, definido em 4.29 e calculado em 5.19. Como o ganho do sensor de corrente foi estabelecido igual a 0,1 e como deseja-se uma corrente média na carga de 2,5 A, então sua referência deverá ser igual a esse valor, multiplicado pelo valor do ganho do sensor de corrente, portanto, 0,25.

$$K_{CI} = \frac{i_{L0}(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{2,5}{0,25} = 10 \quad (5.19)$$

Antes de encontrar o valor das resistências e da capacitância presentes no circuito do compensador de tensão, obteve-se primeiramente o ganho na faixa plana do compensador com base na equação 4.32. Desta forma, substituindo em 4.32 os valores conhecidos, tem-se 5.20, em que a frequência de cruzamento escolhida foi de  $f_c = 20$  Hz.

$$G_{FPv} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{(R_y + R_x) \cdot (1 + s \cdot C_0 \cdot R_0)}{R_y \cdot R_0 \cdot K_{CI}} \right| = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{(1 + 2\pi \cdot 20 \cdot 1000\mu \cdot 160)}{160 \cdot 10 \cdot 0,01} \right| = 1,995 \text{ dB} \quad (5.20)$$

Para obter o valor de  $R_{2v}$  utilizou-se a equação 4.34. Como pode-se perceber  $R_{2v}$  é diretamente proporcional a  $R_{1v}$ , com isso, foi atribuído um valor para  $R_{1v} = 10000 \Omega$ , possibilitando o cálculo de  $R_{2v}$  em 5.21.

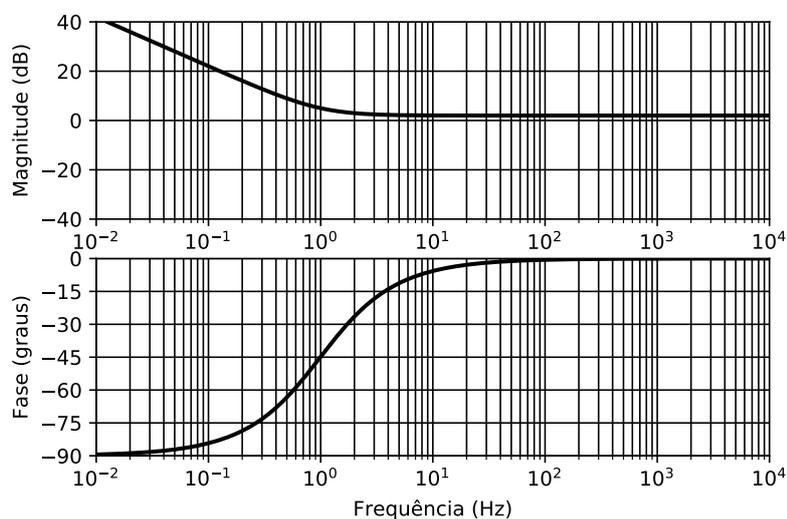
$$R_{2v} = R_{1v} \cdot 10^{\frac{G_{FPv}}{20}} = 10000 \cdot 10^{\frac{1,995}{20}} = 12600 \Omega \quad (5.21)$$

Em seguida, foi obtido o valor de  $C_{1v}$  baseado na equação 4.33. A frequência do zero  $f_z$  escolhida foi igual a 1 Hz, igual a frequência do pólo obtida a partir do modelo da planta.

$$C_{1v} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{2v} \cdot f_z} = \frac{1}{2\pi \cdot 12600 \cdot 1} = 12,7 \mu\text{H} \quad (5.22)$$

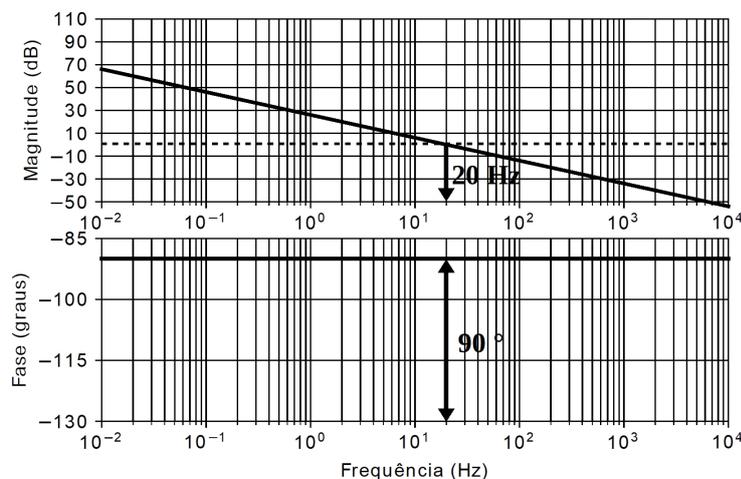
Por último, foi verificado o comportamento no Diagrama de Bode para a  $FTMA_v(s)$  e para a função de transferência obtida para o compensador de tensão. Nas figuras 37 e 38, tem-se, respectivamente, o Diagrama de bode do compensador da  $FTMA_v(s)$ .

Figura 37 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase da função de transferência do compensador de tensão.



Fonte: Produzida pelo autor.

Pode-se perceber na Fig. 37 que a frequência do pólo encontra-se em 1 Hz, como desejado. Além disso, no Diagrama de Bode da  $FTMA_v(s)$ , apresentado na Fig. 38, verificou-se que a frequência do pólo se encontra de fato em 20 Hz e a margem de fase é de 90 graus.

Figura 38 – Diagrama de Bode da magnitude e da fase da  $FTMA_v(s)$ .

Fonte: Produzida pelo autor.

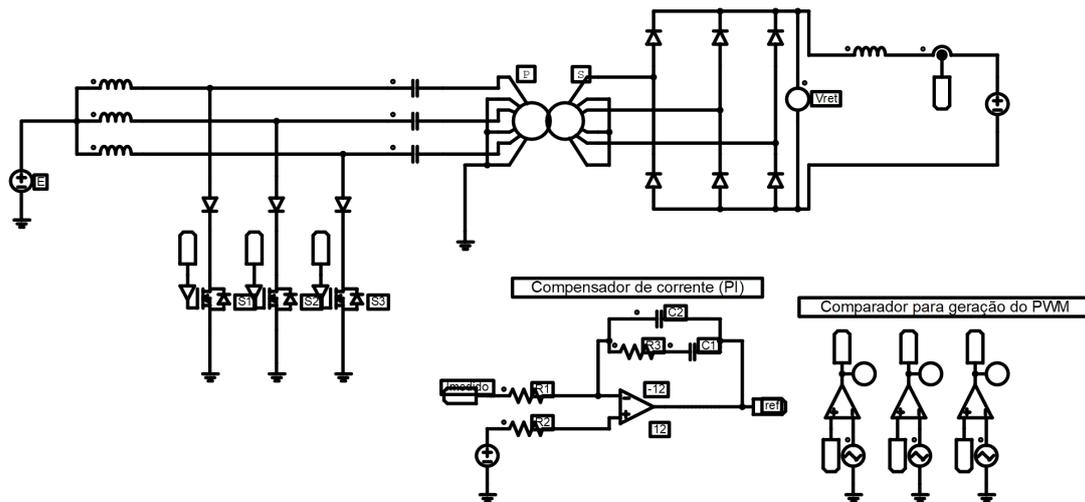
## 5.4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Após realizar os cálculos para obter os valores dos parâmetros do conversor e dos controladores de tensão e de corrente, foram feitas simulações numéricas para verificar se o conversor está atendendo aos critérios desejados.

### 5.4.1 VALIDAÇÃO DA MALHA DE CORRENTE

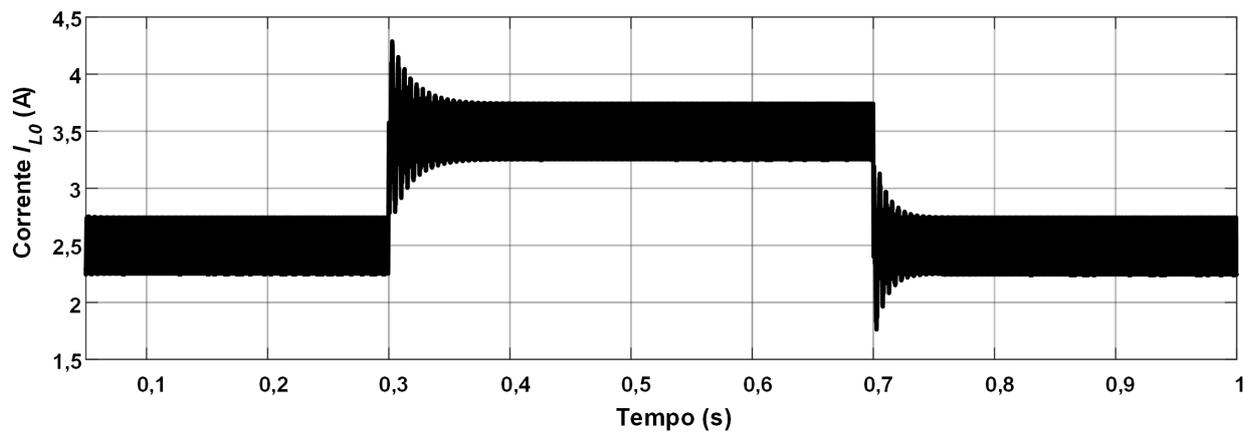
Na Fig. 39 é possível observar o esquemático utilizado para validar a malha de corrente a partir de simulações numéricas. Para verificar o funcionamento da malha de corrente, variou-se a referência do compensador com o objetivo de observar se a malha de controle se adapta ao valor desejado. Na Fig. 40, tem-se então o comportamento da corrente  $I_{L0}$ . No instante de tempo igual a 0,3 segundo alterou-se a referência de 2,5 A para 3,5 A e, com isso, pôde-se perceber que a malha de controle consegue, rapidamente, se adequar a nova referência. Novamente, no instante de tempo igual 0,7, a referência passou a ser de 2,5 novamente, e, dessa forma, foi verificado que a malha de controle conseguiu adequar o valor da corrente  $I_{L0}$  ao valor desejado.

Figura 39 – Esquemático utilizado para a validação da malha de corrente.



Fonte: Produzida pelo autor.

Figura 40 – Corrente  $I_{L0}$  com a mudança de referência no compensador de corrente.

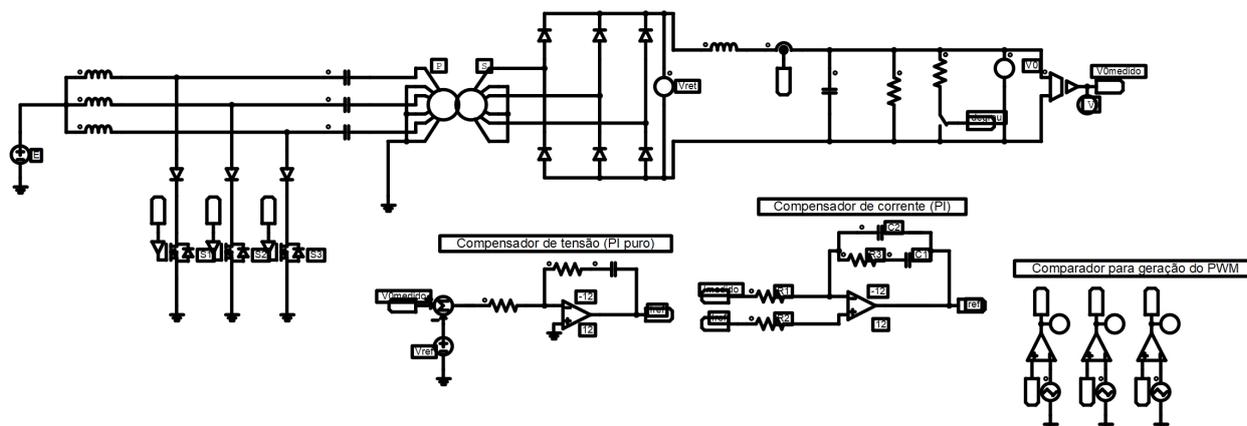


Fonte: Produzida pelo autor.

### 5.4.2 VALIDAÇÃO DA MALHA DE TENSÃO

Após constatar o funcionamento da malha de corrente, foi implementada a malha de tensão da forma como está exposto o esquemático na Fig. 41. A tensão medida na saída do conversor será subtraída do valor da referência de tensão escolhido. Na saída do compensador de tensão tem-se então a corrente de referência necessária para manter o valor de tensão de saída desejado. Esta corrente de referência será injetada no compensador de corrente, que terá em sua saída outro valor de referência para ser comparado com a forma de onda dente-de-serra no bloco do comparador.

Figura 41 – Esquemático utilizado para a validação da malha de tensão.

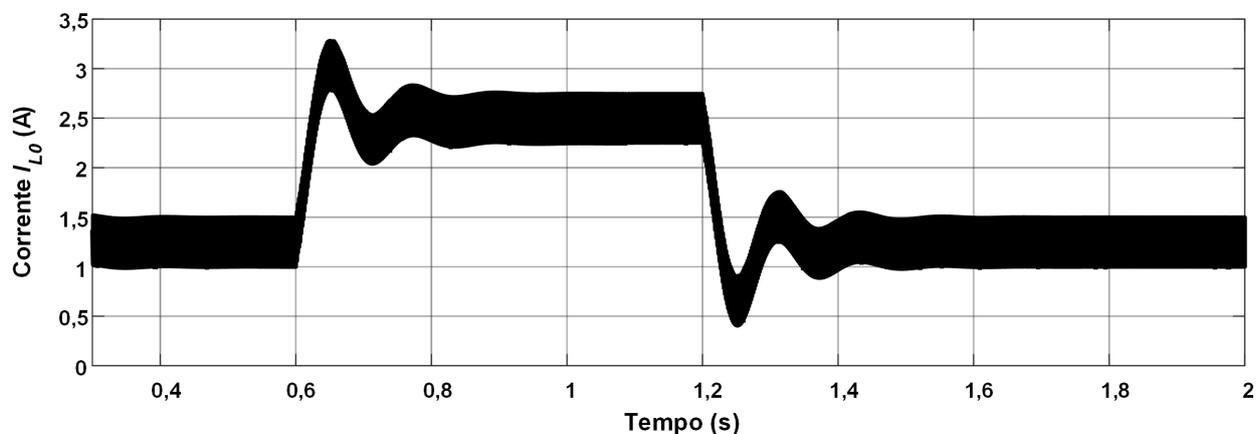


Fonte: Produzida pelo autor.

Por fim, com o objetivo de validar a malha de tensão, foi inserido no esquemático de simulação um degrau de carga, de forma que, durante um intervalo de tempo, o valor da potência de saída foi alterado para 50% do seu valor nominal. Diante disso, é possível observar nas figuras 42 e 43 o comportamento da corrente  $I_{L0}$  e da tensão  $V_0$ , respectivamente.

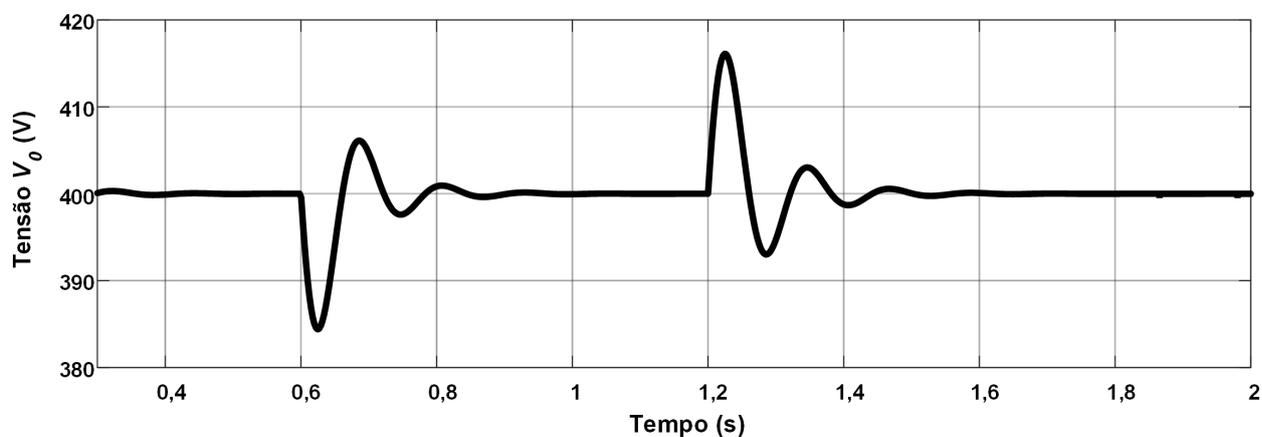
Inicialmente, o conversor está operando para fornecer uma potência de 500 W, ou seja, com 50% do seu valor nominal. No instante de tempo igual a 0,6 segundos o valor da potência foi modificado para o seu valor nominal e o conversor passa a ter que fornecer 1000 W à carga. Dessa forma, pode-se observar que a corrente  $I_{L0}$  tendeu a crescer e a tensão  $V_0$  teve um sobressinal, mas rapidamente conseguiu retornar ao seu valor inicial em regime permanente. No instante em que a resistência voltou ao seu valor inicial (50% do valor nominal), a corrente  $I_{L0}$  se ajustou novamente ao valor necessário para suprir a carga e manter o valor de tensão constante.

Figura 42 – Resultados de simulação da corrente  $I_{L0}$  para um degrau com acréscimo de 50% de carga no instante  $t = 0,6$  s e decréscimo de 50% de carga em  $t = 1,2$  s. .



Fonte: Produzida pelo autor.

Figura 43 – Resultados de simulação da tensão  $V_0$  para um degrau com acréscimo de 50% de carga no instante  $t = 0,6$  s e decréscimo de 50% de carga em  $t = 1,2$  s.



Fonte: Produzida pelo autor.

## 5.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi feito um exemplo numérico com o objetivo de validar o funcionamento do conversor. Foi calculado os valores dos elementos passivos do circuito, os principais esforços nos semicondutores e projetadas as malhas de corrente e de tensão. Por último, foi verificado se o projeto dos controladores estavam de acordo com o esperado

com a análise dos diagramas de Bode da magnitude e da fase das funções de transferências obtidas no decorrer do capítulo. Com isso, foi possível verificar que ambas as malhas de controle estão operando corretamente, mantendo a tensão de saída regulada nas diferentes situações apresentadas.

## 6 CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi apresentado um estudo sobre uma topologia de conversor CC-CC trifásica isolado em alta frequência com entrada e saída em corrente, com o objetivo de oferecer uma solução que possibilita os seguintes benefícios: redução de filtros e isolamento em alta frequência, diminuição da ondulação da corrente de entrada e de saída, assim como da tensão saída.

Diante do que foi proposto, o conversor tem seu funcionamento normal nas regiões de operação R1 e R2. Com isso, foram realizadas simulações numéricas para comparar com a formas de ondas obtidas teoricamente e, além disso, foram feitas as deduções de equações matemáticas que regem o conversor. Foi visto que na região R1 o conversor se apresenta como abaixador de tensão, de forma que a tensão de entrada especificada será sempre superior a tensão de saída e, na região R2, o conversor se apresenta como elevador, ou seja, a tensão de saída será sempre superior a tensão de entrada.

A pesquisa em questão apresentou uma estratégia de controle por valores médios, em que foram apresentadas duas malhas de controle, uma para a corrente e outra para a tensão. A malha de corrente é responsável por controlar o valor da corrente para drenar a carga. A malha de tensão é responsável por regular a tensão de saída, garantindo que a tensão permaneça constante mesmo com a variação da carga. Dos resultados obtidos na etapa de controle, percebeu-se que os compensadores funcionaram adequadamente para variações impostas, sendo capaz de manter a tensão de saída regulada no valor especificado.

A topologia apresentada e posteriormente projetada neste trabalho foi capaz de fornecer uma potência de 1000 W. Em aplicações em que se deseje elevar a tensão de um barramento até a carga, isolamento em alta frequência e uma baixa ondulação de corrente na saída, este conversor torna-se interessante. Diante disso, o trabalho apresentado possibilita a implementação experimental a partir da construção de um protótipo em um possível trabalho futuro.

# REFERÊNCIAS

- BAL, S.; RATHORE, A. K.; SRINIVASAN, D. Naturally clamped snubberless soft-switching bidirectional current-fed three-phase push-pull dc/dc converter for dc microgrid application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 2, p. 1577–1587, March 2016. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 20.
- BARBI, I. Retificadores monofásicos com correção ativa do fator de potência empregando o conversor boost. Apostila. 2015. Citado 8 vezes nas páginas 44, 45, 47, 48, 51, 53, 54 e 55.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. *Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados*. [S.l.: s.n.], 2000. Citado na página 31.
- CHA, H.; CHOI, J.; ENJETI, P. N. A three-phase current-fed dc/dc converter with active clamp for low-dc renewable energy sources. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 6, p. 2784–2793, Nov 2008. ISSN 0885-8993. Citado 3 vezes nas páginas 9, 15 e 17.
- JIN, K.; LIU, C. A novel pwm high voltage conversion ratio bidirectional three-phase dc/dc converter with y-d connected transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 1, p. 81–88, Jan 2016. ISSN 0885-8993. Citado 4 vezes nas páginas 9, 15, 18 e 19.
- KAOUANE, M.; BOUKHELIFA, A.; CHERITI, A. Design of a synchronous sepic dc-dc converter for a stand-alone photovoltaic system. In: *2015 IEEE 28th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 870–874. ISSN 0840-7789. Citado na página 15.
- MODEPALLI, K. et al. Three-phase current-fed isolated dc-dc converter with zero-current switching. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 1, p. 242–250, Jan 2017. ISSN 0093-9994. Citado 3 vezes nas páginas 9, 20 e 21.
- OLIVEIRA, S. V. G.; BARBI, I. A three-phase step-up dc-dc converter with a three-phase high-frequency transformer for dc renewable power source applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 8, p. 3567–3580, Aug 2011. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 18.
- Sá, M. V. D. de; ANDERSEN, R. L. Dynamic modeling and design of a cuk converter applied to energy storage systems. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 15.
- SREE, K. R.; RATHORE, A. K. Impulse commutated zero current switching current-fed three-phase dc/dc converter. In: *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. Citado 3 vezes nas páginas 9, 19 e 20.
- TSURUDA, L. K. et al. A importância da energia solar para o desenvolvimento sustentável e social. *International Workshop Advances in Cleaner Production*, 2017. Citado na página 15.

YANG, G. et al. Three-phase three-level phase-shifted pwm dc–dc converter for electric ship mvdc application. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 5, n. 1, p. 162–170, March 2017. ISSN 2168-6777. Citado na página 15.

---