



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**EMERSON NETO DA SILVA**

**CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE  
MULTIPORTAS MODIFICADO.**

**FORTALEZA**

**2020**

EMERSON NETO DA SILVA

CONVERTOR CC-CC PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE MULTIPORTAS  
MODIFICADO.

Dissertação apresentada ao Curso de do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé

Coorientador: Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório

FORTALEZA

2020

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

---

- S579c Silva, Emerson Neto da.  
Conversor CC-CC Push-Pull Alimentado em Corrente Multiportas Modificado / Emerson Neto da Silva. – 2021.  
102 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2021.  
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.  
Coorientação: Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório.
1. Conversor CC-CC Push–Pull modificado. 2. Célula de comutação de três estados. 3. Conversores multiportas isolados. 4. Estágio de entrada de inversores multiníveis. I. Título.

CDD 621.3

---

EMERSON NETO DA SILVA

CONVERTOR CC-CC PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE MULTIPORTAS  
MODIFICADO.

Dissertação apresentada ao Curso de do  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica do Centro de Tecnologia da Universi-  
dade Federal do Ceará, como requisito parcial  
à obtenção do título de mestre em Engenharia  
Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de  
Energia Elétrica

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório (Coorientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Juliano de Oliveira Pacheco  
Centro Universitário UniFanor

À minha família, por sua capacidade de acreditar em mim e investir em mim. Mãe, seu cuidado e dedicação foi que deram, em alguns momentos, a esperança para seguir.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, o autor da vida, a inspiração do bem e o significado do amor. A minha mãe Leonilde Neto, meu suporte, pelo bom exemplo, pela dedicação e pelo amor comigo. Aos meus irmãos Ibraimo de Ceita, Izanilde, Quilson, Dedeca, Edymilza Silva pela companhia e pela contribuição para o meu amadurecimento. À minha namorada Lisley da Silva, pelo apoio, pelo suporte e pela companhia, essencial nessa parte da minha vida.

Ao orientador e professor Dr. René Pastor Torrico Bascopé, por me guiar durante toda essa jornada, por contribuir com sua experiência e sabedoria, durante os momentos de dificuldades e inexperiência.

Ao meu co-orientador professor Dr. Dalton Honorio, e aos professores Dr. membros da banca, por aceitarem participar da minha banca de dissertação, enriquecendo ainda mais este trabalho através de sugestões, esclarecimentos e críticas positivas.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE), pelos conhecimentos transmitidos durante a pós-graduação. Aos colegas de mestrado e laboratório, pelas sugestões técnicas ou simplesmente por suas palavras de conforto ou descontração durante os momentos mais árdios: Mauro Santos, Gilmar Nunes, Kaio Martins, Delcio Barreto, Shakil Bonnet, Alef Bezerra, Allyfrahay, Carla Patricia, Anderson, Dario.

Aos meus amigos de longas datas, José da Silva, Jomarge Tavares, Carlos Rogério, Anderson da Silva, Pedro Tenjua, Ailton Paquete, Sergio Marques, Cleiser Vangente, Sandro Constantino, Catia Seca, DJosef de Deus e Fábio Dias.

Ao Laboratório de Condicionadores de Energia (LCE), e ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) da Universidade Federal do Ceará, pelo apoio técnico e estrutural.

E à Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento (Funcap), pelo financiamento da pesquisa de mestrado via bolsa de estudos.

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento momentâneo não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

“Treine enquanto eles dormem, estude enquanto eles se divertem, persista enquanto eles descansam, e então, viva o que eles sonham.”

(Provérbio Chinês)

## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo em regime permanente e dinâmico do conversor CC-CC Push–Pull alimentado em corrente multiportas modificado, obtido a partir do conversor CC-CC Boost baseado na Célula de Comutação de Três Estados (CCTE). Para o conversor proposto foi feita uma análise qualitativa e quantitativa operando com valor da razão cíclica ( $D > 0,5$ ). Tal análise foi realizada em modo de condução contínua (MCC). A modificação topológica em relação ao conversor CC-CC Boost baseado na CCTE, permite a obtenção de diversos barramentos CC isolados a partir de uma única fonte de tensão, visando sua aplicação para alimentar inversores em ponte-H cascadeados e NPC. A presença da CCTE permite elevado ganho de tensão ao conversor, e além disso as perdas de comutação dos interruptores principais são enviados para a saída. Para verificar o princípio de funcionamento do conversor, foram realizadas simulações computacionais em malha fechada com tensão de entrada de 42V, tensão de saída de 800V e potência de saída de 1kW. Os testes em regime permanente e em regime dinâmico, apresentam um bom desempenho da topologia, validando desta maneira o estudo teórico.

**Palavras-chave:** Conversor CC-CC Push–Pull modificado. Célula de comutação de três estados. Conversores multiportas isolados. Estágio de entrada de inversores multiníveis.



## ABSTRACT

This work presents the study in steady-state and dynamic regime of the modified multiport current fed Push–Pull dc-dc converter, obtained from the Boost DC-DC converter based on the Three-State Switching Cell (3SSC). For the proposed converter, a qualitative and quantitative analysis was performed, operating with a duty cycle value ( $D > 0,5$ ). Such analysis was performed in continuous conduction mode (CCM). The topological modification relative to the Boost DC-DC converter based on 3SSC, allows the obtaining of several isolated DC- output voltages from a single voltage source, to supply cascaded H-bridge and NPC inverters. The presence of 3SSC allows high voltage gain to the converter, and in addition the switching losses of the main switches are sent to the output. In order to verify the principle of operation of the converter, computer simulations were performed in closed loop with input voltage of 42V, output voltage of 800V and output power. The tests in steady state and in dynamic regime, present a good performance of the topology, thus validating the theoretical study.

**Keywords:** Modified Push–Pull DC–DC converter. Three-state switching cell. Isolated multiport converters. Input stage of multilevel inverter.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Configuração de inversores ponte H em cascata. . . . .	19
Figura 2 – Topologia do conversor proposto por Pereda e Dixon (2012). . . . .	20
Figura 3 – Inversor multinível com isolamento galvânico. . . . .	22
Figura 4 – Conversor CC-CC Boost intercalado de ponte completa. . . . .	23
Figura 5 – Circuito de potência para o conversor de duas células. . . . .	24
Figura 6 – Conversor CC-CC <i>SEPIC</i> isolado alimentando inversor multinível em ponte H híbrida trinária. . . . .	26
Figura 7 – Inversor multinível VSI em cascata. . . . .	27
Figura 8 – Conversor CC-CC <i>Boost</i> não isolado baseado na CCTE. . . . .	28
Figura 9 – Obtenção do conversor proposto. . . . .	29
Figura 10 – Topologias de circuito de potência de inversores de cinco níveis: (a) Topolo- gia do conversor NPC, (b) Topologia do conversor CC-CA ponte completa cascadeado. . . . .	30
Figura 11 – Conversor proposto e simbologia aplicada à modelagem. . . . .	33
Figura 12 – Configuração topológica do conversor para a etapa 1. . . . .	35
Figura 13 – Configuração topológica do conversor para a etapa 2. . . . .	35
Figura 14 – Configuração topológica do conversor para a etapa 3. . . . .	36
Figura 15 – Configuração topológica do conversor para a etapa 4. . . . .	36
Figura 16 – Principais formas de onda teórica do conversor proposto no modo de condu- ção contínua. . . . .	37
Figura 17 – Estratégia de modulação PWM para os circuitos do lado: (a) esquerdo, (b) direito. . . . .	38
Figura 18 – Ganho estático do conversor proposto, tomando como parâmetro as relações de transformação. . . . .	40
Figura 19 – Núcleo NEE 65/33/26 (Catálogo de produtos da THORNTON). . . . .	45
Figura 20 – Núcleo NEE 80/38/20 (Catálogo de produtos da THORNTON). . . . .	49
Figura 21 – Núcleo NEE 42/21/20 (Catálogo de produtos da THORNTON). . . . .	59
Figura 22 – Distribuição das perdas no conversor proposto. . . . .	68
Figura 23 – Modulação PWM do conversor original e equivalente. . . . .	71
Figura 24 – Conversor CC-CC <i>Boost</i> equivalente. . . . .	72
Figura 25 – Diagrama de blocos de controle por modo corrente média. . . . .	74

Figura 26 – Diagrama de Bode de $FTL_{Asc}(s)$ : (a) ganho, (b) fase. . . . .	76
Figura 27 – Circuito do compensador. . . . .	77
Figura 28 – Curvas de avanço de fase em função do fator K. . . . .	78
Figura 29 – Diagrama de Bode do compensador $C_i(s)$ : (a) ganho, (b) fase. . . . .	80
Figura 30 – Diagrama de Bode da $FTL_{Acc}(s)$ : (a) ganho, (b) fase. . . . .	80
Figura 31 – Diagrama de Bode da $FTL_{Asc}(s)$ : (a) ganho, (b) fase. . . . .	81
Figura 32 – Diagrama de Bode do compensador $C_v(s)$ : (a) ganho, (b) fase. . . . .	83
Figura 33 – Diagrama de Bode da $FTL_{Acc}(s)$ : (a) ganho, (b) fase. . . . .	84
Figura 34 – Malhas de controle utilizadas na simulação. . . . .	85
Figura 35 – Circuito de potência usado na simulação via Psim. . . . .	86
Figura 36 – Formas de onda de tensão e corrente no indutor $L_b$ . . . . .	87
Figura 37 – Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores $S_1$ e $S_2$ . . . . .	88
Figura 38 – Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores $S_3$ e $S_4$ . . . . .	88
Figura 39 – Formas de onda da tensão e corrente diodo $D_3$ da ponte retificadora. . . . .	89
Figura 40 – Formas de onda de tensão e corrente em cada saída do conversor. . . . .	90
Figura 41 – Formas de onda de tensão e corrente total na saída do conversor. . . . .	90
Figura 42 – Corrente no primário e secundário do transformador $Tr_2$ . . . . .	91
Figura 43 – Tensão e corrente na saída para degrau de carga de 100% a 50% e vice-versa. . . . .	91
Figura 44 – Tensão na saída e corrente no $L_b$ para degrau de carga de 100% a 50% e vice-versa. . . . .	92
Figura 45 – Tensão de saída para carga desbalanceada. . . . .	93
Figura 46 – Corrente na saída e entrada do conversor para carga não-linear. . . . .	93
Figura 47 – Representação da carga não-linear. . . . .	100
Figura 48 – Corrente pulsada da carga não-linear. . . . .	100

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações do conversor proposto por Pereda e Dixon (2012). . . . .	21
Tabela 2 – Especificações do inversor multinível com isolamento galvânico. . . . .	22
Tabela 3 – Parâmetros de simulação e experimento. . . . .	24
Tabela 4 – Especificações do conversor CA-CC-CA monofásico usando inversor multinível em cascata. . . . .	25
Tabela 5 – Especificações do conversor <i>SEPIC</i> proposto. . . . .	26
Tabela 6 – Especificações do inversor multinível VSI em cascata. . . . .	27
Tabela 7 – Estados dos interruptores e diodos durante cada etapa. . . . .	34
Tabela 8 – Especificações do projeto . . . . .	43
Tabela 9 – Considerações do projeto . . . . .	43
Tabela 10 – Dados para o dimensionamento do indutor $L_b$ . . . . .	44
Tabela 11 – Dados técnicos do núcleo NEE-65/33/26. . . . .	44
Tabela 12 – Dados para o dimensionamento do transformador de alta frequência . . . . .	48
Tabela 13 – Dados técnicos do núcleo NEE-80/38/20. . . . .	49
Tabela 14 – Especificações técnicas do MOSFET IRFP4768PbF para temperatura de junção de $25^{\circ}\text{C}$ . . . . .	53
Tabela 15 – Especificações técnicas do DIODO HFA25TB60. . . . .	55
Tabela 16 – Dados para o dimensionamento do transformador $T_{r2}$ . . . . .	58
Tabela 17 – Dados técnicos do núcleo NEE 42/21/20. . . . .	59
Tabela 18 – Comparação dos valores teóricos com os respectivos valores simulados. . . . .	94

## LISTA DE SÍMBOLOS

$a$	Relação de transformação
$A_e$	Área da seção transversal do núcleo
$A_w$	Área da janela do núcleo
$A_e A_w$	Produto das áreas do núcleo NEE 65/33/52
$A_e A_w T_{r1}$	Produto das áreas do núcleo NEE 80/38/20
$\Delta B_{max}$	Densidade de fluxo magnético
$D_{max}$	Razão cíclica máxima
$D_{min}$	Razão cíclica mínima
$D_e$	Razão cíclica equivalente
$E$	Campo elétrico
$f_s$	Frequência de chaveamento
$f_r$	Frequência da rede
$f_{res}$	Frequência ressonante
$F$	Fluxo magnético de espraiamento
$G$	Ganho estático
$I$	Corrente elétrica
$I_L$	Corrente no indutor
$I_{pri_{ef}}$	Corrente eficaz no primário
$I_{sec_{ef}}$	Corrente eficaz no secundário
$J_{max}$	Densidade de corrente
$K_u$	Fator de utilização da janela do núcleo NEE 65/33/52
$L_b$	Indutância de entrada
$L_{b_{eq}}$	Indutância equivalente
$l_e$	Comprimento médio de uma espira
$l_g$	Entreferro
$N_L$	Número de espiras do indutor

$N_p$	Número de espiras do primário
$N_s$	Número de espiras do secundário
$n_{pri}$	Número de fio em paralelo no primário do transformador
$n_{sec}$	Número de fio em paralelo no secundário do transformador
$PD1_{cond}$	Perda por condução no diodo
$Pe$	Perda nos enrolamentos do transformador
$Pn$	Perda no núcleo
$P$	Potência dissipada na chave
$P_o$	Potência de saída
$Pp$	Profundidade de penetração
$R_{DS(on)}$	Resistência interna de condução
$R_{\Theta JA}$	Resistência junção-ambiente
$R_{\Theta da}$	Resistência térmica dissipador-ambiente
$R_{\Theta JC}$	Resistência térmica junção-cápsula
$R_{\Theta CS}$	Resistência térmica cápsula-dissipador
$S_1 - S_2$	Interruptores principais dos conversores
$S_{pri}$	Seção do enrolamento do primário
$S_{sec}$	Seção do enrolamento do secundário
$SL$	Seção total do condutor
$SCu$	Seção do fio de cobre
$S_{fio}$	Seção do fio de cobre com isolamento
$T_r$	Transformador
$T_s$	Período
$T_j$	Temperatura de junção
$V_{in}$	Tensão de entrada
$V_o$	Tensão de saída
$V_{S1max}$	Tensão máxima sobre os interruptores chaves S1 e S2
$W/K$	perdas por peso em w/kg

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA, MOTIVAÇÃO E PROPOSTA DO TRABALHO . . . . .</b>	<b>18</b>
<b>1.1</b>	<b>Introdução . . . . .</b>	<b>18</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos do Trabalho . . . . .</b>	<b>19</b>
<i>1.2.1</i>	<i>Metodologia . . . . .</i>	<i>19</i>
<b>1.3</b>	<b>Topologia de Conversores CC-CC Isolados Usados para Alimentar Inversores Multiníveis . . . . .</b>	<b>20</b>
<i>1.3.1</i>	<i>Inversor de 23 níveis para veículos elétricos usando uma única bateria e filtros ativos em série . . . . .</i>	<i>20</i>
<i>1.3.2</i>	<i>Uma nova topologia de inversor multinível em cascata com isolamento galvânico . . . . .</i>	<i>21</i>
<i>1.3.3</i>	<i>Topologia de conversor multinível em cascata para sistema fotovoltaico de larga escala com operação equilibrada . . . . .</i>	<i>23</i>
<i>1.3.4</i>	<i>Conversor CA-CC-CA monofásico usando inversor multinível em cascata . . . . .</i>	<i>24</i>
<i>1.3.5</i>	<i>Conversor CC-CC SEPIC isolado alimentando inversor multinível em ponte H cascadeado para sistema solar fotovoltaico. . . . .</i>	<i>25</i>
<i>1.3.6</i>	<i>Inversor multinível VSI em cascata . . . . .</i>	<i>26</i>
<b>1.4</b>	<b>O Sistema Proposto . . . . .</b>	<b>28</b>
<b>1.5</b>	<b>Possíveis Inversores Multiníveis para Aplicação do Conversor Proposto</b>	<b>30</b>
<b>1.6</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>31</b>
<b>2</b>	<b>ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE MULTIPORTAS MODIFICADO . . . . .</b>	<b>33</b>
<b>2.1</b>	<b>Introdução . . . . .</b>	<b>33</b>
<b>2.2</b>	<b>Análise Qualitativa . . . . .</b>	<b>34</b>
<i>2.2.1</i>	<i>Etapas de operação e principais formas de onda . . . . .</i>	<i>34</i>
<i>2.2.2</i>	<i>Técnica de modulação adotada . . . . .</i>	<i>38</i>
<b>2.3</b>	<b>Análise Quantitativa . . . . .</b>	<b>39</b>
<i>2.3.1</i>	<i>Ganho estático . . . . .</i>	<i>39</i>
<i>2.3.2</i>	<i>Esforços nos componentes do conversor . . . . .</i>	<i>40</i>

<b>2.4</b>	<b>Projeto do Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i> Alimentado em Corrente Modificado</b> . . . . .	42
<b>2.4.1</b>	<i>Dimensionamento do indutor</i> . . . . .	43
<b>2.4.2</b>	<i>Dimensionamento do transformador <math>T_{r1}</math></i> . . . . .	48
<b>2.4.3</b>	<i>Dimensionamento dos interruptores <math>S_1</math> e <math>S_2</math></i> . . . . .	53
<b>2.4.4</b>	<i>Dimensionamento dos diodos</i> . . . . .	54
<b>2.4.5</b>	<i>Dimensionamento dos capacitores do filtro</i> . . . . .	55
<b>2.4.6</b>	<i>Dimensionamento do resistor de carga</i> . . . . .	57
<b>2.4.7</b>	<i>Dimensionamento do transformador auxiliar <math>Tr2</math></i> . . . . .	57
<b>2.5</b>	<b>Determinação de perdas nos componentes</b> . . . . .	62
<b>2.5.1</b>	<i>Perdas no transformador <math>Tr1</math></i> . . . . .	63
<b>2.5.2</b>	<i>Perdas nos interruptores</i> . . . . .	64
<b>2.5.3</b>	<i>Perdas nos diodos</i> . . . . .	66
<b>2.5.4</b>	<i>Perdas no transformador <math>Tr2</math></i> . . . . .	66
<b>2.6</b>	<b>Cálculo Térmico</b> . . . . .	69
<b>2.6.1</b>	<i>Interruptores</i> . . . . .	69
<b>2.6.2</b>	<i>Diodos</i> . . . . .	69
<b>2.7</b>	<b>Conclusão</b> . . . . .	70
<b>3</b>	<b>PROJETO DE CONTROLE DO CONVERSOR</b> . . . . .	71
<b>3.1</b>	<b>Introdução</b> . . . . .	71
<b>3.2</b>	<b>Conversor Proposto e seu Conversor Equivalente</b> . . . . .	71
<b>3.2.1</b>	<i>Conversor equivalente</i> . . . . .	72
<b>3.2.1.1</b>	<i>Equacionamento do circuito equivalente</i> . . . . .	72
<b>3.3</b>	<b>Projeto de Controle por Modo Corrente Média</b> . . . . .	74
<b>3.3.1</b>	<i>Projeto da malha de corrente</i> . . . . .	75
<b>3.3.2</b>	<i>Projeto da malha de tensão</i> . . . . .	80
<b>3.4</b>	<b>Conclusão</b> . . . . .	84
<b>4</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</b> . . . . .	85
<b>4.1</b>	<b>Introdução</b> . . . . .	85
<b>4.2</b>	<b>Formas de onda em regime permanente.</b> . . . . .	87
<b>4.2.1</b>	<i>Esforços de tensão e corrente no indutor <math>L_b</math>.</i> . . . . .	87
<b>4.2.2</b>	<i>Esforços de tensão e corrente nos semicondutores</i> . . . . .	88



4.2.3	<i>Tensão e corrente na saída do conversor.</i> . . . . .	89
4.2.4	<i>Transformador <math>Tr_2</math></i> . . . . .	90
4.3	<b>Formas de onda em regime dinâmico</b> . . . . .	91
4.4	<b>Conclusão</b> . . . . .	94
5	<b>CONCLUSÃO GERAL E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</b>	96
5.1	<b>Publicação</b> . . . . .	97
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	98
	<b>APÊNDICES</b> . . . . .	100
	<b>APÊNDICE A – Dimensionamento da carga não-linear.</b> . . . . .	100
A.1	<b>Corrente média da onda pulsada</b> . . . . .	101
A.2	<b>Corrente eficaz da onda pulsada</b> . . . . .	101
A.3	<b>Fator de crista</b> . . . . .	101
	<b>ANEXOS</b> . . . . .	102

## INTRODUÇÃO GERAL

A evolução da tecnologia dos semicondutores e o avanço da eletrônica de potência, tem contribuído para o aumento na utilização de sistemas em corrente contínua em aplicações que anteriormente não eram possíveis, como por exemplo em veículos elétricos (REIS, 2020). Com isso, a conexão entre o sistema de geração e a carga é feita através da utilização de conversores CC-CC, que adéquam níveis de tensão e controlam o fluxo de potência fornecido ao barramento CC do inversor conectado a carga. No entanto, em aplicações em que se requer diversas fontes de tensão isoladas a partir de uma única fonte, possuindo elevado nível de tensão para alimentar o barramento CC de inversores cascateados, os conversores CC-CC *Boost* convencionais não são adequados, uma vez que não apresentam a possibilidade de obtenção de diversas saídas isoladas. Diante disso, o presente trabalho propõe o estudo do conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente multiportas modificado, que é introduzida como uma solução para gerar diversos barramentos CC isolados para alimentar esses inversores cascateados.

A estrutura deste trabalho é descrita a seguir.

O capítulo 1 expõe a motivação do trabalho, no qual se apresenta a necessidade de utilizar conversores CC-CC multi-portas em sistemas de média e alta tensão. É apresentada a metodologia utilizada para a realização do trabalho. Em seguida, uma breve revisão bibliográfica é apresentada, onde algumas topologias de conversores CC-CC isolados multiportas são descritos. Também é feita uma demonstração da obtenção da topologia sob estudo a partir do conversor CC-CC *Boost* baseado na célula de comutação de três estados. Este capítulo tem o intuito de mostrar um pequeno aporte científico do trabalho.

No capítulo 2, é realizado o estudo do conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente multiportas modificado, onde é apresentada uma análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto operando com razão cíclica  $D > 0,5$ . Através de um exemplo de projeto, toda a modelagem matemática é desenvolvida para o conversor.

No capítulo 3, é feita a modelagem e projeto do controle para o conversor operando em modo de condução contínua (MCC).

No capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação do conversor proposto, em regime permanente e dinâmico.

E por fim, no capítulo 5 são feitas as considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

# 1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA, MOTIVAÇÃO E PROPOSTA DO TRABALHO

## 1.1 Introdução

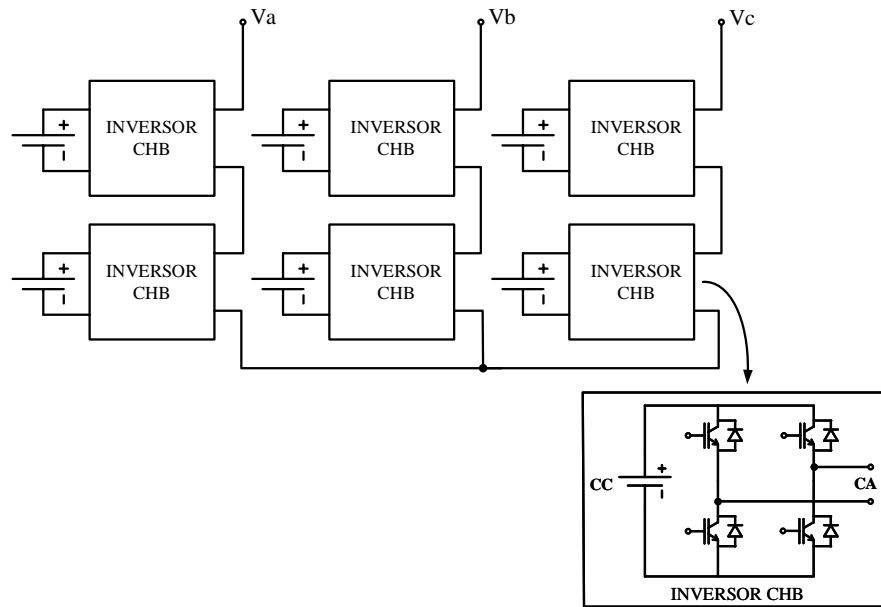
Desde os experimentos de Franklin até os dias atuais, a eletricidade tem apresentado um amplo crescimento científico e constantemente se tem encontrado maneiras de melhorar a vida das pessoas. Aliado a esse crescimento, o desenvolvimento da eletrônica de potência indo desde a década de 60 do século passado com os acionamentos eletromecânicos, passando pelas válvulas e até aos dias atuais culminando com o estado da arte dos semicondutores como mostrado por Reis (2020), tem proporcionado conversores eletrônicos mais eficientes disponíveis para sociedade.

Nesse contexto, a evolução das topologias dos conversores eletrônicos tem uma relação estreita com o desenvolvimento dos semicondutores, aplicação requerida e o nível de potência solicitada pela carga (VASCONCELOS, 2018). Em aplicações onde se requer diversos barramentos de tensão isolados, a partir de uma única fonte de tensão CC (uma bateria por exemplo), é comum o uso de conversores CC-CC denominados de conversores multiportas (MUKUNDAN; JAYAPRAKASH, 2017). Uma das grandes aplicações dos conversores CC-CC multiportas é nas indústrias automotivas, no desenvolvimento de veículos elétricos, onde os barramentos CC gerados, são aplicados para alimentar conversores CC-CA em ponte H cascadeados como mostrado na Figura 1, que pode ser usado para acionar o motor de tração a partir de um conjunto de baterias ou células combustíveis (REIS, 2020).

Segundo Tolbert *et al.* (1998) alguns inversores tradicionais de 2 níveis para acionamentos automotivos com modulação por largura de pulso (do inglês *Pulse Width Modulation*, PWM) em alta frequência, podem ter problemas associados às suas altas taxas de variação de tensão ( $dv/dt$ ), o que produz mudanças de tensão nos enrolamentos do motor a cada ciclo de chaveamento. Ademais, os inversores controlados por PWM também requerem uma maior quantidade de remoção de calor devido às perdas adicionais de comutação.

No entanto, os inversores multiníveis podem resolver esses problemas, pois seus dispositivos semicondutores normalmente têm um  $dv/dt$  menor durante o chaveamento e podem operar com alta eficiência, uma vez que são comutados em baixa frequência quando comparados com os inversores tradicionais de dois níveis. Neste contexto, visando solucionar o problema associado a geração de diversos barramentos CC isolados, para aplicação nesses inversores de tensão, a comunidade científica e a indústria têm concentrado esforços para desenvolver e estudar

Figura 1 – Configuração de inversores ponte H em cascata.



Fonte: Adaptado de Tolbert *et al.* (1998).

novas topologias de conversores CC-CC multiportas, com objetivo de melhorar a eficiência do processo. Assim, os conversores CC-CC multiportas são objeto de estudo deste trabalho e estão divididos em padrões topológicos distintos, de acordo com a aplicação requerida (sistema monofásico ou trifásico), nível de tensão e potência solicitada pela carga.

## 1.2 Objetivos do Trabalho

O objetivo do presente trabalho é o estudo do conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente multiportas modificado, tendo em vista que a proposta pode ser aplicada na alimentação de inversores ponte-H cascadeados e NPC.

### 1.2.1 Metodologia

Para realização deste trabalho foram consideradas as seguintes tarefas:

- Estudo teórico do conversor.
- Projeto/dimensionamento dos estágios de processamento de energia.
- Projeto/dimensionamento dos circuitos de controle do conversor.
- Validação do estudo usando ferramenta computacional.

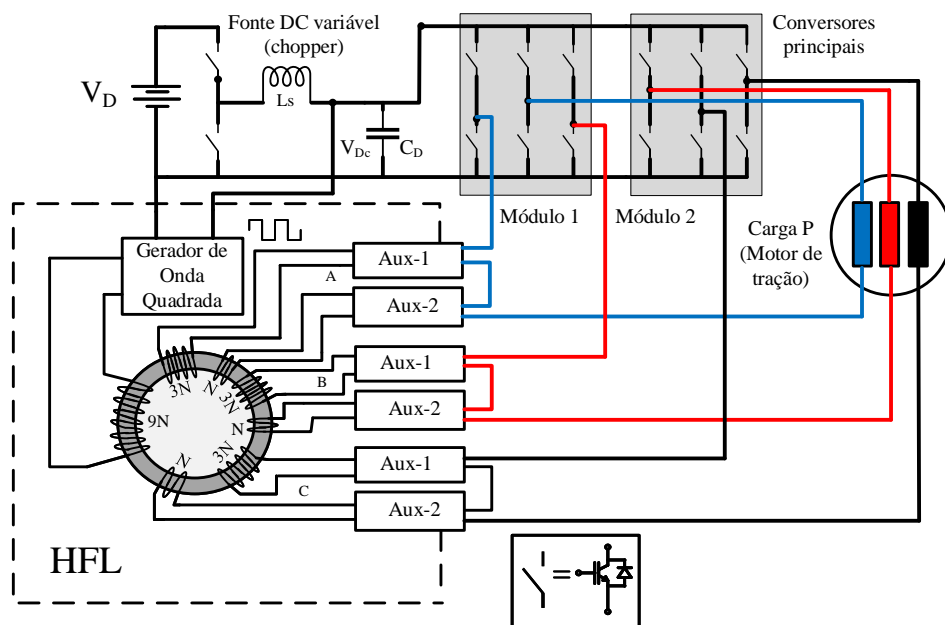
### 1.3 Topologia de Conversores CC-CC Isolados Usados para Alimentar Inversores Multi-níveis

Nesta seção são apresentadas algumas topologias de conversores isolados, usados comumente para alimentar inversores multiníveis.

#### 1.3.1 Inversor de 23 níveis para veículos elétricos usando uma única bateria e filtros ativos em série

É possível observar na Figura 2 o circuito correspondente a esta topologia, na qual é feita uma abordagem diferente para alimentar todas as fontes isoladas das pontes auxiliares.

Figura 2 – Topologia do conversor proposto por Pereda e Dixon (2012).



Fonte: Adaptado de Pereda e Dixon (2012).

Como proposto por Dixon *et al.* (2010), através da implementação de um sistema simples de alta frequência (do inglês *High Frequency Link*, HFL) implementado com um gerador de onda quadrada e um transformador toroidal, é possível a obtenção das fontes alimentação isoladas. A importante melhoria referente as pontes H em cascata (do inglês *Cascaded H-Bridge*, CHB) é a “assimetria CHB” (ACHB), porque pode gerar o mesmo número de níveis com menos fontes de alimentação [(DIXON; MORAN, 2002) e (DIXON; MORAN, 2006)]. ACHBs usam pontes H alimentadas com tensões CC de diferentes amplitudes, na qual a que usa a fonte CC de

maior tensão é designada de *Ponte Principal*. De acordo com o Dixon *et al.* (2010), quando as tensões CC são escalonadas em potências de três, a ponte principal processa mais de 80% da energia total e trabalha em frequência fundamental de 50 ou 60 Hz.

A técnica de modulação utilizada pelo conversor é chamada de controle de nível mais próximo (do inglês *Nearest Level Control*, NLC), que é uma das estratégias de modulação mais simples para esse tipo de conversor. A solução proposta funciona com apenas uma fonte de alimentação e tem sua aplicação em veículos elétricos. Para verificar a teoria, um protótipo com as seguintes especificações foi desenvolvido:

Tabela 1 – Especificações do conversor proposto por Pereda e Dixon (2012).

Variável	Valor	Descrição
$V_{in}$	50 V	Tensão de entrada
$V_o$	150 V	Tensão de saída
$P_o$	2 kW	Potência de saída do sistema
$f_s$	15 kHz	Frequência de chaveamento

Fonte: Adaptado de Pereda e Dixon (2012).

### 1.3.2 Uma nova topologia de inversor multinível em cascata com isolamento galvânico

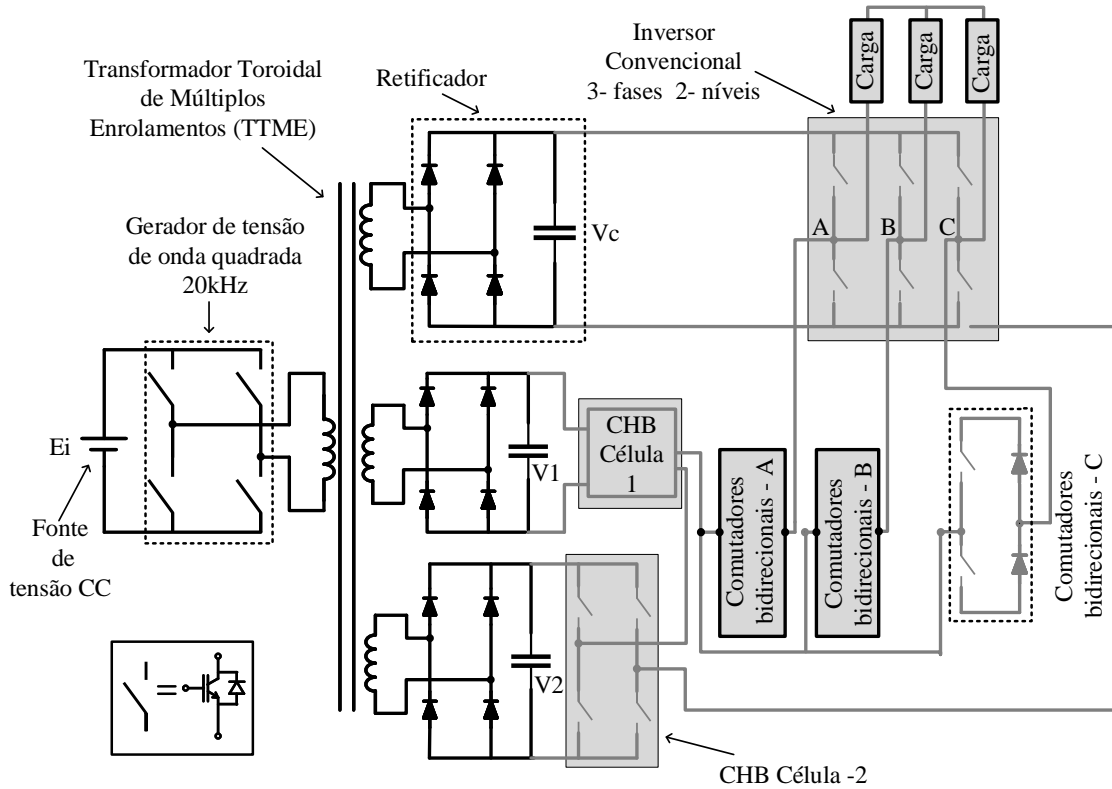
O inversor multinível proposto por Hasan *et al.* (2018) consiste na utilização de um transformador de alta frequência, retificadores de ponte completa, juntamente com o inversor multinível em cascata, como mostrado na Figura 3.

O transformador toroidal de múltiplos enrolamentos é alimentado através de uma fonte CC única, conectada a um gerador de tensão de onda quadrada de alta frequência (20 kHz) que energiza o enrolamento primário do transformador. Os múltiplos enrolamentos secundários do transformador fornecem as tensões CC isoladas necessárias para criar vários níveis na tensão de saída. O inversor multinível possui dois estágios principais:

- Estágio em cascata;
- Estágio convencional de inversor trifásico com dois níveis.

O estágio em cascata consiste em duas células de ponte H (CHB). Enquanto que o estágio convencional de inversor trifásico de dois níveis é implementado usando uma estrutura convencional como mostrada por Ghoshal *et al.* (2017). As tensões geradas pelo estágio em cascata são transferidas para os terminais de saída A, B, C através de interruptores bidirecionais. Segundo (HASAN *et al.*, 2018), a presente topologia é controlada através da técnica de modulação em baixa frequência designada de modulação *Starcaise*, e possui diversas aplicações

Figura 3 – Inversor multinível com isolamento galvânico.



Fonte: Adaptado de Hasan *et al.* (2018).

conectadas à rede. O autor ainda afirma que, o inversor proposto pode ser utilizado em sistemas híbridos de conversão de energia renovável, na qual diferentes fontes de energias renováveis, como solar fotovoltaica e eólica, são integradas por meio de um *link* CC comum, facilitando a integração de tais fontes à rede. Além disso, o inversor proposto se mostra um bom candidato para aplicações em acionamento de motores e veículos elétricos.

Tabela 2 – Especificações do inversor multinível com isolamento galvânico.

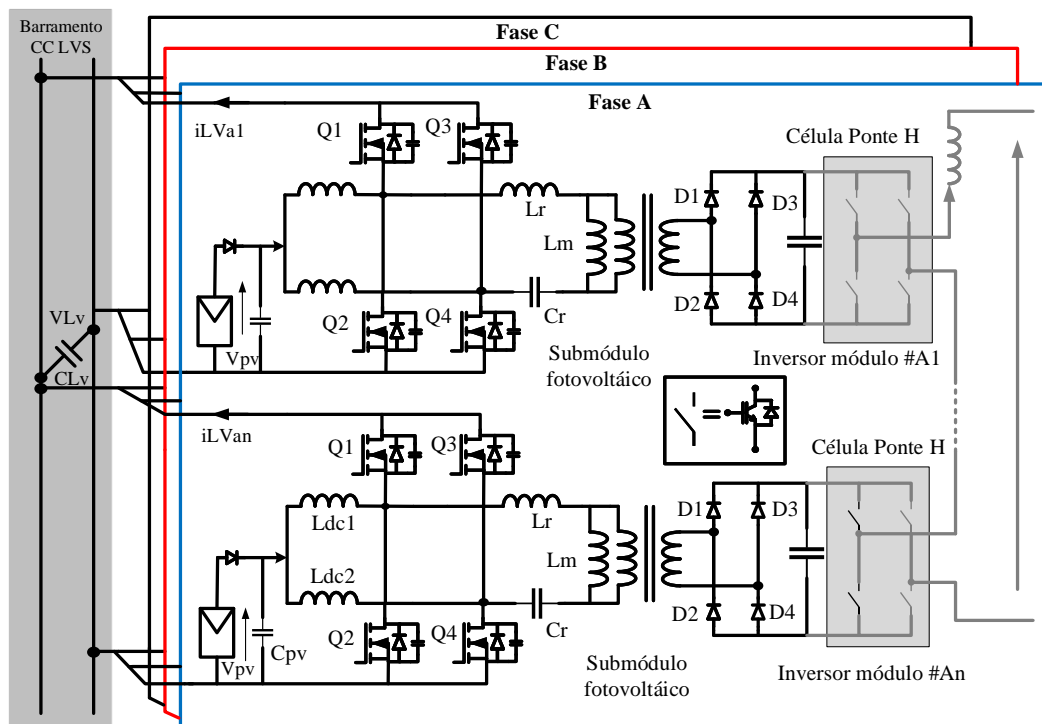
Variável	Valor	Descrição
$f_{rede}$	20KHz	Frequência de chaveamento
$S_o$	250VA	Potência nominal de saída
$I_{omax}$	2A	Corrente de excitação máxima

Fonte: (HASAN *et al.*, 2018).

### 1.3.3 Topologia de conversor multinível em cascata para sistema fotovoltaico de larga escala com operação equilibrada

A topologia do conversor baseado na célula de ponte H para um sistema fotovoltaico de grande escala é mostrada na Figura 4, onde cada fase consiste em N módulos inversores e cada módulo inversor inclui dois estágios de conversão de energia.

Figura 4 – Conversor CC-CC Boost intercalado de ponte completa.



Fonte: Adaptado de Wang *et al.* (2018).

O primeiro estágio é um submódulo fotovoltaico, composto de matrizes fotovoltaicas e um conversor CC-CC isolado unidirecional, e o segundo estágio é uma ponte H CC-CA. Em cada módulo do inversor, o *link* CC dos M submódulos fotovoltaicos do primeiro estágio é conectado em paralelo como entrada da célula da ponte H do segundo estágio (WANG *et al.*, 2018). No entanto, no primeiro estágio, em vez de dois conversores CC-CC, cada submódulo fotovoltaico inclui matrizes fotovoltaicas e um conversor CC-CC de três portas com transformador de alta frequência. Vale ressaltar que nessa topologia, o lado de baixa tensão (do inglês *Low-Voltage-Side*, LVS) de cada conversor boost intercalado de ponte completa (do inglês *Interleaved-boost Full-Bridge LLC*, IB-FBLLC) está conectada a um barramento CC comum, a entrada está conectada a matrizes fotovoltaicas e o lado da alta tensão (do inglês *High-Voltage-Side*, HVS) está conectado ao *link* CC da ponte H. Para o segundo estágio (N





Segundo Kumar e Gupta (2010), nesta topologia uma perna de cada unidade é conectada a cada célula do estágio do conversor CC-CA. Essa combinação forma um conversor CA-CC de várias células tendo várias saídas CC. O isolamento da topologia é garantido através do transformador de alta frequência. Uma malha de controle é proposta usando sensores de tensão separados para cada célula, para controlar as tensões CC de todas as células do estágio do conversor CA-CC. Os outros dois braços de cada unidade formam uma ponte H e são conectados em cascata para formar um conversor CC-CA multinível. Um PWM multi-portadora unipolar foi usado para obter a saída multinível (KUMAR; GUPTA, 2010). Dentre as diversas aplicações para este conversor destacam-se acionamentos industriais, condicionadores de energia, interconexões de rede. Para verificar a teoria, um protótipo com as especificações mostradas na Tabela 4 foi desenvolvido.

Tabela 4 – Especificações do conversor CA-CC-CA monofásico usando inversor multinível em cascata.

Variável	Valor	Descrição
$n_{T1}, n_{T2}$	220/60V	Relação de Transformação
$V_{dc1}$	250V	Tensão de link CC
$f_s$	5KHz	Frequência de chaveamento

Fonte: Adaptado de (KUMAR; GUPTA, 2010).

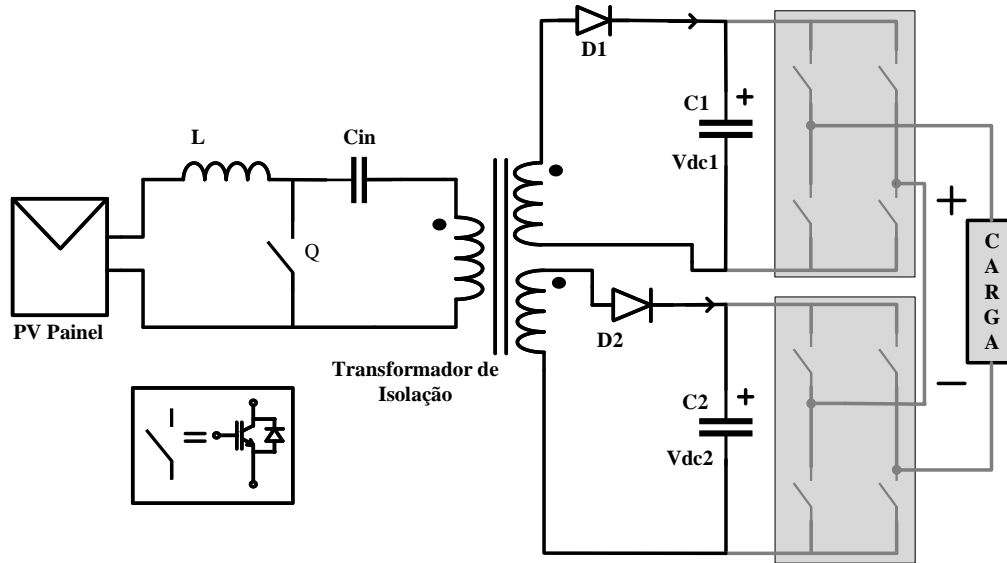
### 1.3.5 Conversor CC-CC SEPIC isolado alimentando inversor multinível em ponte H cascateado para sistema solar fotovoltaico.

A estrutura do inversor multinível de ponte H em cascata híbrida alimentada por um conversor CC-CC SEPIC isolado é mostrada na Figura 6.

O conversor SEPIC isolado é conectado ao painel fotovoltaico, onde um indutor e um transformador de alta frequência de três enrolamentos é utilizado para fins de isolamento. O lado secundário do transformador é dividido em dois com relação de transformação de 1: 3, portanto, a tensão induzida precisa estar em trinário. Segundo Mukundan e Jayaprakash (2017), a saída regulada alimenta duas pontes H e essas pontes H são colocadas em cascata, fornecendo na saída uma tensão de 325,3 V.

Dois estágios de conversão são empregados para a topologia apresentada, e é empregada a técnica de modulação por largura de pulso. Para o primeiro estágio, no que se refere a estratégia de controle usada para o chaveamento do conversor SEPIC, o controlador PI é alimentado através do erro resultante da comparação dos sinais da tensão de saída do painel PV

Figura 6 – Conversor CC-CC *SEPIC* isolado alimentando inversor multinível em ponte H híbrida trinária.



Fonte: Adaptado de Mukundan e Jayaprakash (2017)

( $V_{pv}$ ) e da tensão de saída CC ( $V_{ref}$ ) necessária do conversor *SEPIC*, e o resultado é conectado ao gerador PWM, que gera o sinal de controle com uma onda portadora triangular de frequência fixa de 10 kHz. Já para o segundo estágio referente a ponte H em cascata, a largura de pulso para cada nível é gerada comparando a tensão fundamental de saída desejada com as referências constantes (MUKUNDAN; JAYAPRAKASH, 2017).

Para verificar a teoria, uma simulação computacional com as especificações mostradas na Tabela 5 foi desenvolvida.

Tabela 5 – Especificações do conversor *SEPIC* proposto.

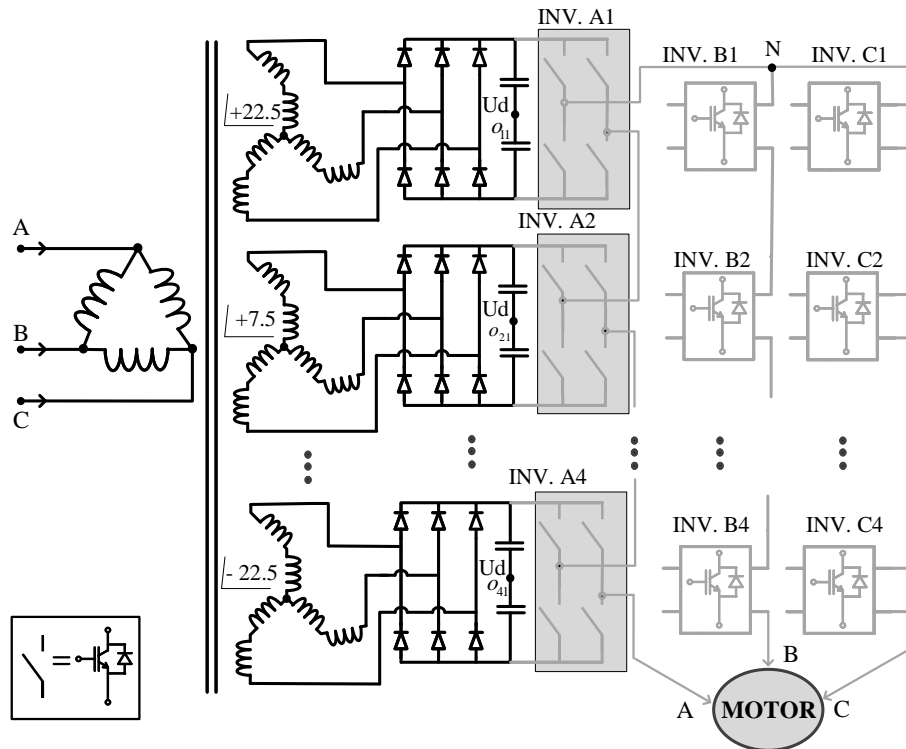
Variável	Valor	Descrição
$T_r$	1:3	Relação de Transformação
$V_o$	325,3V	Tensão de saída
$f_s$	10KHz	Frequência de chaveamento

Fonte: Próprio autor.

### 1.3.6 Inversor multinível VSI em cascata

Na Figura 7 é possível observar uma nova abordagem na tecnologia de conversão multinível a partir do uso de conexão em série de inversor de tensão (do inglês *Voltage Source Inverters*, VSI) de dois níveis com um relativo deslocamento de fase, vistos como módulos de potência dos blocos de construção.

Figura 7 – Inversor multinível VSI em cascata.



Fonte: Adaptado de Teodorescu *et al.* (2002).

Esta topologia apresenta um novo esquema de modulação como proposto por Teodorescu *et al.* (2002), designado por modulação vetorial espacial escalonada (do inglês *Staggered Space-Vector Modulation*, SSVM) que traz os benefícios da modulação vetorial para VSI em cascata. A estrutura apresenta um transformador de entrada delta-estrela de 18 pulsos operando em baixa frequência, sendo alimentado a partir da rede. Dentre as aplicações para referido inversor, acionamento de motores elétricos industriais constitui uma delas. Para verificar o princípio de funcionamento e toda a teoria desenvolvida, um protótipo com as seguintes especificações mostradas na Tabela 6 foi testado.

Tabela 6 – Especificações do inversor multinível VSI em cascata.

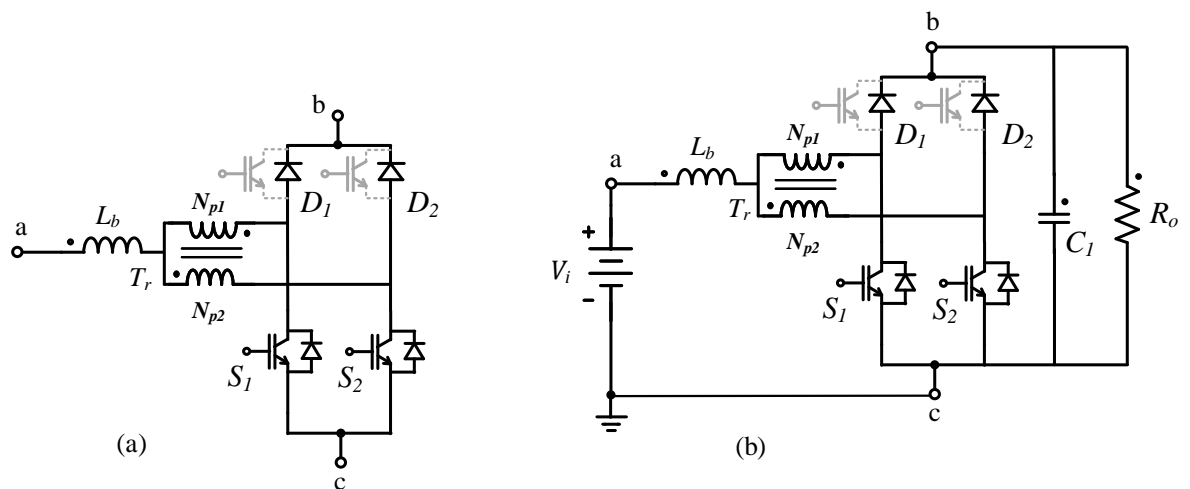
Variável	Valor	Descrição
$U_d$	120V	Tensão do barramento
$V_o$	400V	Tensão de saída
$P_o$	2,2kW	Potência do sistema
$f_s$	10KHz	Frequência de chaveamento
$f_{rede}$	50KHz	Frequência da rede

Fonte: (TEODORESCU *et al.*, 2002).

## 1.4 O Sistema Proposto

Este trabalho propõe o estudo de um conversor *CC-CC Push-Pull* alimentado em corrente multiportas modificado, para alimentar inversores multiníveis. O conversor proposto se baseia na Célula de Comutação de Três Estados (CCTE), estudada por Bascopé e Barbi (2000) e Torrico-Bascopé *et al.* (2008), possuindo quatro saídas isoladas. Usando a CCTE foram gerados os conversores não isolados *Buck*, *Boost*, e *Buck-Boost*, conhecidos por conversores não isolados baseados na CCTE. Neste item é ilustrada na Figura 8 e na Figura 9 a obtenção do conversor isolado proposto, originado a partir do conversor *CC-CC Boost* não isolado baseado na CCTE.

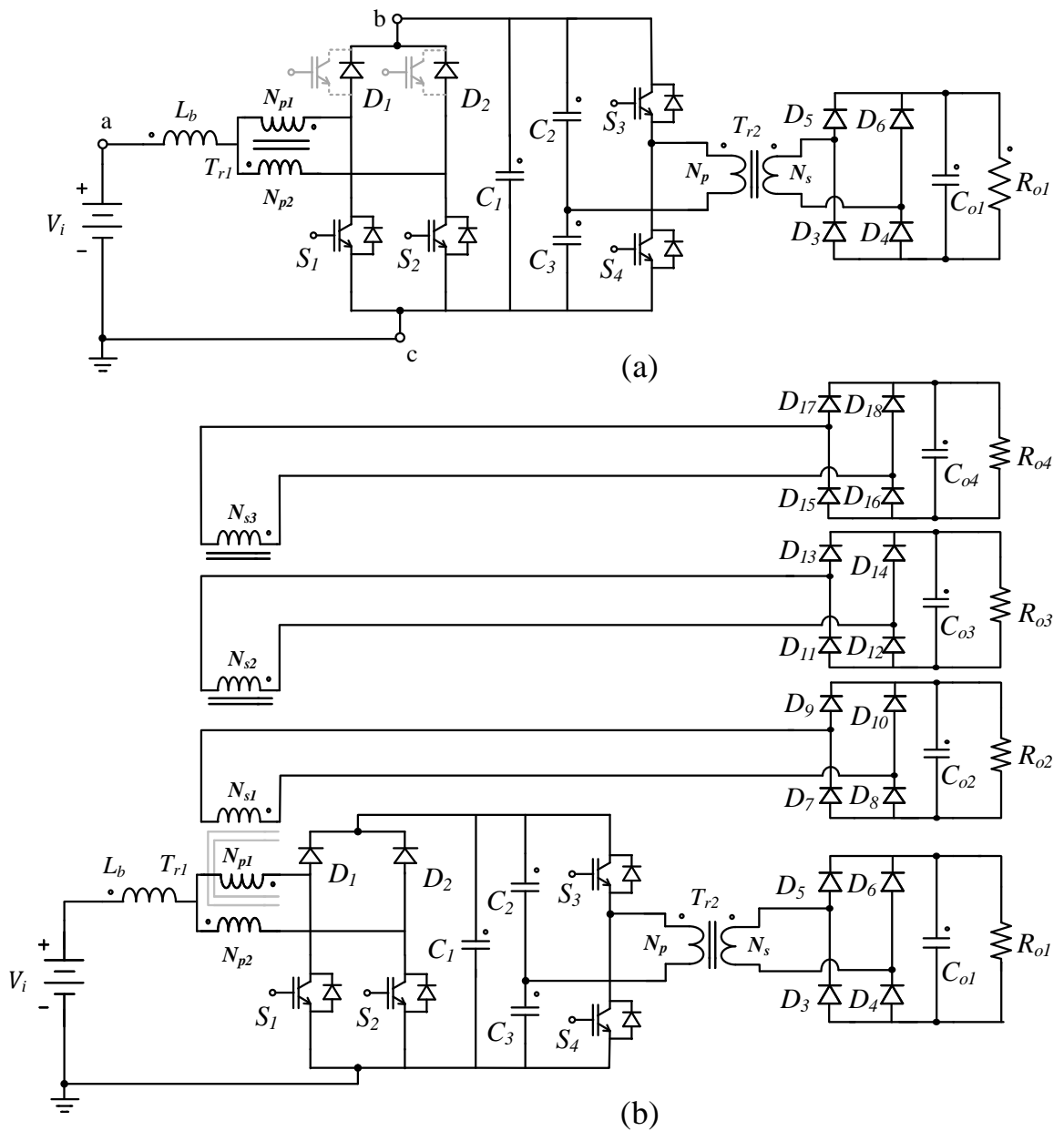
Figura 8 – Conversor *CC-CC Boost* não isolado baseado na CCTE.



Fonte: Adaptado de Araújo *et al.* (2009)

Na Figura 8(a) é mostrada a CCTE, que a mesma foi gerada a partir do conversor *CC Boost* mostrada na Figura 8(b). Como mostrado por Araújo *et al.* (2009), com a utilização da CCTE, acoplando um enrolamento secundário no transformador, um conversor *CC-CC* de alto ganho de tensão foi gerado. A Figura 9(a) vêm da adição de um conversor *CC-CC* meia ponte na saída do conversor da Figura 8(b), o qua opera como carga e como circuito de proteção de sobretensão causada pela indutância de dispersão do transformador  $Tr_1$ . Finalmente, ao transformador  $Tr_1$  do conversor da Figura 9(a), são adicionados três enrolamentos secundários, que resulta no conversor da Figura 9(b), que trata-se do conversor sob estudo com quatro saída isoladas.

Figura 9 – Obtenção do conversor proposto.



Fonte: Próprio autor.

Visando uma aplicação do conversor proposto em inversores em ponte H cascadeados, onde a tensão de barramento é de 400V, para conseguir modular uma onda senoidal de tensão com valor de pico de 311V, é adotado para estudo a topologia apresentada na Figura 9(b), na qual a partir de única fonte de tensão na entrada de 42V são gerados quatro barramentos CC de 200V.

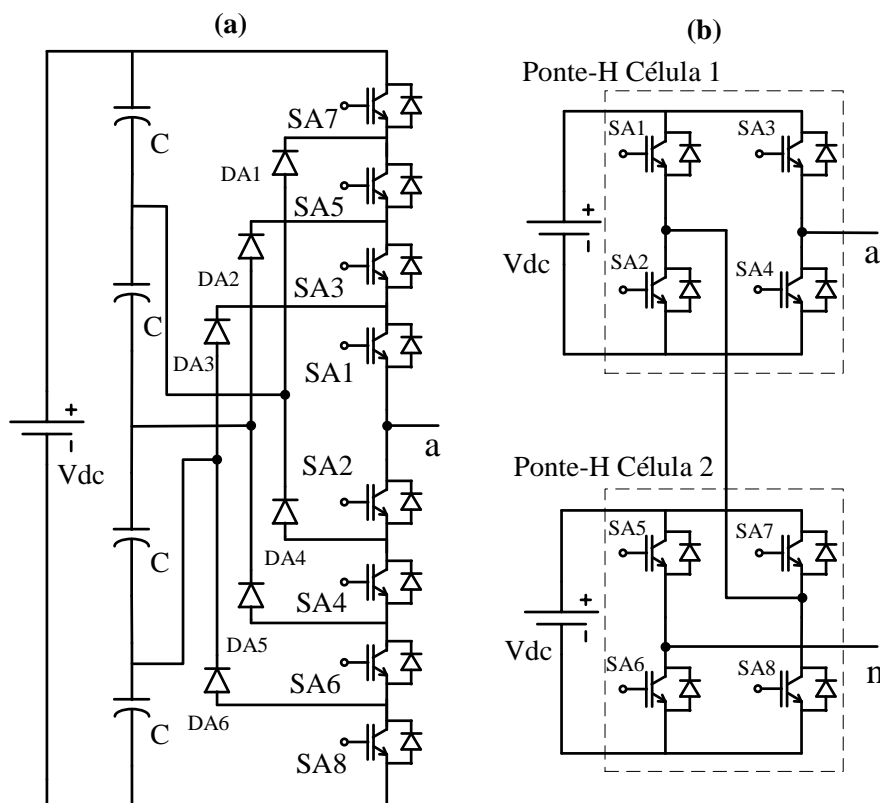
Assim como para as topologias apresentadas anteriormente o conversor proposto opera com frequência fixa, e utiliza um *link* magnético de alta frequência para gerar barramentos

CC a partir de uma fonte de baixa tensão. Entretanto é importante destacar que, o conversor proposto também pode ser utilizado em sistemas de energia solar com inclusão de módulos fotovoltaicos em paralelo com o capacitor  $C_1$ . Para isso, basta substituir os diodos  $D_1$  e  $D_2$  em série com  $S_1$  e  $S_2$  por transistores de potência, e assim proporcionar a versatilidade do sistema.

### 1.5 Possíveis Inversores Multiníveis para Aplicação do Conversor Proposto

Os conversores multiníveis são circuitos eletrônicos de potência que podem fornecer tensão de saída com mais de dois níveis. Segundo Islam *et al.* (2014) e Tolbert *et al.* (1998), existem quatro topologias básicas no conversor multinível: conversor CC-CA com ponto neutro grampeado (do inglês *Neutral Point Clamped*, NPC), conversor CC-CA com capacitor flutuante (do inglês *Flying capacitor*, FC), conversor modular multinível (do inglês *Modular Multilevel Converter*, MMC) e o Conversor CC-CA ponte completa cascadeado. No entanto, para aplicação ao conversor proposto, destaca-se o inversor NPC e o inversor ponte completa cascadeado, como mostra a Figura 10.

Figura 10 – Topologias de circuito de potência de inversores de cinco níveis: (a) Topologia do conversor NPC, (b) Topologia do conversor CC-CA ponte completa cascadeado.



Fonte: Adaptado de Islam *et al.* (2014).

De acordo com Islam *et al.* (2014), para obter altos níveis de tensão usando dispositivos de comutação em baixa tensão, o conversor multinível usa vários dispositivos de comutação com fontes CC de baixa tensão. Todavia, o controle adequado dos dispositivos de comutação provoca uma sobreposição nos sinais de saída em formato de escada (com mudança de tempo), a fim de obter alta tensão na saída. Os conversores NPC e FC requerem alimentação CC única, mas o conversor ponte completa cascadeado requer várias fontes isoladas e balanceadas. O *link* magnético de alta frequência pode ser uma possível opção para gerar vários suprimentos CC isolados para o conversor ponte completa cascadeado a partir de uma única fonte.

Para que a forma de onda na saída se aproxime da referência da onda senoidal, deve ocorrer um aumento na frequência de comutação, e com a utilização de tecnologias de semicondutores mais atuais é possível obter baixa perda por comutação. Entretanto, a frequência de comutação pode ser reduzida com um aumento no número de níveis de tensão, tornando o conversor mais estável e confiável, possibilitando o uso de tecnologias de semicondutores já estabelecidas. Segundo Islam *et al.* (2014) para um conversor de 11 kV, um conversor de 19 níveis de tensão ou superior pode fornecer potência de saída com menos de 5% da taxa de distorção harmônica (TDH), o que satisfaz inerentemente os padrões IEEE e IEC. O autor ainda afirma que, para um sistema de 33 kV, um conversor de 21 níveis de tensão ou superior pode satisfazer os requisitos de TDH de 5% sem usar um filtro.

## 1.6 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a motivação para este trabalho, onde se ressaltou a necessidade da utilização do conversor CC-CC multiportas em sistemas de energia elétrica que requerem diversos barramentos CC isolados. Além disso, uma revisão bibliográfica foi realizada, sendo apresentadas as características dos principais conversores CC-CC isolados para alimentar inversores multiníveis. A ideia principal foi realizar um aporte científico sobre este tipo de estruturas que são bastante utilizadas em sistemas que envolvem baixos valores de tensão de alimentação, como células combustíveis, arranjos fotovoltaicos e baterias. É possível concluir que os conversores revisados utilizam um *link* de alta frequência para geração das fontes isoladas, onde quase todos apresentam a característica de fonte de corrente na entrada e a característica de fonte de tensão na saída. Por conta da característica do conversor proposto, foram só considerados conversores que operam com frequências constantes.

Por último foi demonstrada a obtenção do conversor sob estudo, dada pelas mudanças



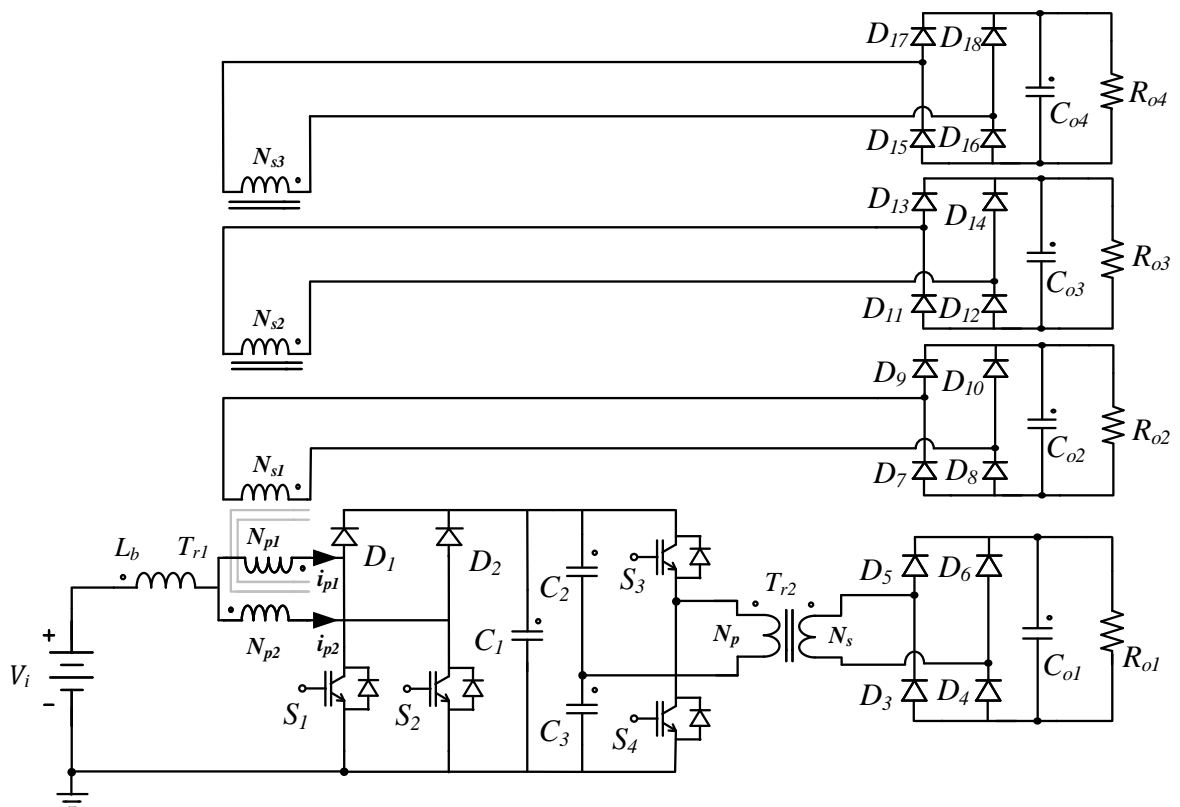
topológicas a partir da CCTE. Na estrutura escolhida foi adicionado um circuito auxiliar formado pelo conversor CC-CA de meia ponte, e um transformador de forma a garantir o isolamento total do conversor.

## 2 ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE MULTIPORTAS MODIFICADO

### 2.1 Introdução

Neste capítulo é feita uma análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto mostrado na Figura 11, operando no modo de condução contínua (MCC). Este tipo de conversor é utilizado em aplicações em que se deseja elevar a tensão de entrada a um nível de tensão requerido no barramento CC de saída, onde são conectados os inversores fonte de tensão (*VSI - Voltage Source Inverter*). Além disso, é possível a obtenção de diversas fontes de tensão isoladas e equilibradas na saída a partir de uma única fonte de tensão na entrada.

Figura 11 – Conversor proposto e simbologia aplicada à modelagem.



Fonte: Próprio autor.

O conversor é composto de um indutor  $L_b$  na entrada o que lhe confere características de fonte de corrente, e opera com o dobro da frequência de chaveamento ( $2f_s$ ) constante e razão cíclica ( $D$ ) dos interruptores maiores que 0,5. Possui um transformador  $T_{r1}$  formado por dois

enrolamentos no primário  $N_{p1}$  e  $N_{p2}$ , e três enrolamentos no secundário  $N_{s1} - N_{s3}$ , quatro interruptores controlados  $S_1 - S_4$ , dois diodos em série ( $D_1$  e  $D_2$ ) com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , sete capacitores  $C$ , um transformador isolador auxiliar com os enrolamentos  $N_p$  e  $N_s$ , e quatro diodos  $D_3 - D_6$  nas pontes retificadoras no secundário. Na entrada está ligada uma fonte de tensão  $V_i$  e na saída é conectado um resistor de carga  $R_o$ .

O problema de estresse de tensão nos interruptores é resolvido grampeando a tensão pelo capacitor de filtro  $C_1$ , o que eleva a eficiência geral do conversor ao diminuir as perdas de comutação. Deste modo, a tensão nos interruptores é bem inferior a da tensão da saída, de modo que um pequeno circuito *snubber* é necessário em cada interruptor. Além disso, outra característica a se destacar, é a presença dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  em série com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , que trabalham de forma complementar contribuindo para aumento do desempenho do conversor evitando o curto-circuito dos interruptores.

## 2.2 Análise Qualitativa

O conversor é analisado em regime permanente, e é feita uma abordagem qualitativa, apresentando os estados topológicos, principais formas de onda e estratégia de modulação. Sendo que o conversor apresenta quatro saídas isoladas, a análise para a etapa de operação do mesmo é feita apenas para duas saídas, pois as demais saídas apresentam o mesmo comportamento.

### 2.2.1 Etapas de operação e principais formas de onda

Para explicar o princípio de operação deste conversor, analisa-se em modo de condução contínua operando com um valor de razão cíclica das chaves maior que 0,5. Para esse fim, os semicondutores e os elementos magnéticos são considerados ideais. A seguir, são apresentadas as configurações topológicas assumidas pelo conversor em cada etapa de operação. A Tabela 7 apresenta os estados dos interruptores e diodos da ponte retificadora no secundário para cada etapa de operação do conversor, sendo (**X**) conduzindo e (-) bloqueado.

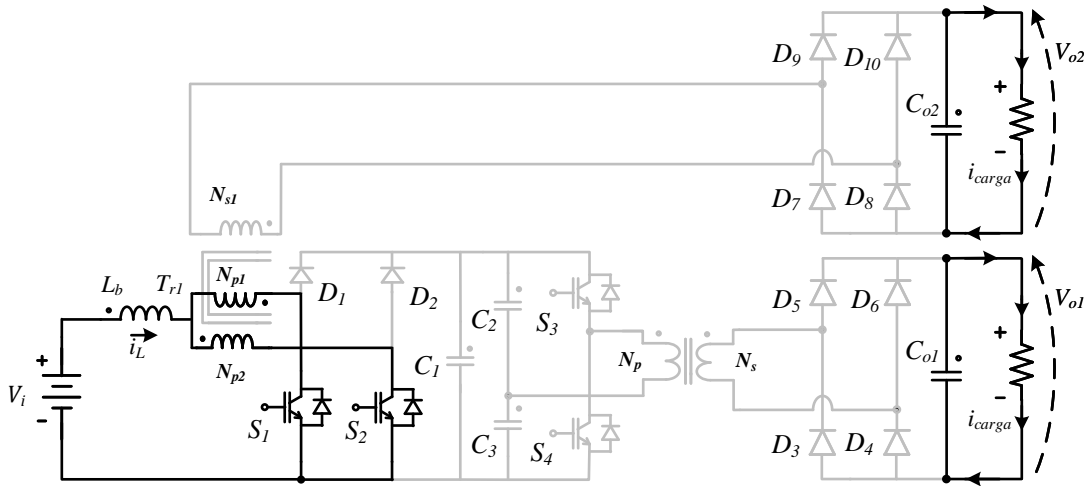
Tabela 7 – Estados dos interruptores e diodos durante cada etapa.

<b>Elementos</b>	$S_1$	$S_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$	$D_6$
1 <sup>o</sup> Etapa	<b>X</b>	<b>X</b>	-	-	-	-
2 <sup>o</sup> Etapa	-	<b>X</b>	-	<b>X</b>	<b>X</b>	-
3 <sup>o</sup> Etapa	<b>X</b>	<b>X</b>	-	-	-	-
4 <sup>o</sup> Etapa	<b>X</b>	-	<b>X</b>	-	-	<b>X</b>

Fonte: Próprio autor.

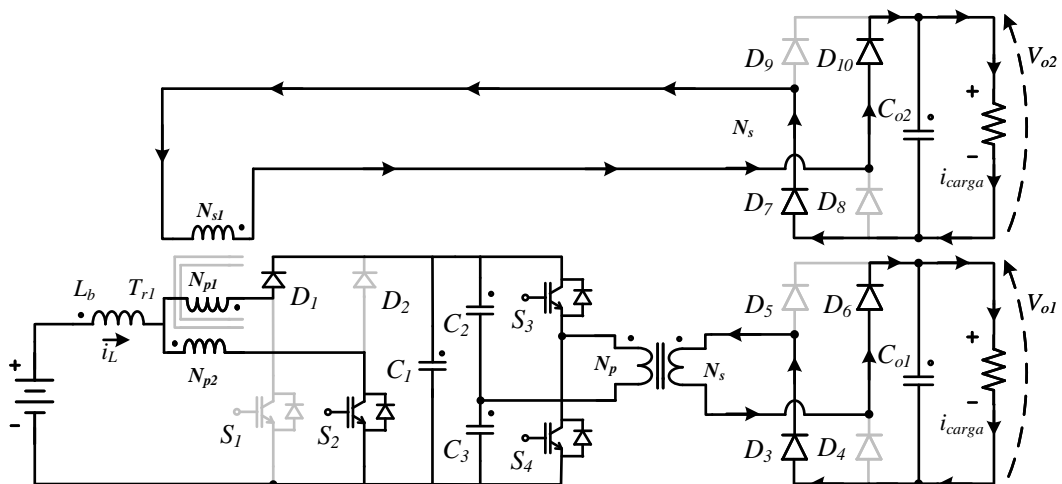
- **Etapa 1** ( $t_0, t_1$ ): Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão conduzindo, e a energia é armazenada apenas no indutor  $L_b$ , e não ocorre a transferência de energia da entrada para a saída. Neste momento a carga é alimentada pelos capacitores do filtro do barramento de saída. Este estágio termina quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado.

Figura 12 – Configuração topológica do conversor para a etapa 1.



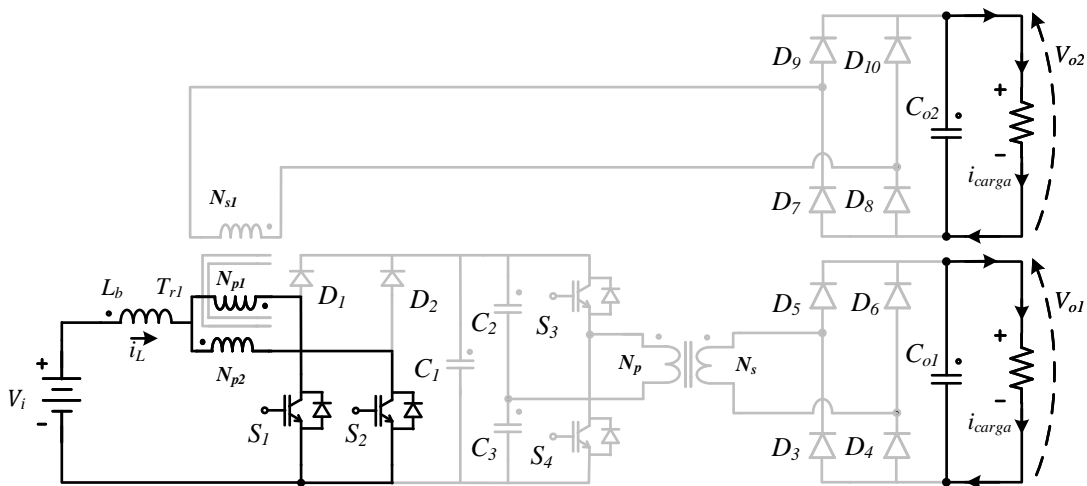
- **Etapa 2** ( $t_1, t_2$ ): Nesta etapa, o interruptor  $S_2$  permanece conduzindo. A tensão no interruptor  $S_1$  é igual à tensão no capacitor  $C_1$ . Os diodos  $D_1, D_3, D_6, D_7$  e  $D_{10}$  são polarizados diretamente. A energia armazenada no indutor na primeira etapa, bem como a energia da fonte de tensão, são transferidas para os capacitores de filtro  $C_{01} - C_{04}$ .

Figura 13 – Configuração topológica do conversor para a etapa 2.



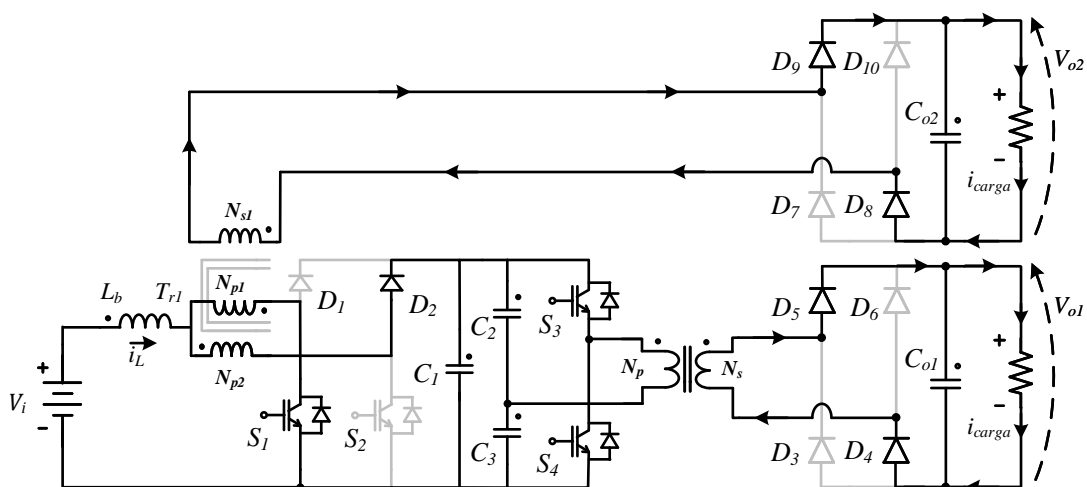
- **Etapa 3** ( $t_2, t_3$ ): Esta etapa é semelhante a primeira, onde os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão conduzindo e a energia é armazenada apenas no indutor  $L_b$ . O estágio termina quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

Figura 14 – Configuração topológica do conversor para a etapa 3.



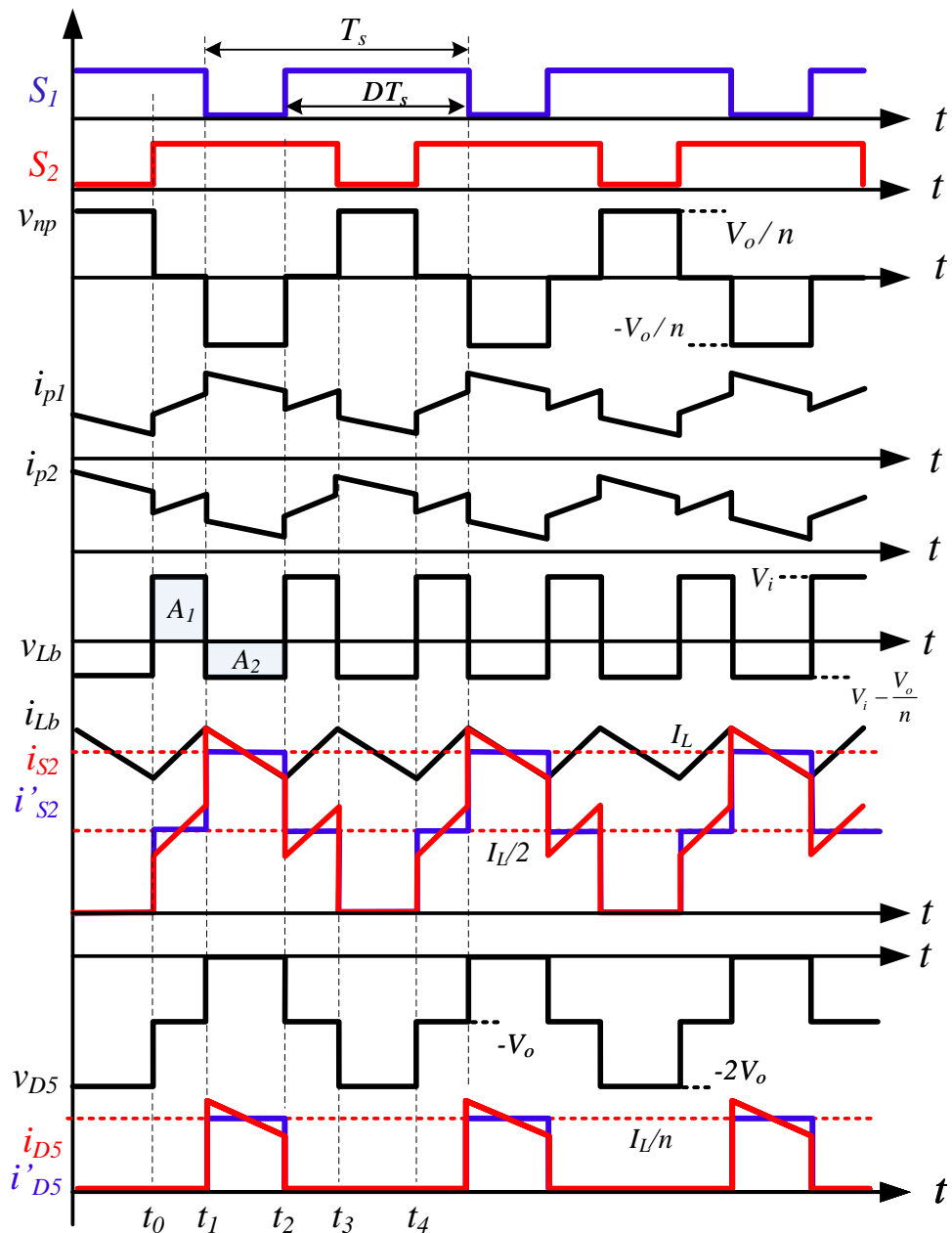
- **Etapa 4** ( $t_3, t_4$ ): Durante esse estágio, o interruptor  $S_1$  permanece conduzindo. A tensão no interruptor  $S_2$  é igual à tensão no capacitor  $C_1$ . Os diodos  $D_2, D_4, D_5, D_8$  e  $D_9$  são polarizados diretamente. A energia armazenada no indutor durante o terceiro estágio, bem como a energia da fonte de tensão, são transferidas para os capacitores de filtro  $C_{o1} - C_{o4}$ .

Figura 15 – Configuração topológica do conversor para a etapa 4.



As principais formas de ondas teóricas, para dois períodos de operação do conversor são mostradas na Figura 16. Assim, são mostradas as formas de onda da corrente nos enrolamentos do transformador de alta frequência, a tensão e corrente nas duas chaves semicondutoras e a tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora.

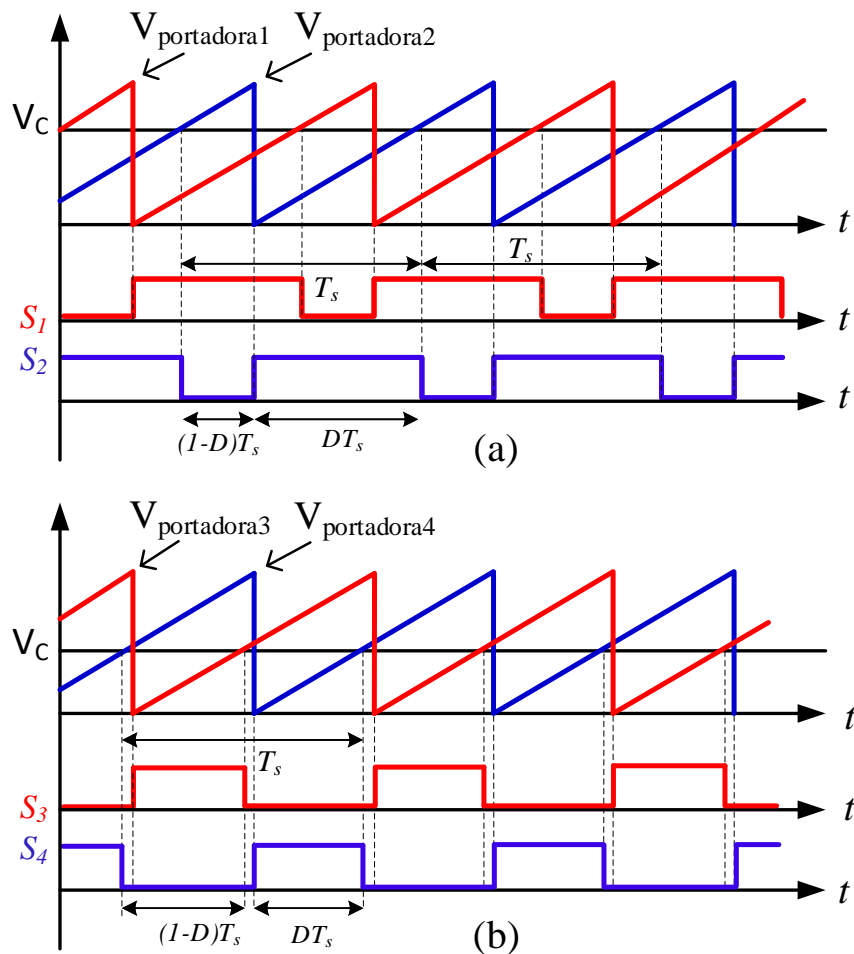
Figura 16 – Principais formas de onda teórica do conversor proposto no modo de condução contínua.



### 2.2.2 Técnica de modulação adotada

No caso do circuito principal que fica no lado esquerdo, a técnica de modulação adotada para o chaveamento trata-se de modulação por largura de pulso, na qual duas parcelas de energia são armazenadas durante a superposição dos sinais e as mesmas transferidas para a saída quando uma das chaves entra em corte ou é bloqueado como é possível observar na Figura 17(a). Nesta modulação o sinal de controle,  $V_C$ , sempre deve ser maior que a metade da amplitude da onda portadora dente de serra ou triangular, desta maneira, é garantida a razão cíclica maior que 0,5, que automaticamente é ajustada pelo controle. Já na Figura 17(b) é mostrada a modulação PWM para o conversor CC-CC auxiliar meia ponte (*half-bridge*) que fica no lado direito.

Figura 17 – Estratégia de modulação PWM para os circuitos do lado: (a) esquerdo, (b) direito.



Fonte: Próprio autor.

Neste caso o sinal de controle,  $V_C$ , deve ser menor que a metade da amplitude do dente de serra, de modo que a razão cíclica seja menor de 0,5. Nesta proposta de pesquisa, ambos os interruptores,  $S_3$  e  $S_4$ , operam com razão cíclica fixa de 0,48, o qual permite a operação sob tensão nula dos interruptores citados devido a energia acumulada na indutância de dispersão do transformador  $T_{r2}$ .

A modulação descrita, facilmente pode ser conseguida usando um circuito integrado dedicado UC3525A (TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2008). Fazendo comentários adicionais sobre a modulação PWM do circuito do lado esquerdo, a razão cíclica recomendada deve ser entre 0,5 e 0,8. Para valores menores que 0,5 o conversor não funciona adequadamente devido a problemas de indução de tensão nos enrolamentos secundários do transformador  $T_{r1}$ , e valores acima de 0,8 não são recomendados por causa das perdas por condução nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  (TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2008).

### 2.3 Análise Quantitativa

Nesta seção é realizada uma análise quantitativa do conversor apresentando as equações utilizadas para dimensionar os componentes do conversor, bem como as características gerais do mesmo operando em MCC.

#### 2.3.1 Ganho estático

A relação de transformação do transformador é determinado a partir do ganho estático do conversor. As equações do ganho estático e a relação de transformação, são apresentadas em (2.1) e (2.2), respectivamente.

$$G(D, a) = \frac{2 \cdot a}{1 - D} \quad (2.1)$$

$$a = \frac{V_o}{2 \cdot V_{i_{min}}} \cdot (1 - D_{max}) \quad (2.2)$$

Onde:

G : corresponde ao ganho estático.

a : relação de transformação do transformador.

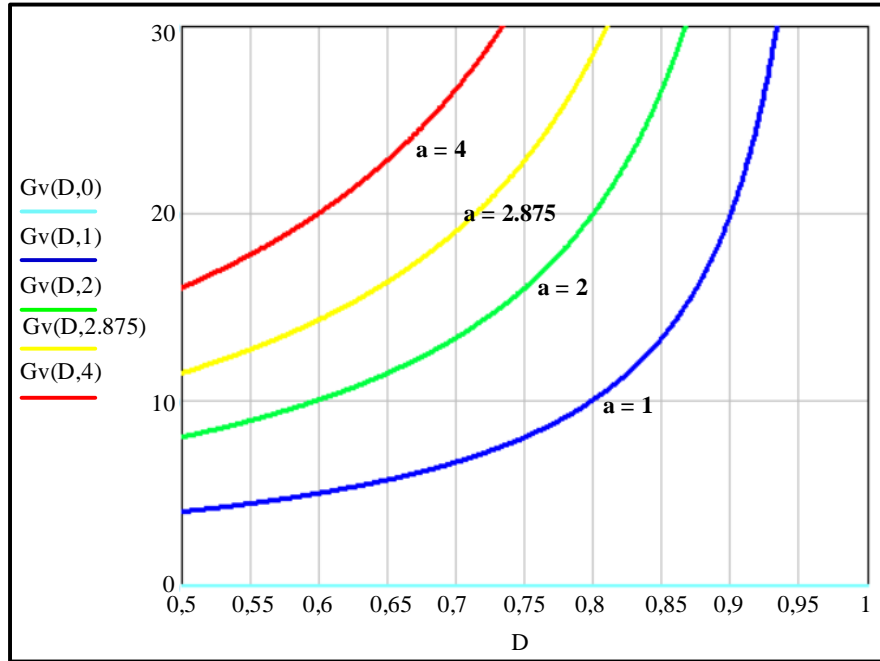
D : razão cíclica.



$V_o$  : tensão de saída.

$V_{i_{min}}$  : tensão de entrada.

Figura 18 – Ganho estático do conversor proposto, tomando como parâmetro as relações de transformação.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 18, as curvas do ganho estático do conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente multiportas modificado, tomando como parâmetro as relações de transformação do transformador de alta frequência  $T_{r1}$ . É possível observar que, para diferentes valores de relações de transformação o conversor apresenta um determinado ganho. Nota-se ainda que, o ganho do conversor é bastante considerável para  $D$  maior que 0,8, mas entretanto na prática recomenda-se limitar a razão cíclica ao valor indicado.

### 2.3.2 Esforços nos componentes do conversor

As equações para a determinação de esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor são apresentadas a seguir. Tais expressões são utilizadas para o dimensionamento dos componentes do conversor, e a análise dos esforços nos semicondutores é realizada baseada nas formas de onda da Figura 16. A corrente eficaz no indutor na entrada do conversor, pode ser considerado igual a corrente média no mesmo e é expresso pela Equação 2.3. A Equação 2.4 mostra o equacionamento para a corrente de pico no indutor considerando a variação de corrente

no mesmo.

$$ILb_{ef} = ILb_{med} = \frac{P_i}{Vi_{min}} \quad (2.3)$$

Onde:

Pi : Potência de entrada.

$$ILb_{pk} = ILb_{ef} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (2.4)$$

Onde:

$\Delta I_{Lb}$ : Corresponde a ondulação de corrente no indutor  $L_b$ , e para tal assumiu-se uma variação de 20%.

$$\Delta I_{Lb} = 0,20 \cdot ILb_{ef} \quad (2.5)$$

Com isso para encontrar a indutância do indutor  $L_b$  usa-se 2.6.

$$L_b = \frac{V_o}{16 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lb} \cdot (1 + a)} \quad (2.6)$$

Onde:

$f_s$ : frequência de chaveamento.

A tensão de bloqueio máxima aplicada sobre os interruptores, bem como a corrente eficaz que circula pelos interruptores é dada pelas Equações (2.7) e (2.8), respectivamente.

$$VS1_{max} = \frac{Vi_{min}}{(1 - D_{max})} \quad (2.7)$$

$$IS1_{ef} = \frac{ILb_{ef}}{2 \cdot (a + 1)} \cdot \sqrt{(3 - 2 \cdot D_{max}) + 2 \cdot a + D_{max}} \quad (2.8)$$

As tensões de pico reverso dos diodos em série com a chaves  $S_1$  e  $S_2$  são encontradas utilizando a equação (2.9). A tensão nos diodos da ponte retificadora no secundário é determinada usando a Equação (2.10).

$$VD1_{pk} = \frac{Vi_{min}}{(1 - D_{max})} \quad (2.9)$$

$$VD3_{pk} = \frac{V_o}{4} \quad (2.10)$$

As correntes média e eficaz nos diodos D1 e D2 são iguais, cujos valores são obtidos pela seguintes equações (2.11) e (2.12), respetivamente.

$$ID1_{md} = \frac{ILb_{ef}}{2 \cdot (a+1)} \cdot (1 - D_{max}) \quad (2.11)$$

$$ID1_{ef} = \frac{ILb_{ef}}{2 \cdot (a+1)} \cdot \sqrt{(1 - D_{max})} \quad (2.12)$$

De maneira similar, as correntes média e eficaz nos diodos das pontes retificadoras são iguais, cujos valores são calculados usando as equações (2.13) e (2.14).

$$ID3_{md} = \frac{ILb_{ef}}{(a+1)} \cdot (1 - D_{max}) \quad (2.13)$$

$$ID3_{ef} = \frac{ILb_{ef}}{(a+1)} \cdot \sqrt{(1 - D_{max})} \quad (2.14)$$

#### 2.4 Projeto do Conversor CC-CC *Push-Pull* Alimentado em Corrente Modificado

Com a modelagem apresentada na seção anterior é possível elaborar um exemplo de projeto para o conversor proposto. Assim, nesta seção um exemplo de projeto é realizado. São projetados os diferentes componentes do circuito de potência do conversor utilizando as especificações e considerações de projeto mostradas nas Tabelas 8 e 9. A potência total do conversor corresponde a soma das potências das quatro saídas (250W cada saída), e da mesma forma a tensão total é a soma das tensões das quatro saídas (200V cada saída). Entretanto, outras considerações e equações que completam o dimensionamento geral do conversor são apresentadas ao longo do trabalho conforme a necessidade.

Tabela 8 – Especificações do projeto

Variável	Valor	Descrição
$V_{i_{min}}$	42 V	Tensão de entrada mínima
$V_{i_{max}}$	54 V	Tensão de entrada máxima
$V_o$	800 V	Tensão total de saída
$P_o$	1000 W	Potência total de saída

Fonte: Próprio autor.

Tabela 9 – Considerações do projeto

Variável	Valor	Descrição
$f_s$	25kHz	Frequência de chaveamento
$\eta$	95%	Rendimento
$D_{max}$	0,7	Razão cíclica máxima

Fonte: Próprio autor.

#### 2.4.1 Dimensionamento do indutor

Como mostrado em (2.3), a corrente eficaz no indutor  $L_b$  é equivalente a corrente média no mesmo, portanto, é dado por (2.15).

$$ILb_{ef} = \frac{P_i}{V_{i_{min}}} \quad (2.15)$$

$$I_{efLb} = \frac{1053}{42} = 25,06A$$

Já a corrente de pico no indutor é dada por (2.16).

$$ILb_{pk} = ILb_{ef} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (2.16)$$

$$ILb_{pk} = 25,06 + \frac{5,01}{2} = 27,57A$$

Usando (2.5), a variação da ondulação de corrente no indutor é dado por:

$$\Delta I_{Lb} = 0,20 \cdot 25,06 = 5,01A$$

O valor da indutância de armazenamento  $L_b$  na entrada do conversor é determinado por:

$$L_b = \frac{V_o}{16 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lb} \cdot (1 + a)} \quad (2.17)$$

$$L_b = \frac{800}{16 \cdot 25000 \cdot 5,01 \cdot (1 + 2,857)} = 103,4 \mu H$$

Para a realização do dimensionamento físico do indutor, utiliza-se os valores das correntes calculadas e os valores dos parâmetros indicados na Tabela 10.

Tabela 10 – Dados para o dimensionamento do indutor  $L_b$

Variável	Valor	Descrição
$J_{max}$	400 A/cm <sup>2</sup>	Densidade de corrente
$B_{max}$	0,3 T	Densidade de fluxo magnético
$K_w$	0,5	Fator de utilização da janela do núcleo

Para esta aplicação, como proposto por (MCLYMAN *et al.*, 2004), escolhe-se um núcleo de ferrite tipo EE e cujo produto das áreas  $A_e A_w$  é dado por 2.18.

$$A_e A_w = \frac{L_b \cdot I L_{pk} \cdot I L_{ef}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (2.18)$$

$$A_e A_w = \frac{103,4 \cdot 10^{-6} \cdot 27,57 \cdot 25,06}{0,5 \cdot 0,3 \cdot 400} \cdot 10^4 = 11,91 \text{ cm}^4$$

onde:

$A_e$  : é a área da seção transversal do núcleo.

$A_w$  : é a área da janela do núcleo.

Logo, é possível escolher um núcleo que satisfaça o valor calculado, escolhido a partir do catálogo de núcleos do fabricante. No caso particular, escolhe-se o núcleo NEE 65/33/26 mostrado na Figura 19.

Os dados técnicos correspondentes a esse núcleo são mostrados na Tabela 11.

Tabela 11 – Dados técnicos do núcleo NEE-65/33/26.

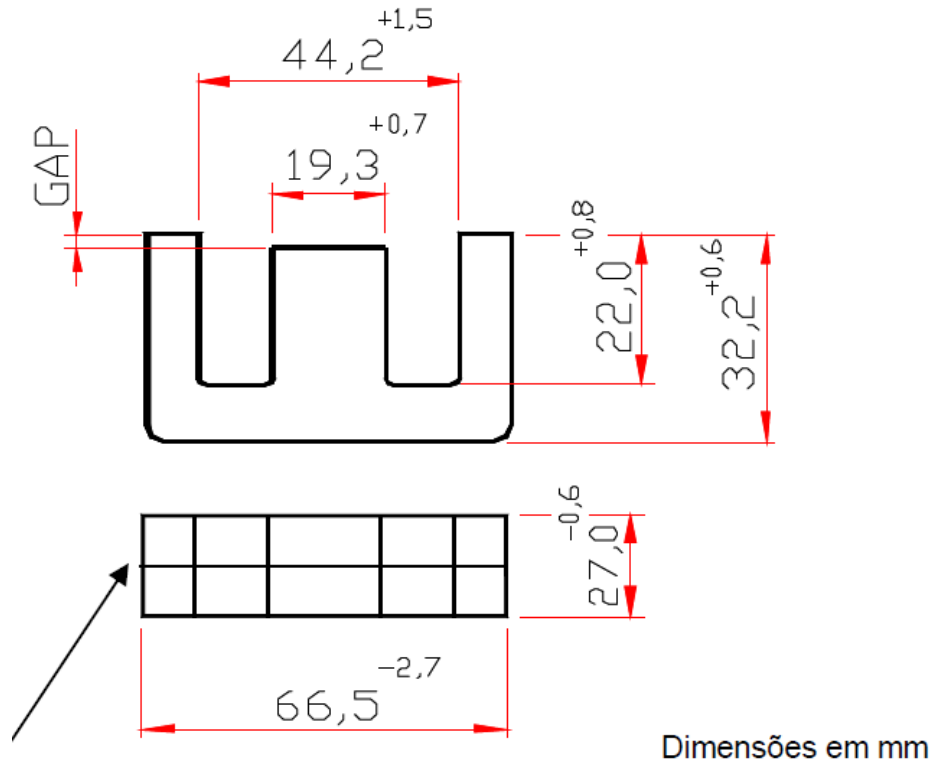
Parâmetros	Dimensões técnicas
$A_e$	5,32 cm <sup>2</sup>
$A_w$	4,50 cm <sup>2</sup>
$A_e \cdot A_w$	23,94 cm <sup>4</sup>

Fonte: Catálogo do produtos da THORNTON.

O número de espiras do indutor é encontrado usando a expressão:

$$N_L = \frac{L_b \cdot I L_{pk}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^{-2} \quad (2.19)$$

Figura 19 – Núcleo NEE 65/33/26 (Catálogo de produtos da THORNTON).



Fonte: Catálogo do produtos da THORNTON.

$$N_L = \frac{103,4 \cdot 10^{-6} \cdot 27,57}{0,3 \cdot 5,32} \cdot 10^4 = 17,86 \text{ espiras}$$

Assim, o entreferro ( $l_g$ ) é determinado usando (2.20) e ajustado em (2.21) como propõe McLyman *et al.* (2004).

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot N_L^2 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (2.20)$$

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 17,86^2 \cdot 5,32}{103,4 \cdot 10^{-6}} = 0,206 \text{ cm}$$

$$\delta = \frac{l_g}{2} \quad (2.21)$$

$$\delta = \frac{0,206}{2} = 0,103 \text{ cm}$$

Devido ao fluxo magnético de espraiamento na região de entreferro deve ser feita a correção do número de espiras como proposto por McLyman *et al.* (2004). Então, o fator de espraiamento é encontrado usando (2.22).

$$F = 1 + \frac{lg}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \frac{2 \cdot G}{lg} \quad (2.22)$$

$$F = 1 + \frac{0,206}{\sqrt{5,32}} \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot 4,4}{0,206} \right) = 1,336$$

Onde:

G: Altura da janela do núcleo adotado.

Portanto o novo número de espiras é dado pela Equação (2.23).

$$N_{L_b Novo} = \sqrt{\frac{lg \cdot L_b}{0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot (1 \cdot 10^{-8})}} \quad (2.23)$$

$$N_{L_b Novo} = \sqrt{\frac{0,206 \cdot 103,4 \cdot 10^{-6}}{0,4 \cdot \pi \cdot 5,32 \cdot 1,336 \cdot (1 \cdot 10^{-8})}} = 15,46 \text{ espiras}$$

Entretanto, foi adotado 16 espiras, e verifica-se a possibilidade de construção física do indutor, calculando a relação da área total de cobre ocupada pelo enrolamento e a área da janela do núcleo escolhido para o conversor. A seção total do condutor é encontrada usando a Equação 2.24.

$$S_{L_b} = \frac{I L_{b_{ef}}}{J_{max}} \quad (2.24)$$

$$S_{L_b} = \frac{25,06}{400} = 0,06266 \text{ cm}^2$$

Considerando o efeito pelicular sobre os enrolamentos do indutor, a profundidade de penetração ( $\Delta$ ) da corrente e o diâmetro máximo ( $Di_{max}$ ) são dados por (2.25) e (2.26).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (2.25)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{25000}} = 0,047cm$$

$$Dia_{max} = 2 \cdot \Delta \quad (2.26)$$

$$Dia_{max} = 0,095cm$$

Portanto, as espiras dos enrolamentos devem ser feitas usando o fio 26AWG pelo fato de atender ao valor do diâmetro máximo calculado e serem mais flexíveis.

A seção do fio de cobre sem isolamento ( $SCu_{si}$ ) e a seção do fio de cobre com isolamento ( $SCu_{ci}$ ), correspondentes ao fio AWG26, são mostradas em (2.27) e (2.28), respectivamente.

$$SCu_{si} = 0,001287cm^2 \quad (2.27)$$

$$SCu_{ci} = 0,00167cm^2 \quad (2.28)$$

Com isso, o número de fios em paralelo é dado por:

$$Nf_{Lb} = \frac{S_{Lb}}{S_{26AWGS}} \quad (2.29)$$

$$Nf_{Lb} = \frac{0,06266}{0,001287} = 49fios$$

Após a determinação do número de fios em paralelo, é determinado finalmente o fator de utilização da janela ( $K_{uLb}$ ) em (2.31).

A área da seção do cobre utilizado é dado por (2.30).

$$A_{cuLb} = Nf_{Lb} \cdot S_{26AWGC} \cdot N_{LbNovo} \quad (2.30)$$



$$A_{cuLb} = 49 \cdot 0,001671 \cdot 16 = 1,266 \text{ cm}^2$$

$$K_{uLb} = \frac{A_{cuLb}}{A_w} \quad (2.31)$$

$$K_{uLb} = \frac{1,266}{4,5} = 0,281$$

É possível observar que a construção física do indutor pode ser elaborada sem problemas, pois o fator de ocupação da janela do núcleo é menor que 0,5, valor especificado na Tabela 10. É importante ressaltar, que nos cálculos, não foi considerada a área ocupada pelo carretel na janela do núcleo magnético.

#### 2.4.2 Dimensionamento do transformador $T_{r1}$

Com o indutor  $L_b$  dimensionado, prossegue-se ao dimensionamento do transformador de alta frequência, possuindo dois enrolamentos no primário ( $N_p$ ) e três enrolamentos no secundário ( $N_s$ ). Para tal, são considerados os dados da Tabela 12 para o dimensionamento do transformador do conversor.

Tabela 12 – Dados para o dimensionamento do transformador de alta frequência

Variável	Valor	Descrição
$J_{max}$	400 A/cm <sup>2</sup>	Densidade de corrente
$\Delta B_{max}$	0,2 T	Varição da densidade de fluxo magnético
$K_u$	0,4	Fator de utilização da janela do núcleo
$K_p$	0,41	Fator de ocupação do enrolamento primário
$K_t$	1	Fator de topologia
$P_i$	1053W	Potência de entrada

O transformador  $T_{r1}$  deve ser dimensionado para processar toda a potência demandada, sendo esta expressa por (2.32).

$$P_{Tr1} = P_i \cdot \left( 0,5 \cdot \frac{2 \cdot a + 1}{a + 1} \right) \quad (2.32)$$

$$P_{Tr1} = 1053 \cdot \left( 0,5 \cdot \frac{2 \cdot 2,857 + 1}{2,857 + 1} \right) = 916,17W$$

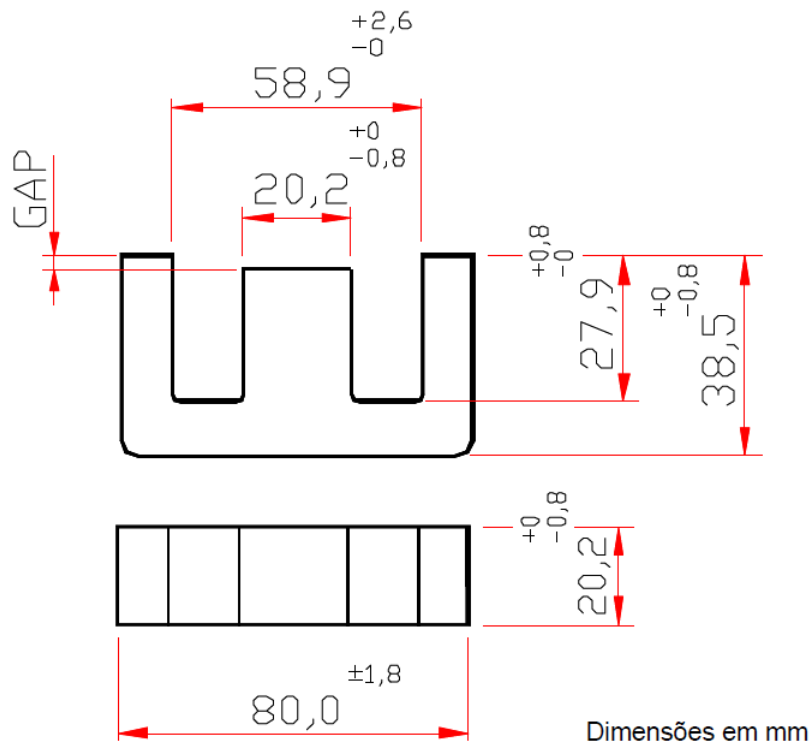
Com isso, o produto da área da janela e da seção do núcleo é determinado por (2.33).

$$AeAw_{Tr1} = \frac{PTr}{Kt \cdot Ku \cdot Kp \cdot Jmax \cdot \Delta Bmax \cdot 2 \cdot fs} \cdot 10^4 \quad (2.33)$$

$$AeAw_{Tr1} = \frac{916,17}{1 \cdot 0,4 \cdot 0,41 \cdot 400 \cdot 0,3 \cdot 2 \cdot 25000} \cdot 10^4 = 13,96 \text{ cm}^4$$

Para o produto de áreas calculado adotou-se o núcleo NEE- 80/38/20 mostrado na Figura 20, com as dimensões geométricas apresentadas na Tabela 13.

Figura 20 – Núcleo NEE 80/38/20 (Catálogo de produtos da THORNTON).



Fonte: Catálogo do produtos da THORNTON.

Tabela 13 – Dados técnicos do núcleo NEE-80/38/20.

Parâmetros	Dimensões técnicas
Ae	3,9 cm <sup>2</sup>
Aw	9,2 cm <sup>2</sup>
Ae.Aw	35,88 cm <sup>4</sup>

Fonte: Catálogo do produtos da THORNTON.

Entretanto, o número de espiras do primário do transformador é dado pela expressão em (2.34).

$$N_p = \frac{V_{i_{max}} \cdot 1,3}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (2.34)$$

$$N_p = \frac{54 \cdot 1,3}{2 \cdot 3,9 \cdot 0,3 \cdot 25000} \cdot 10^4 = 18 \text{ espiras}$$

Para a montagem adotou-se 18 espiras. Assim, uma vez determinado o número de espiras do primário, através da relação de transformação foi determinado o número de espiras no secundário como mostra a Equação 2.35.

$$N_s = N_p \cdot a \quad (2.35)$$

$$N_s = 18 \cdot 2.857 = 51,43 \text{ espiras}$$

Para o projeto assumiu-se 52 espiras. Após a determinação do número de espiras dos secundários do transformador de alta frequência, procede-se ao cálculo da corrente eficaz que circula pelo enrolamento primário, bem como a que circula pelos enrolamentos dos secundários, como mostrado em (2.36) e (2.37).

$$I_{efpri} = \frac{I L b_{ef}}{2 \cdot (a+1)} \cdot \sqrt{(3 - 2 \cdot D_{max}) \cdot a^2 + 2 \cdot a + 1} \quad (2.36)$$

$$I_{efpri} = \frac{25,06}{2 \cdot (2,857 + 1)} \cdot \sqrt{(3 - 2 \cdot 0,7) \cdot (2,857)^2 \cdot 2 \cdot 2,857 + 1} = 14,448 \text{ A}$$

$$I_{efsec} = \frac{1}{3} \cdot \frac{I L b_{ef}}{a+1} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D_{max})} \quad (2.37)$$

$$I_{efsec} = \frac{1}{3} \cdot \frac{25,06}{(2,857 + 1)} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - 0,7)} = 1,678 \text{ A}$$

Considerando o efeito pelicular nos enrolamentos do transformador, a profundidade de penetração ( $\Delta$ ) da corrente e o diâmetro máximo ( $Di_{max}$ ) são dados por (2.38) e (2.39).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (2.38)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{25000}} = 0,047cm$$

$$Di_{max} = 2 \cdot \Delta \quad (2.39)$$

$$Di_{max} = 0,095cm$$

Assim como para o dimensionamento do indutor, para o diâmetro máximo calculado adota-se o fio AWG 26 com as dimensões mostradas em (2.27) e (2.28). Portanto, sendo o cálculo do número de fios em paralelos baseado na seção do fio do enrolamentos do transformador, a seção do enrolamento primário e secundário é dado por (2.40) e (2.41).

$$S_{pri} = \frac{I_{efpri}}{J_{max}} \quad (2.40)$$

$$S_{pri} = \frac{14,448}{400} = 0,03612cm^2$$

$$S_{sec} = \frac{I_{efsec}}{J_{max}} \quad (2.41)$$

$$S_{sec} = \frac{1,678}{400} = 0,0042cm^2$$

O número de fios em paralelos no enrolamento primário e secundário é mostrado em (2.42) e (2.43), respetivamente.

$$n_{pri} = \frac{S_{pri}}{SCu} \quad (2.42)$$

$$n_{pri} = \frac{0,03612}{0,001287} = 28,7$$

$$n_{sec} = \frac{S_{sec}}{SCu} \quad (2.43)$$

$$n_{sec} = \frac{0,0042}{0,001287} = 3,33$$

Para a montagem, foram adotados 29 fios em paralelo para cada enrolamento primário, e 4 fios em paralelo para cada enrolamento secundário.

Finalmente, procede-se a verificação da possibilidade de construção física do transformador através do fator de utilização da janela  $K_{uTr1}$  dado por (2.46).

$$A_{fio_{cisol}} = Np \cdot S_{fio} \cdot n_{pri} \quad (2.44)$$

$$A_{fio_{cisol}} = 18 \cdot 0,001671 \cdot 29 = 0,872cm^2$$

$$A_{sec_{cisol}} = Ns \cdot S_{fio} \cdot n_{sec} \quad (2.45)$$

$$A_{sec_{cisol}} = 52 \cdot 0,001671 \cdot 4 = 0,348cm^2$$

$$K_{uTr1} = \frac{2 \cdot A_{fio_{cisol}} + 3 \cdot A_{sec_{cisol}}}{Aw} \quad (2.46)$$

$$K_{uTr1} = \frac{2 \cdot 0,872 + 3 \cdot 0,348}{9,2} = 0,303$$

Entretanto, observa-se que o valor  $K_{uTr1}$  determinado é menor que aquele apresentado na Tabela (12), sendo assim, é possível a construção do transformador sem problemas relacionado a área de ocupação das espiras.

### 2.4.3 Dimensionamento dos interruptores $S_1$ e $S_2$

A tensão máxima sobre os interruptores principais  $S_1$  e  $S_2$  desconsiderando as sobretensões, bem como a corrente eficaz  $IS1_{ef}$  através delas, é determinada usando (2.47) e (2.48).

$$VS1_{max} = \frac{Vi_{min}}{(1 - D_{max})} \quad (2.47)$$

$$VS1_{max} = \frac{42}{(1 - 0,7)} = 140V$$

$$IS1_{ef} = \frac{ILb_{ef}}{2 \cdot (a + 1)} \cdot \sqrt{(3 - 2 \cdot D_{max}) + 2 \cdot a + D_{max}} \quad (2.48)$$

$$IS1_{ef} = \frac{25,06}{2 \cdot (2,857 + 1)} \cdot \sqrt{(3 - 2 \cdot 0,7) + 2 \cdot 2,857 + 0,7} = 9,2A$$

Assim, para o projeto é adotado o transistor MOSFET IRFP4768PbF da *International Rectifier* (IR) pelo fato de atender os cálculos efetuados, além de ser bastante comercial e com baixa resistência de condução. As especificações do transistor são apresentadas na Tabela 14.

Tabela 14 – Especificações técnicas do MOSFET IRFP4768PbF para temperatura de junção de 25°C.

Variável	Valor	Descrição
$V_{DSS}$	250V	Tensão <i>drain-source</i>
$I_D$	66A	Corrente do dreno
$I_{DM}$	370A	Corrente de dreno pico
$V_{GS}$	+/-20 V	Tensão <i>gate-source</i>
$R_{DS(on)}$	17,5mΩ	Resistência interna de condução
$t_{fn}$	110 ns	Tempo de entrada em condução
$t_{rn}$	160 ns	Tempo de bloqueio
$R_{\Theta JC}$	0,29 °C/W	Resistência térmica junção-cápsula
$R_{\Theta CS}$	0,24°C/W	Resistência térmica cápsula-dissipador
$R_{\Theta JA}$	40°C/W	Resistência térmica junção-ambiente
$T_j$	175°C	Temperatura de junção máxima

Fonte: *International Rectifier*.

#### 2.4.4 Dimensionamento dos diodos

As tensões de pico reverso nos diodos em série com as chaves  $S_1$  e  $S_2$  é determinada através da expressão em (2.49).

$$VD1_{rev} = \frac{Vi_{min}}{(1 - D_{max})} \quad (2.49)$$

$$VD1_{rev} = \frac{42}{(1 - 0,7)} = 140V$$

A tensão de pico nos diodos da ponte retificadora no secundário é dada por:

$$VD3_{rev} = \frac{Vo}{4} \quad (2.50)$$

$$VD3_{rev} = \frac{800}{4} = 200V$$

Em seguida, as correntes média e eficaz nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  em série com as chaves são iguais e determinados através das Equações 2.51 e 2.52.

$$ID1_{md} = \frac{ILb_{ef}}{a + 1} \cdot (1 - D_{max}) \quad (2.51)$$

$$ID1_{md} = \frac{25,06}{2,857 + 1} \cdot (1 - 0,7) = 1,9A$$

$$ID1_{ef} = \frac{ILb_{ef}}{a + 1} \cdot \sqrt{(1 - D_{max})} \quad (2.52)$$

$$ID1_{ef} = \frac{25,06}{2,857 + 1} \cdot \sqrt{(1 - 0,7)} = 3,5A$$

De maneira similar, a corrente média e eficaz nos diodos das pontes retificadoras são iguais, e determinadas através das Equações 2.53 e 2.54.

$$ID3_{md} = \frac{ILb_{ef}}{2 \cdot (a + 1)} \cdot (1 - D_{max}) \quad (2.53)$$

$$ID3_{md} = \frac{25,06}{2 \cdot (2,857 + 1)} \cdot (1 - 0,7) = 0,975A$$

$$ID3_{ef} = \frac{ILb_{ef}}{2 \cdot (a + 1)} \cdot \sqrt{(1 - D_{max})} \quad (2.54)$$

$$ID3_{ef} = \frac{25,06}{2 \cdot (2,857 + 1)} \cdot \sqrt{(1 - 0,7)} = 1,77A$$

Mediante os cálculos efetuados, para a montagem pode ser adotado o diodo HFA25TB60 com as especificações técnicas mostradas na Tabela 15.

Tabela 15 – Especificações técnicas do DIODO HFA25TB60.

Variável	Valor	Descrição
$V_R$	600 V	Tensão cátodo - ânodo
$I_D$	25 A	Corrente contínua direta
$V_{FN}$	1,3 V	Máxima tensão direta
$t_{rr}$	23 nS	Tempo de recuperação reversa
$I_{rr}$	4,5 A	Corrente de recuperação reversa
$R_{\Theta JC}$	1,0 °C/W	Resistência térmica junção-cápsula
$R_{\Theta CS}$	0,5 °C/W	Resistência térmica cápsula-dissipador
$T_j$	150 °C	Temperatura de junção máxima

Fonte: International Rectifier.

#### 2.4.5 Dimensionamento dos capacitores do filtro

Os capacitores do filtro foram dimensionados considerando a capacitância para cada saída isolada de 200V e a capacitância do barramento total de 800V. Adotando uma ondulação na tensão de 1%, o valor mínimo da capacitância do capacitor  $C_1$  responsável pelo grampeamento da tensão nas chaves semicondutoras é calculado através da expressão em (2.55).

$$C_{1min} = \frac{(1 - D_{max}) \cdot P_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_o \cdot V_{imin} \cdot (1 + a)} \quad (2.55)$$

$$C_{1min} = \frac{(1 - 0,7) \cdot 250}{2 \cdot 25000 \cdot 8 \cdot 42 \cdot (1 + 2,857)} = 4,63\mu F$$



Onde:

$\Delta V_o$ : Ondulação da tensão através do capacitor filtro de  $C_1$ .

Para o projeto adotou-se  $C_{1min} = 5,6\mu F / 250V$ . A tensão média sobre o capacitor  $C_1$  é determinada pela Equação 2.61.

$$VC_1 = \frac{Vi_{min}}{1 - D_{max}} \quad (2.56)$$

$$VC_1 = \frac{42}{1 - 0,7} = 140V$$

O valor dos capacitores de filtro no secundário considerando a potência de 250W em cada saída são dimensionados usando (2.57). A tensão sobre esses capacitores é determinada usando (2.58).

$$C_{o1} = \frac{2 \cdot P_{o1} \cdot t_{hold}}{V_{o1}^2 - V_{o1min}^2} \quad (2.57)$$

$$C_{o1} = \frac{2 \cdot 250 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{200^2 - 195^2} = 2,025mF$$

$$VC_{o1} = \frac{V_o}{4} \quad (2.58)$$

$$VC_{o1} = \frac{800}{4} = 200V$$

Onde:

$t_{hold}$  : Tempo de manutenção, onde dentro esse valor o conversor deve operar adequadamente.

$V_{o1}$  : Tensão de saída máxima.

$V_{o1min}$  : Tensão de saída mínima.

O valor da capacitância equivalente do barramento total considerando a potência total de saída 1000W e a tensão total de 800V é dado por:

$$C_{oeq} = \frac{2 \cdot P_{o \cdot hold}}{V_o^2 - V_{omin}^2} \quad (2.59)$$

$$C_{oeq} = \frac{2 \cdot 1000 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{800^2 - 780^2} = 506,3 \mu F$$

Assim, para chegar nessa capacitância equivalente, cada saída deve ter uma capacitância de  $2200 \mu F / 250V$ .

#### 2.4.6 Dimensionamento do resistor de carga

Em princípio, para as simulações são adotadas cargas resistivas, cujo valor equivalente para o barramento total, dada a tensão equivalente,  $V_o = 800V$  e potência total  $P_o = 1000W$ , é calculada pela Equação 2.60.

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (2.60)$$

$$R_o = \frac{800^2}{1000} = 640 \Omega$$

Implica que cada saída individual deve apresentar uma resistência de carga de 160 ohms.

#### 2.4.7 Dimensionamento do transformador auxiliar Tr2

Para garantir que o conversor seja totalmente isolado, foi necessário a inclusão de um transformador auxiliar simbolizado de  $T_{r2}$ . O transformador foi projetado para elevar a tensão do capacitor  $C_1$  calculado como mostra a Equação (2.61), para a tensão de saída ( $V_{o1}$ ) de 200 V. No entanto, pelo fato de se utilizar a estrutura de conversor CC-CA de meia-ponte, a tensão no primário do transformador é igual a metade da tensão no capacitor  $C_1$ , como mostra a Equação 2.61.

$$V_{pTr2} = \frac{V_{i_{min}}}{2 \cdot (1 - D_{max})} \quad (2.61)$$

$$V_{pTr2} = \frac{42}{2 \cdot (1 - 0,7)} = 70V$$

Entretanto, sendo que o valor da potência de saída ( $P_{o1_{max}}$ ) é de 250W, e considerando o valor do rendimento do conversor de 95%, a potência na entrada do conversor é dado pela Equação 2.62.

$$P_{in} = \frac{P_{o_{max}}}{\eta} \quad (2.62)$$

$$P_{in} = \frac{250}{0,95} = 263,16W$$

O transformador Tr2 deve ser dimensionado para processar toda a potência calculada de 263,16 W, dada pela expressão 2.63.

$$P_{Tr2} = P_{in} \quad (2.63)$$

$$P_{Tr2} = 263,16W$$

Com a potência determinada, com os dados apresentados na Tabela 16 procede-se ao cálculo do dimensionamento do transformador  $T_{r2}$ .

Tabela 16 – Dados para o dimensionamento do transformador  $T_{r2}$ .

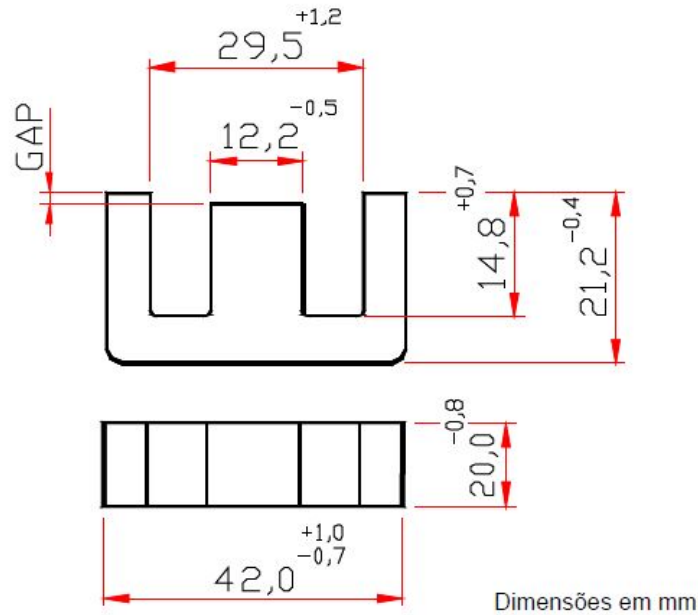
Variável	Valor	Descrição
$J_{max}$	400 A/cm <sup>2</sup>	Densidade de corrente
$\Delta B_{max}$	0,2 T	Variação da densidade de fluxo magnético
$K_u$	0,4	Fator de utilização da janela do núcleo
$K_p$	0,41	Fator de ocupação do enrolamento primário
$K_t$	1	Fator de topologia

O produto da área da janela e da seção do núcleo é determinado por (2.64).

$$A_e A_w T_{r2} = \frac{P_{Tr2}}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot 2 \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (2.64)$$

$$A_e A_w T_{r2} = \frac{263,16}{1 \cdot 0,4 \cdot 0,41 \cdot 400 \cdot 0,3 \cdot 2 \cdot 25000} \cdot 10^4 = 4,01 cm^4$$

Figura 21 – Núcleo NEE 42/21/20 (Catálogo de produtos da THORNTON).



Fonte: Catálogo do produtos da THORNTON.

Tabela 17 – Dados técnicos do núcleo NEE 42/21/20.

Parâmetros	Dimensões técnicas
$A_e$	$2,44 \text{ cm}^2$
$A_w$	$2,56 \text{ cm}^2$
$A_e \cdot A_w$	$6,246 \text{ cm}^4$

Fonte: Catálogo do produtos da THORNTON.

Para o produto de áreas calculado adotou-se o núcleo NEE- 42/21/20 mostrado na Figura 21, com as dimensões geométricas apresentadas na Tabela 17.

Entretanto, o número de espiras do primário do transformador é dado pela expressão em (2.65).

$$N_p = \frac{V_{pTr2} \cdot 1,3}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \quad (2.65)$$

$$N_p = \frac{70 \cdot 1,3}{2 \cdot 2,44 \cdot 0,2 \cdot 25000} \cdot 10^4 = 37,29 \text{ espiras}$$

Para a montagem adotou-se 37 espiras. Assim, uma vez determinado o número de espiras do primário, através da relação de transformação foi determinado o número de espiras no secundário como mostra a Equação 2.66.

$$N_s = N_p \cdot a \quad (2.66)$$

$$N_s = 37 \cdot 2.857 = 106,55 \text{ espiras}$$

Para o projeto assumiu-se 107 espiras. Após a determinação do número de espiras do secundário do transformador de auxiliar  $Tr_2$ , procede-se ao cálculo da corrente eficaz que circula pelo enrolamento primário, bem como a que circula pelo enrolamento do secundário, como mostrado em (2.68) e (2.67).

$$I_{sec_{ef}} = I_o \quad (2.67)$$

$$I_{sec_{ef}} = 1,25A$$

$$I_{pri_{ef}} = a \cdot I_{sec} \quad (2.68)$$

$$I_{pri_{ef}} = 2,857 \cdot 1,25 = 3,571$$

Considerando o efeito pelicular nos enrolamentos do transformador, a profundidade de penetração ( $\Delta$ ) da corrente e o diâmetro máximo ( $Dia_{max}$ ) são dados por (2.69) e (2.70).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (2.69)$$

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{25000}} = 0,047 \text{ cm}$$

$$Dia_{max} = 2 \cdot \Delta \quad (2.70)$$

$$Dia_{max} = 0,095 \text{ cm}$$

Assim como para o dimensionamento do transformador  $Tr_1$ , para o diâmetro máximo calculado adota-se o fio AWG 26 com as dimensões mostradas em (2.27) e (2.28). Portanto, sendo o cálculo do número de fios em paralelo baseado na seção do fio do enrolamento do transformador, a seção do enrolamento primário e secundário é dado por (2.71) e (2.72).

$$S_{pri} = \frac{I_{pri_{ef}}}{J_{max}} \quad (2.71)$$

$$S_{pri} = \frac{3,571}{400} = 0,0089cm^2$$

$$S_{sec} = \frac{I_{sec_{ef}}}{J_{max}} \quad (2.72)$$

$$S_{sec} = \frac{1,25}{400} = 0,0031cm^2$$

O número de fios em paralelos no enrolamento primário e secundário é mostrado em (2.73) e (2.74), respetivamente.

$$nTr2_{pri} = \frac{S_{pri}}{SCu} \quad (2.73)$$

$$nTr2_{pri} = \frac{0,0089}{0,001287} = 6,938$$

$$nTr2_{sec} = \frac{S_{sec}}{SCu} \quad (2.74)$$

$$nTr2_{sec} = \frac{0,0031}{0,001287} = 2,428$$

Para a montagem, foram adotados 7 fios em paralelo para o enrolamento primário, e 3 fios em paralelo para o enrolamento secundário.

Finalmente, procede-se a verificação da possibilidade de construção física do transformador através do fator de utilização da janela  $K_u$  dado por (2.77).

$$A_{pri_{cisol}} = N_p \cdot S_{fio} \cdot n_{pri} \quad (2.75)$$

$$A_{pri_{cisol}} = 107 \cdot 0,001671 \cdot 7 = 0,436cm^2$$

$$A_{sec_{cisol}} = N_s \cdot S_{fio} \cdot n_{sec} \quad (2.76)$$

$$A_{sec_{cisol}} = 52 \cdot 0,001671 \cdot 3 = 0,534cm^2$$

$$K_{uTr2} = \frac{A_{fio_{cisol}} + A_{sec_{cisol}}}{A_w} \quad (2.77)$$

$$K_{uTr2} = \frac{0,436 + 0,348}{2,56} = 0,379$$

Verifica-se que o valor de  $K_u$  é menor que 0,4, portanto, é possível construir o transformador  $Tr_2$  sem problema. Os valores da tensão e corrente calculados no primário do transformador  $Tr_2$  são utilizados para a escolha dos interruptores  $S_3$  e  $S_4$ . Portanto, pode ser adotado o transistor MOSFET IRFP4768PbF da *International Rectifier* (IR) com as especificações mostradas na Tabela 14 pelo fato de atender os cálculos efetuados, além de ser facilmente encontrado no comércio local e com baixa resistência de condução.

## 2.5 Determinação de perdas nos componentes

Com base no modelo de transformador adotado, nos modelos de semicondutores escolhidos para os interruptores e os diodos das pontes retificadoras, bem como os diodos em série com o interruptor mostrado na topologia proposta, calculam-se as perdas por condução e comutação utilizando os valores teóricos das correntes. As perdas são calculadas para o transformador  $Tr_1$  possuindo núcleo NEE-80/38/20, o transformador  $Tr_2$  possuindo o núcleo NEE-42/21/20, transistor IRFP4768PbF da *International Rectifier* (IR) usado como interruptor e para os diodos das pontes retificadoras HFA25TB60 da (IR).

### 2.5.1 Perdas no transformador Tr1

Como propõe McLyman *et al.* (2004), para o cálculo das perdas no núcleo do transformador, é considerado o peso do núcleo adotado em grama (NEE 80/38/20), bem como as perdas por peso para a frequência e densidade de fluxo de projeto, dadas no catálogo do material IP12R. Com isso, o peso do núcleo adotado e as perdas para a frequência e densidade de fluxo de projeto são:

$$peso = 178g$$

$$P_p = 30mW/g$$

Portanto a perda no núcleo é determinada usando (2.91).

$$P_n = peso \cdot P_p \cdot \frac{1}{1000} \quad (2.78)$$

$$P_n = 178 \cdot 30 \cdot \frac{1}{1000} = 5,34W$$

Entretanto, a determinação da perda total nos enrolamentos é feita considerando as perdas nos enrolamentos do primário e secundário do transformador. Levando em conta a resistividade do cobre ( $\rho$ ) e o comprimento médio de uma espira ( $le$ ) em centímetros, essas perdas são determinadas usando (2.92) e (2.93).

$$P_{Cu_{prim}} = \frac{N_p \cdot le \cdot \rho}{S_{pri}} \cdot I_{pri_{ef}}^2 \quad (2.79)$$

$$P_{Cu_{prim}} = \frac{18 \cdot 15,8 \cdot 1,73 \cdot 10^{-6}}{0,036} \cdot 14,44^2 = 2,843W$$

$$P_{Cu_{sec}} = \frac{N_s \cdot le \cdot \rho}{S_{sec}} \cdot I_{sec_{ef}}^2 \quad (2.80)$$



$$P_{cu_{sec}} = \frac{52 \cdot 15,8 \cdot 1,73 \cdot 10^{-6}}{0,0042} \cdot 1,678^2 = 0,954W$$

Com isso, a perda total nos enrolamentos do transformador é dada pela expressão em (2.94).

$$P_e = 2 \cdot P_{cu_{prim}} + 3 \cdot P_{cu_{sec}} \quad (2.81)$$

$$P_e = 2 \cdot 2,843 + 3 \cdot 0,954 = 8,55W$$

Portanto a perda total no transformador, é determinada através da soma da perda no núcleo e a perda nos enrolamentos do transformador, como mostra (2.95).

$$P_{total} = P_n + P_e \quad (2.82)$$

$$P_{total} = 5,34 + 8,55 = 13,89W$$

### 2.5.2 Perdas nos interruptores

Considerando a perda por condução e comutação associada ao interruptor escolhido, a perda total em cada interruptor corresponde ao somatório dessas duas perdas.

As perdas por condução e comutação são determinadas considerando as especificações do interruptor anteriormente apresentada, através das Equação (2.85) e (2.86), respectivamente. O valor da resistência do canal é corrigido através da curva encontrada no catálogo do fabricante para a temperatura de 100°C.

$$P_{S1_{cond}} = R_{ds} \cdot 1,8 \cdot I_{S1_{ef}}^2 \quad (2.83)$$

$$P_{S1_{cond}} = 17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,8 \cdot (9,197)^2 = 2,66W$$

$$PS1_{com} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot ILb_{med}\right) \cdot Vi_{min} \cdot (t_{fn} + t_{rn}) \cdot f_s \quad (2.84)$$

$$PS1_{com} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot 25,06\right) \cdot 42 \cdot (110 \cdot 10^{-9} + 160 \cdot 10^{-9}) \cdot 25000 = 1,776W$$

A corrente eficaz que circula através dos interruptores  $S_3$  e  $S_4$  é a mesma que circula no primário do transformador auxiliar  $Tr_2$ . Com isso, a perda nos interruptores  $S_3$  e  $S_4$  é dada por:

$$PS3_{cond} = Rds \cdot 1,8 \cdot I_{pri_{ef}}^2 \quad (2.85)$$

$$PS3_{cond} = 17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,8 \cdot (3,571)^2 = 0,40W$$

$$PS3_{com} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot ILb_{med}\right) \cdot V_{pTr2} \cdot (t_{fn} + t_{rn}) \cdot f_s \quad (2.86)$$

$$PS3_{com} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot 25,06\right) \cdot 70 \cdot (110 \cdot 10^{-9} + 160 \cdot 10^{-9}) \cdot 25000 = 2,96W$$

Portanto, a perda total nos interruptores é dada pela soma das perdas nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , e as perdas nos interruptores  $S_3$  e  $S_4$ , como mostra a Equação 2.87.

$$PS_{total} = 2 \cdot (PS1_{cond} + PS1_{com}) + 2 \cdot (PS3_{cond} + PS3_{com}) \quad (2.87)$$

$$PS_{total} = 2 \cdot (2,66 + 1,78) + 2 \cdot (0,40 + 2,96) = 15,6W$$

### 2.5.3 Perdas nos diodos

O cálculo das perdas nos diodos é feito considerando as especificações do diodo escolhido apresentado na Tabela 15. Portanto, a potência dissipada nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  em série com as chaves  $S_1$  e  $S_2$  é dada por (2.88).

$$PD1_{cond} = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_D} \cdot ID1ef^2 + V_{FO} \cdot ID1md \quad (2.88)$$

$$PD1_{cond} = \frac{1,3 - 0,7}{25} \cdot 3,5^2 + 0,7 \cdot 1,949 = 1,66W$$

Enquanto que a potência dissipada nos diodos da ponte retificadora é dada por (2.89).

$$PD3_{cond} = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_D} \cdot ID3ef^2 + V_{FO} \cdot ID3md \quad (2.89)$$

$$PD3_{cond} = \frac{1,3 - 0,7}{25} \cdot 1,77^2 + 0,7 \cdot 0,975 = 0,758W$$

Considerando a perda de potência em cada diodo do conversor, a perda total é dada como o somatório dessas perdas individuais. Assim a perda total é expressa através da Equação 2.90.

$$PDr1_{total} = (2 \cdot PD1_{cond} + 16 \cdot PD3_{cond}) \quad (2.90)$$

$$PDr1_{total} = (2 \cdot 1,66 + 16 \cdot 0,758) = 15,44W$$

### 2.5.4 Perdas no transformador $Tr_2$

Para o cálculo das perdas no núcleo do transformador  $Tr_2$ , é considerado o peso do núcleo adotado em grama (NEE 42/21/20), bem como as perdas por peso para a frequência e densidade de fluxo de projeto, dadas no catálogo do material IP12R.

Com isso, o peso do núcleo adotado e as perdas para a frequência e densidade de fluxo de projeto são:

$$peso_{Tr2} = 56g$$

$$P_{pTr2} = 30mW/g$$

Portanto a perda no núcleo é determinada usando (2.91).

$$P_n = peso \cdot P_p \cdot \frac{1}{1000} \quad (2.91)$$

$$P_n = 56 \cdot 30 \cdot \frac{1}{1000} = 1,68W$$

Entretanto, a determinação da perda total nos enrolamentos é feita considerando as perdas nos enrolamentos do primário e secundário do transformador. Levando em conta a resistividade do cobre ( $\rho$ ) e o comprimento médio de uma espira ( $le$ ) em centímetros, essas perdas são determinadas usando (2.92) e (2.93).

$$P_{cu_{prim}} = \frac{N_p \cdot le \cdot \rho}{S_{pri}} \cdot I_{pri_{ef}}^2 \quad (2.92)$$

$$P_{cu_{prim}} = \frac{37 \cdot 15,8 \cdot 1,73 \cdot 10^{-6}}{0,0089} \cdot 3,571^2 = 1,44W$$

$$P_{cu_{sec}} = \frac{N_s \cdot le \cdot \rho}{S_{sec}} \cdot I_{sec_{ef}}^2 \quad (2.93)$$

$$P_{cu_{sec}} = \frac{107 \cdot 15,8 \cdot 1,73 \cdot 10^{-6}}{0,0031} \cdot 1,25^2 = 1,47W$$

Com isso, a perda total nos enrolamentos do transformador é dada pela expressão em (2.94).

$$P_e = P_{cu_{prim}} + P_{cu_{sec}} \quad (2.94)$$

$$P_e = 1,44 + 1,47 = 2,91W$$

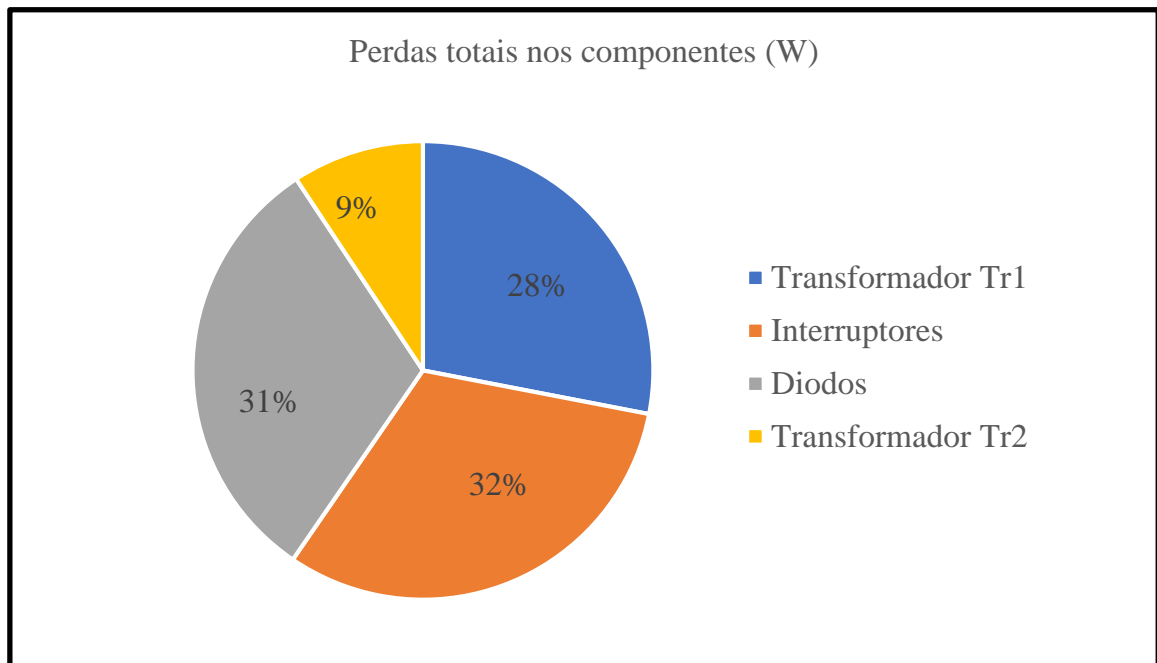
Portanto a perda total no transformador, é determinada através da soma da perda no núcleo e a perda nos enrolamentos do transformador, como mostra (2.95).

$$P_{total} = P_n + P_e \quad (2.95)$$

$$P_{total} = 1,68 + 2,91 = 4,59W$$

O gráfico da Figura 22 mostra a distribuição de perdas nos componentes do conversor, onde é possível observar que a maior perda ocorre nos interruptores do conversor, e a menor perda ocorre no transformador auxiliar  $Tr_2$ .

Figura 22 – Distribuição das perdas no conversor proposto.



Fonte: Próprio autor.

## 2.6 Cálculo Térmico

Nesta seção é apresentada o dimensionamento do dissipador para os semicondutores controlados e não controlados, MOSFETs e diodos, respectivamente. Considerando as especificações técnicas do MOSFET e do diodo adotado para o projeto anteriormente mostrado, a resistência térmica dissipador-ambiente ( $R_{da}$ ) para chaves e diodos são calculadas levando em consideração a temperatura ambiente  $T_a = 40^\circ\text{C}$ .

### 2.6.1 Interruptores

A resistência térmica dissipador-ambiente ( $R_{da}$ ) para os interruptores, considerando a temperatura máxima de junção ( $T_{j_{max}} = 100^\circ\text{C}$ ) é dada por 2.96.

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_{S_{total}}} - R_{jc} - R_{cd} \quad (2.96)$$

$$R_{da} = \frac{100 - 40}{15,6} - 0,25 - 0,24 = 3,36^\circ\text{C}/\text{W}$$

O dissipador comercial escolhido deve apresentar um  $R_{da}$  menor ao valor calculado. Para tal, pode ser adotado o dissipador HS7324 com resistência térmica de  $2,59^\circ\text{C}/\text{W}$  por 4 polegadas.

### 2.6.2 Diodos

A resistência térmica dissipador-ambiente ( $R_{da}$ ) para os diodos da ponte retificadora no secundário, considerando a temperatura máxima de junção ( $T_{j_{max}} = 100^\circ\text{C}$ ) é dada por 2.97.

$$R_{da} = \frac{T_{j_{max}} - T_a}{P_{Dr1_{total}}} - R_{jc} - R_{cd} \quad (2.97)$$

$$R_{da} = \frac{100 - 40}{15,44} - 0,25 - 0,24 = 3,40^\circ\text{C}/\text{W}$$

Com isso, pode ser adotado também o dissipador HS7324 com resistência térmica de  $2,59^\circ\text{C}/\text{W}$  por 4 polegadas.

## 2.7 Conclusão

Em suma, no presente capítulo, foi estudada a topologia do conversor CC-CC Push-Pull alimentado em corrente multiportas modificado. Na análise qualitativa foi apresentado a descrição das etapas de operação e as principais formas de onda. Já na análise quantitativa foi realizado o equacionamento, no qual foi determinado os parâmetros de dimensionamento. Posteriormente, após fazer as especificações e assumindo considerações de projeto, foi realizado um exemplo de projeto para dimensionar os componentes. E finalmente os elementos semicondutores e demais componentes foram escolhidos segundo os esforços calculados.

### 3 PROJETO DE CONTROLE DO CONVERSOR

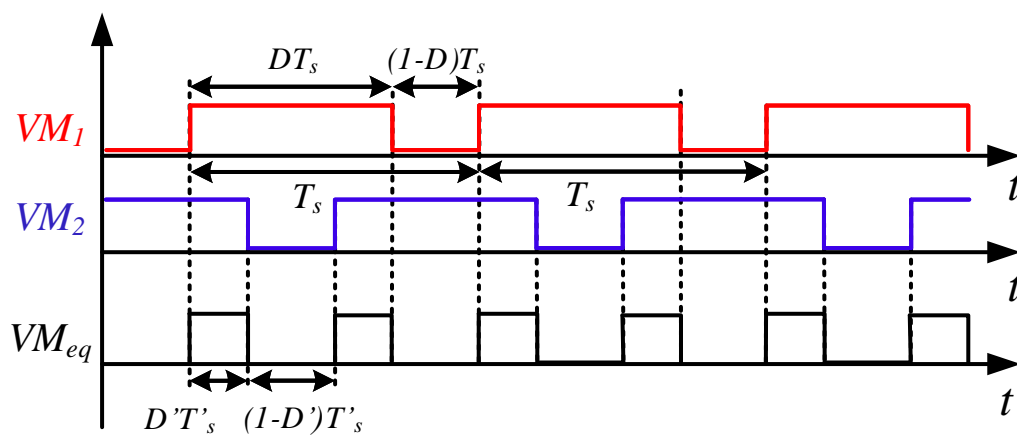
#### 3.1 Introdução

Para conseguir uma tensão de saída regulada é necessário implementar um circuito de controle, que monitore a tensão de saída, cuja amostra é comparada com a tensão de referência. Neste capítulo é realizado o projeto de controle do conversor proposto baseado no seu conversor equivalente.

#### 3.2 Conversor Proposto e seu Conversor Equivalente

O conversor *CC-CC Push-Pull* alimentado em corrente multiportas modificado é um conversor isolado derivado do conversor *CC-CC Boost* baseado na CCTE, e por sua vez é um conversor derivado do conversor *CC-CC Boost* clássico. No conversor proposto, duas parcelas de energia são armazenadas durante a superposição dos sinais e as mesmas transferidas para a saída quando uma das chaves entra em corte ou bloqueio. A mesma situação deve ocorrer com o conversor equivalente, e para que isso seja possível é necessário que a frequência de comutação seja dobrada, como é possível observar na Figura 23.

Figura 23 – Modulação PWM do conversor original e equivalente.



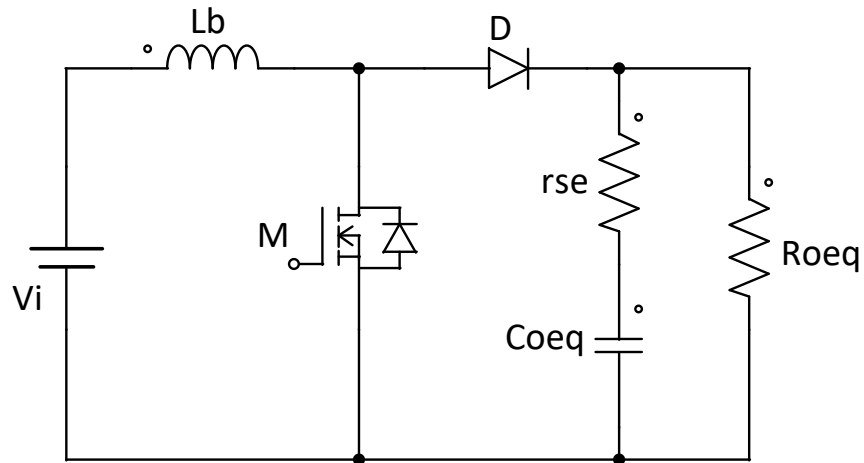
Fonte: Próprio autor.



### 3.2.1 Conversor equivalente

Para facilitar o estudo e a modelagem do conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente multiportas modificado, todos os componentes são levados para o circuito equivalente *Boost* clássico como é mostrado na Figura 24.

Figura 24 – Conversor CC-CC *Boost* equivalente.



Fonte: Próprio autor.

#### 3.2.1.1 Equacionamento do circuito equivalente

São apresentadas a seguir as equações necessárias para determinar os parâmetros do circuito *Boost* clássico equivalente. De acordo com a Figura 23 é determinada a frequência de comutação do conversor equivalente, a qual é o dobro da frequência do conversor original, e a razão cíclica equivalente é  $(2D - 1)$  como proposto por Torrico-Bascopé *et al.* (2006).

$$f_{seq} = 2 \cdot f_s = 50kHz \quad (3.1)$$

$$D_{eq} = 2 \cdot D_{max} - 1 \quad (3.2)$$

$$D_{eq} = 2 \cdot 0,7 - 1 = 0,4$$

O valor de tensão na entrada e na saída do conversor equivalente é dado pelas expressões em (3.3) e (3.4), respectivamente.

$$V_{ieq} = V_{imin} = 42V \quad (3.3)$$

$$V_{oeq} = V_{ieq} \cdot \frac{1}{1 - D_{eq}} \quad (3.4)$$

$$V_{oeq} = 42 \cdot \frac{1}{1 - 0,4} = 70V$$

Sabendo o valor da tensão de saída do conversor proposto e do conversor equivalente, determina-se a relação de tensões de saída dos conversores original e equivalente, denominado de  $r_v$ .

$$r_v = \frac{V_o}{V_{oeq}} = \frac{800}{70} = 11,429 \quad (3.5)$$

O valor da indutância, da capacitância e da resistência série equivalente do conversor equivalente é dado pela expressão em (3.6), (3.7) e (3.8).

$$L_{beq} = L_b = 103,4\mu H \quad (3.6)$$

$$C_{oeq} = r_v^2 \cdot C_o = 0,065F \quad (3.7)$$

$$R_{seeq} = \frac{R_{se}}{r_v^2} = 1,148m\Omega \quad (3.8)$$

Finalmente, foi determinado o valor da resistência da carga através da expressão em (3.9).

$$R_{oeq} = \frac{R_o}{r_v^2} = 4,9\Omega \quad (3.9)$$



- $F_m(s)$ : Ganho do modulador PWM.
- $G_i(s)$ : Função de transferência relacionando a corrente no indutor com a razão cíclica.
- $H_i(s)$ : Ganho de amostragem de corrente.
- $H_e(s)$ : Função de transferência de amostragem.
- $C_v(s)$ : Função de transferência do controlador de tensão.
- $Z(s)$ : Função de transferência tensão de saída/corrente no indutor.
- $H_v(s)$ : Ganho de amostragem de tensão.

Na qual a função de transferência de amostragem  $H_e(s)$  se refere a uma equação matemática utilizada para testar a robustez do controle implementado como mostrado por Tang *et al.* (1993).

### 3.3.1 Projeto da malha de corrente

A amplitude do sinal de tensão da portadora dente de serra para esse circuito é  $V_D = 5V$ , a tensão de referência da malha de corrente  $V_{refi} = 2,5V$ , e o ganho do sensor Hall de corrente de 50 A, é  $K_{hall} = 0,04$ . Portanto, o ganho do amplificador diferencial é dado pela expressão em (3.10).

$$K_{dif} = \frac{V_{refi}}{I_{imax} \cdot K_{hall}} = 2,494 \quad (3.10)$$

Sendo  $s = j \cdot \omega$  e  $\omega z = \pi f_{seq}$  as funções de transferências são descritas a seguir:

$$F_m(s) = \frac{1}{V_D} \quad (3.11)$$

$$H_i(s) = K_{hall} \cdot K_{dif} \quad (3.12)$$

$$G_i(s) = \frac{V_{oeq}}{s \cdot L_{beq}} \quad (3.13)$$

$$Q_z = \frac{-2}{\pi} \quad (3.14)$$

$$f_o = \frac{D_{eqlinha}}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{Lb_{eq} \cdot C_{oeq}}} = 36,74Hz \quad (3.15)$$

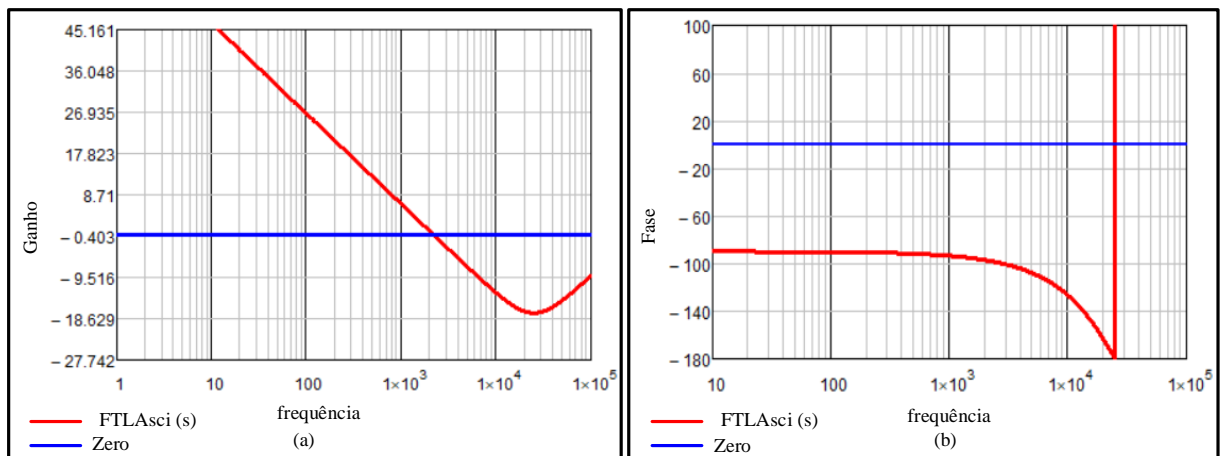
$$He(s) = 1 + \frac{s}{\omega_z Q_z} + \left(\frac{s}{\omega_z}\right)^2 \quad (3.16)$$

A função de transferência de laço aberto sem compensador é dada pela seguinte expressão:

$$FTLAsci(s) = Gi(s) \cdot Fm(s) \cdot Hi(s) \cdot He(s) \quad (3.17)$$

Com auxílio de um *software* matemático, é traçado o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador, como mostrado na Figura 26.

Figura 26 – Diagrama de Bode de FTLAsci(s): (a) ganho, (b) fase.



Fonte: Próprio autor.

É utilizada a metodologia mostrada por Venable (1986) para a determinação dos compensadores para o controle do conversor. No projeto é escolhida a frequência de cruzamento igual a um oitavo da frequência de comutação equivalente, de forma a evitar os efeitos do chaveamento sobre o sinal de controle.

$$f_{ci} = \frac{f_{seq}}{8} = 6,25kHz \quad (3.18)$$

Observando o diagrama de Bode, para esta frequência de cruzamento o sistema apresenta uma atenuação de -8,8dB, assim, o compensador deve ter um ganho de 8,8dB. Em 6,25kHz a defasagem provocada pela  $FTL_{Asci}(s)$  é de -112,7 graus.

$$P = \arg(FTL_{Asci}(f_{ci} \cdot 2\pi)) \cdot \frac{180}{\pi} = -112,728 \text{ graus} \quad (3.19)$$

Portanto, definindo a margem de fase de  $MF=30$  graus, de forma que o controlador apresente uma resposta mais rápida, o ganho do compensador e o avanço de fase requerida é dada por (3.20) e (3.21), respetivamente.

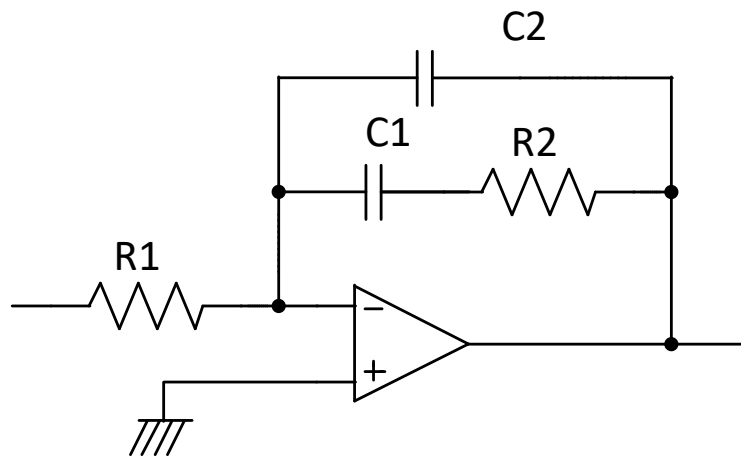
$$AV = 20 \cdot \log(|FTL_{Asci}(f_{ci} \cdot 2\pi)|) = -9,133 \text{ dB} \quad (3.20)$$

$$\alpha = MF - P - 90 = 52,728 \text{ graus} \quad (3.21)$$

Já que o valor do avanço de fase,  $\alpha$ , é menor que 90 graus, para a malha de corrente foi escolhido o compensador proporcional-integral com filtro (PI com filtro, também chamado de Tipo 2), o qual apresenta um zero e dois polos.

A partir dos critérios adotados acima indicados, é possível determinar os componentes do compensador, apresentado na Figura 27.

Figura 27 – Circuito do compensador.

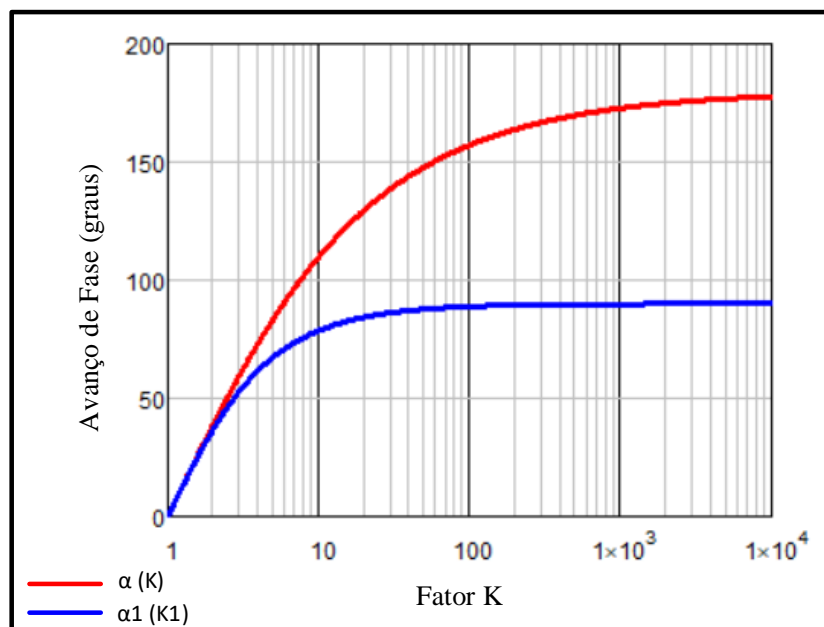


Assim, procede-se a determinação do fator K a partir das curvas  $\alpha = f(k)$ , mostrada na Figura 28 dadas pelas expressões:

$$\alpha(k) = (4 \cdot \text{atan}(\sqrt{k}) - \pi) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3.22)$$

$$\alpha_1(k_1) = (2 \cdot \text{atan}(k_1) - \frac{\pi}{2}) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3.23)$$

Figura 28 – Curvas de avanço de fase em função do fator K.



Fonte: Venable (1986).

Para o avanço de fase calculado, o fator K é aproximadamente  $K=2,96$ , e o ganho do compensador em termos do valor absoluto é mostrado na expressão em (3.24).

$$G = 10^{\frac{|AV|}{20}} = 2,862 \quad (3.24)$$

Portanto, a frequência de zeros e polos, bem como o ganho em termos de valor absoluto são determinados pelas seguintes expressões:

$$F_{z1} = \left(\frac{f_{ci}}{K}\right) = 2,11kHz \quad (3.25)$$

$$Fp1 = (f_{ci} \cdot K) = 18,5kHz \quad (3.26)$$

Assim, assumindo  $R1=10000 \Omega$  e usando as equações correspondentes do compensador proporcional-integral com filtro, tem-se:

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot G \cdot K \cdot R1} = 300,6pF \quad (3.27)$$

$$C1 = C2 \cdot (K^2 - 1) = 2,33nF \quad (3.28)$$

$$R2 = \frac{K}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot C1} = 32,3k\Omega \quad (3.29)$$

Para fins de implementação, adotou-se os componentes com valores comercial de  $C2 = 330pF$ ,  $C1 = 3,3nF$  e  $R2 = 33 k\Omega$ .

A função de transferência do compensador anteriormente apresentado é:

$$Ci(s) = \frac{1 + s \cdot C1 \cdot R2}{R1 \cdot s \cdot (C1 + C2 + s \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2)} \quad (3.30)$$

O diagrama de Bode do compensador é mostrado na Figura 29.

A função de transferência de laço aberto com compensador  $FTLAcci(s)$  do sistema é igual a:

$$FTLAcci(s) = FTLASci(s) \cdot Ci(s) \quad (3.31)$$

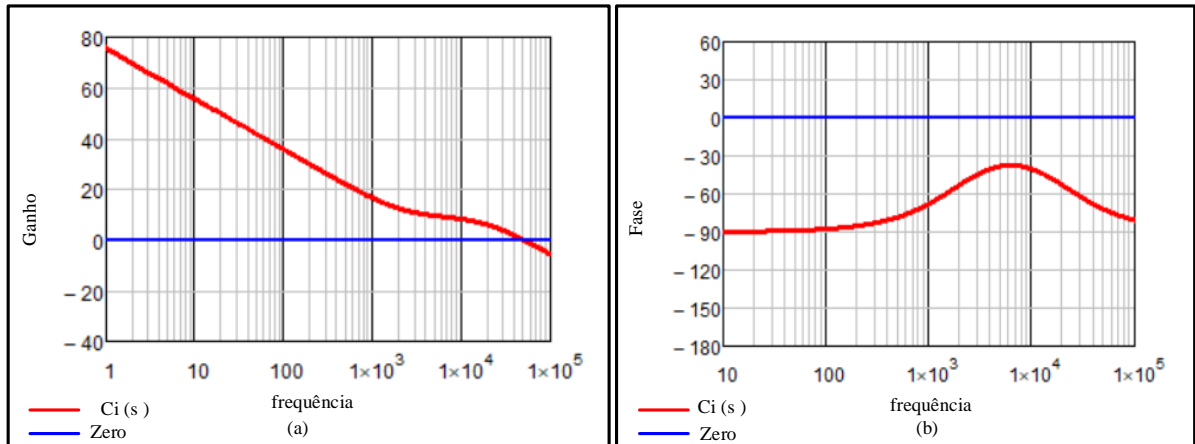
O diagrama de BODE da função de transferência  $FTLAcci(s)$  é mostrado na Figura 30.

Portanto a margem de fase é:

$$Margemfase = \left| -180 - \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLAcci(2 \cdot \pi \cdot f_{ci})) \right| = 29,93graus \quad (3.32)$$

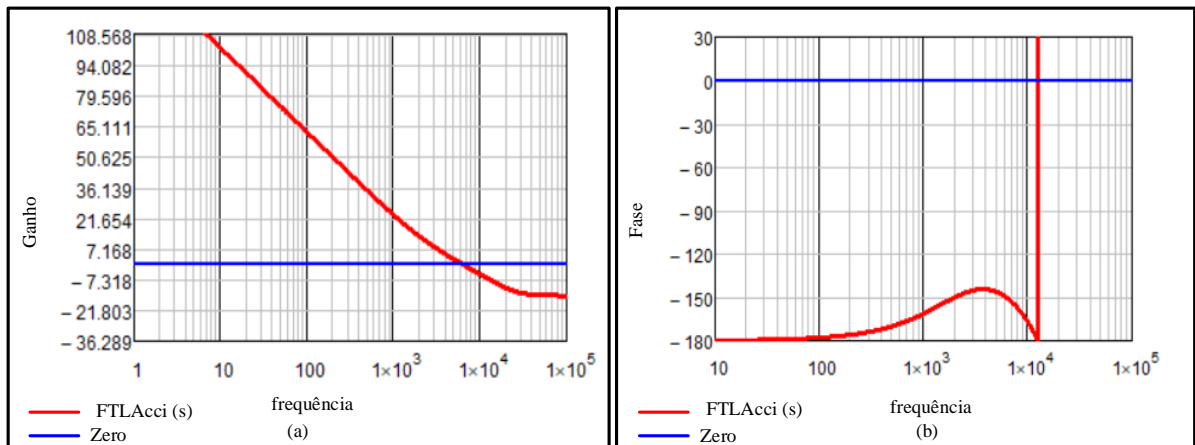


Figura 29 – Diagrama de Bode do compensador  $Ci(s)$ : (a) ganho, (b) fase.



Fonte: Próprio autor.

Figura 30 – Diagrama de Bode da  $FTLAcci(s)$ : (a) ganho, (b) fase.



Fonte: Próprio autor.

### 3.3.2 Projeto da malha de tensão

Considerando a tensão de referência  $V_{refv} = 2,5V$ , a função de transferência do elemento de medição é dada pela expressão (3.33).

$$Hv(s) = \frac{V_{refv}}{V_{oeq}} \quad (3.33)$$

A função de transferência aproximada da tensão de saída em função da corrente no

indutor é mostrada em (3.34).

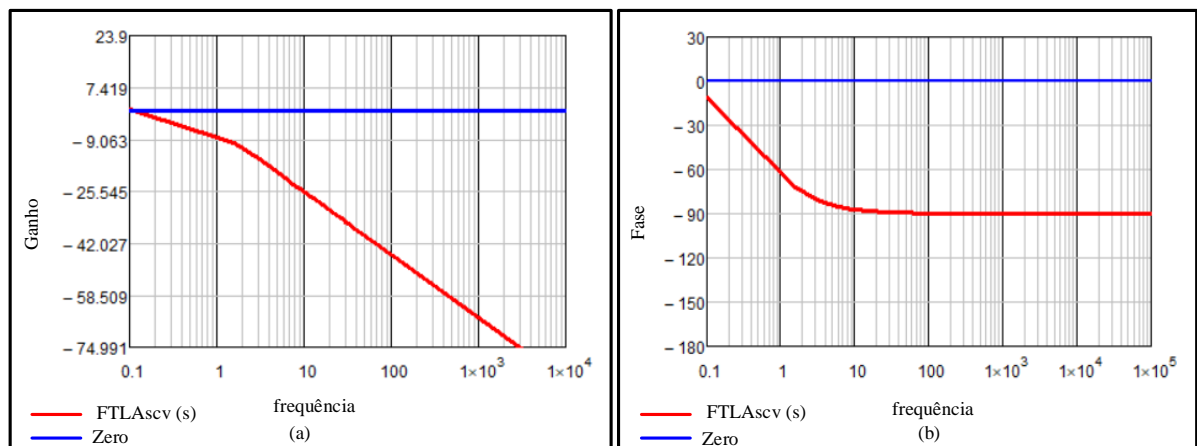
$$Z(s) = Deq_{linha} \cdot \frac{R_{oeq}}{1 + s \cdot C_{oeq} \cdot R_{oeq}} \quad (3.34)$$

A função de transferência de laço aberto sem compensador é dada pela expressão (3.35).

$$FTLAsc(s) = \frac{1}{Hi(s)} \cdot Hv(s) \cdot Z(s) \quad (3.35)$$

Com auxílio do *software* matemático é traçado o módulo e a fase do diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador, conforme é possível observar na Figura 31.

Figura 31 – Diagrama de Bode da  $FTLAsc(s)$ : (a) ganho, (b) fase.



Fonte: Próprio autor.

Para o projeto, escolhe-se a frequência de cruzamento igual a 20Hz, e observando o diagrama de Bode, para esta frequência o sistema apresenta uma atenuação de -31,65dB, assim o compensador deve proporcionar um ganho de 31,65 dB. Em 20Hz a defasagem provocada por  $FTLAsc(s)$  é de -88,57 graus.

$$P = \arg(FTLAsc(f_{cv} \cdot 2\pi)) \cdot \frac{180}{\pi} = -88,57 \text{ graus} \quad (3.36)$$

Portanto, definindo a margem de fase igual a 60 graus, o ganho do compensador e o avanço de fase, são determinados pelas expressões (3.37) e (3.38), respectivamente.

$$AV = 20 \cdot \log(|FTLAsc_v(f_{cv} \cdot 2 \cdot \pi)|) = 31,64dB \quad (3.37)$$

$$\alpha = MF - P - 90 = 58,575\text{graus} \quad (3.38)$$

Para a malha de tensão, também foi escolhido um compensador proporcional integral com filtro (PI com filtro, também denominado de Tipo 2)) como mostrado na Figura 27, cuja função de transferência apresenta um zero e dois polos.

Conhecendo o avanço de fase e usando a curva da Figura 27, o fator K é aproximadamente  $K=3,43$ .

Com isso, é determinado o valor da frequência de zero e polo, bem como o ganho do compensador em termos de valor absoluto.

$$F_{z1} = \left(\frac{f_{cv}}{K}\right) = 5,79Hz \quad (3.39)$$

$$F_{p1} = (f_{cv} \cdot K) = 69Hz \quad (3.40)$$

$$G = 10^{\frac{|AV|}{20}} = 38,2 \quad (3.41)$$

A partir dos critérios adotados é possível determinar os componentes do compensador. Portanto, assumindo  $R1=10000 \Omega$ , e usando as equações da referência, tem-se:

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot G \cdot K \cdot R1} = 6,03nF \quad (3.42)$$

$$C1 = C2 \cdot (K^2 - 1) = 65,8nF \quad (3.43)$$

$$R2 = \frac{K}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot C1} = 417,2k\Omega \quad (3.44)$$

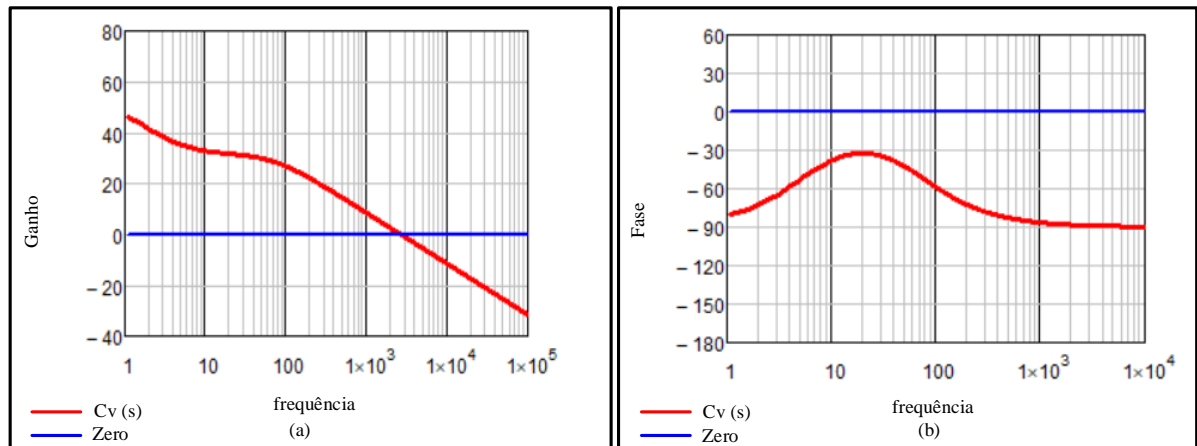
Para fins de implementação, adota-se os componentes com valores comerciais de  $C2 = 6,8nF$ ,  $C1 = 68nF$  e  $R2 = 420 k\Omega$ .

A função de transferência do compensador da malha de tensão é:

$$Cv(s) = \frac{1 + s \cdot C1 \cdot R2}{R1 \cdot s \cdot (C1 + C2 + s \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2)} \quad (3.45)$$

O diagrama de Bode do compensador é mostrado na Figura 32.

Figura 32 – Diagrama de Bode do compensador  $Cv(s)$ : (a) ganho, (b) fase.



Fonte: Próprio autor.

A função de transferência de laço aberto com compensador  $FTL_{Accv}(s)$  do sistema é igual a:

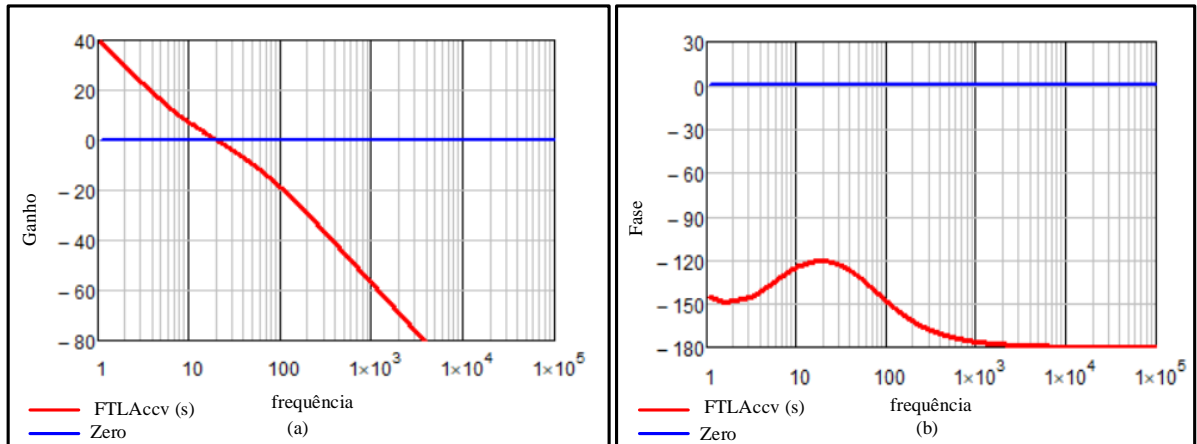
$$FTL_{Accv}(s) = FTL_{Asc}(s) \cdot Cv(s) \quad (3.46)$$

O diagrama de BODE da função de transferência  $FTL_{Accv}(s)$  é mostrado na Figura 33.

Portanto a margem de fase é:

$$Margem\ fase = \left| -180 - \frac{180}{\pi} \cdot arg(FTL_{Accv}(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})) \right| = 59,09\text{ graus.} \quad (3.47)$$

Figura 33 – Diagrama de Bode da  $FTL_{Accv}(s)$ : (a) ganho, (b) fase.



### 3.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um modelo matemático equivalente da função de transferência do conversor *CC-CC Push-Pull* alimentado em corrente multiportas modificado. Foram apresentadas as funções de transferência aproximadas  $G_i(\omega)$  e  $Z(\omega)$  para o conversor, e com essas funções de transferência, foi possível desenvolver o controle por corrente média do conversor proposto, onde o sinal de erro da malha de tensão serve como sinal de referência para a malha de corrente. Seguindo a metodologia proposta por Venable (1986) foi possível projetar os controladores do conversor usando a técnica de alocação de polos e zeros pelo fator  $K$ .

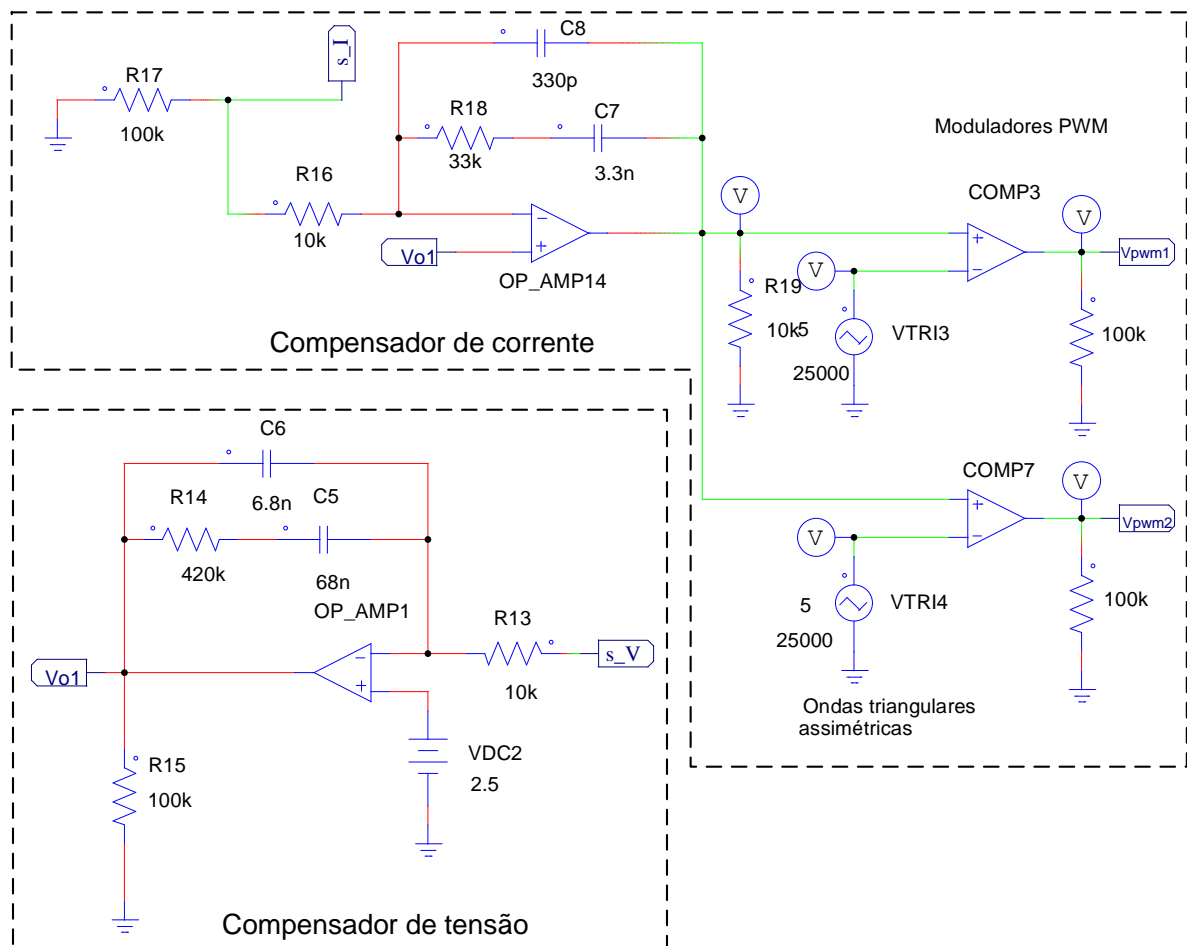
## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

### 4.1 Introdução

Nessa seção, resultados de simulação são apresentados para o conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente multiportas modificado, empregando a estratégia de controle por modo corrente média.

Com os valores dos elementos calculados, é possível, por meio de simulação validar as equações apresentadas nos capítulos anteriores. Na Figura 34 é mostrado o circuito de controle implementado via *software Psim*, e na Figura 35 é mostrado o circuito de potência simulado referente ao conversor proposto.

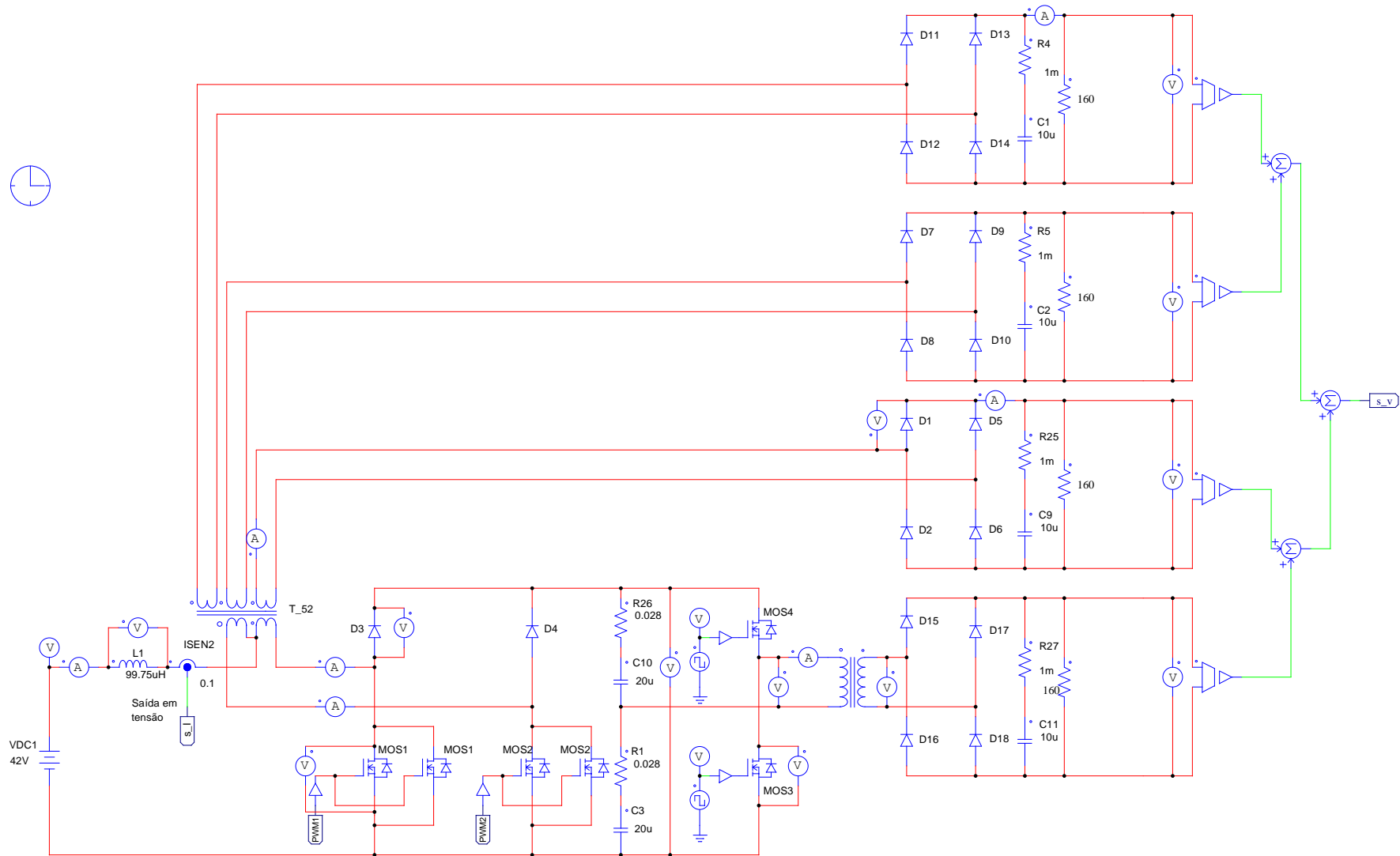
Figura 34 – Malhas de controle utilizadas na simulação.



Fonte: Próprio autor.

Fazendo os ajustes necessários nos divisores resistivos é possível obter a amostra de tensão correta.

Figura 35 – Circuito de potência usado na simulação via Psim.



As formas de onda obtidas são apresentadas em regime permanente e em regime dinâmico. Devido à grande quantidade de semicondutores no conversor e pelo fato do mesmo apresentar quatro saídas, sendo que estas saídas operam de maneira análoga, os resultados referentes aos semicondutores são apresentados apenas para uma saída, sendo equivalentes para as demais saídas.

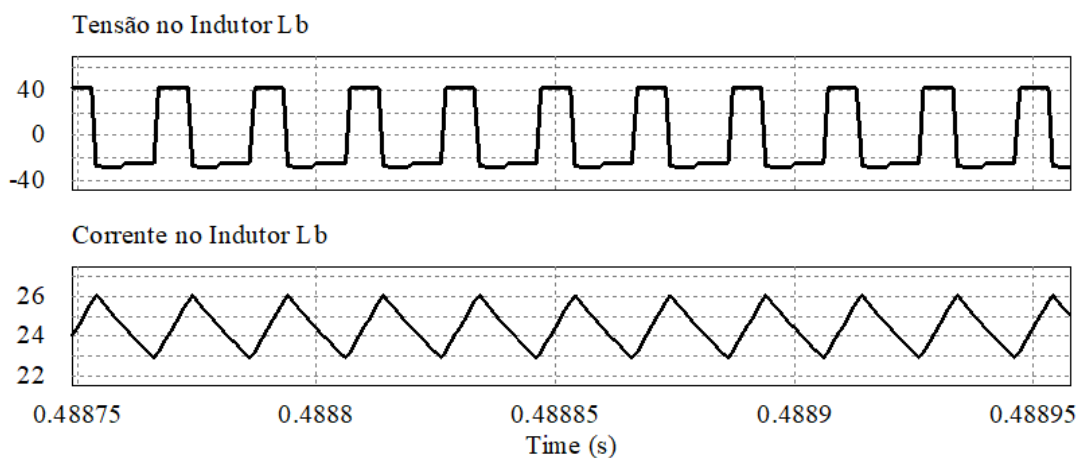
## 4.2 Formas de onda em regime permanente.

Nesta seção são apresentadas as formas de onda nos componentes do conversor, operando em regime permanente.

### 4.2.1 Esforços de tensão e corrente no indutor $L_b$ .

As formas de onda da tensão e corrente no indutor  $L_b$  são apresentadas na Figura 36, e se referem a tensão e corrente na entrada do conversor.

Figura 36 – Formas de onda de tensão e corrente no indutor  $L_b$ .



Fonte: Próprio autor.

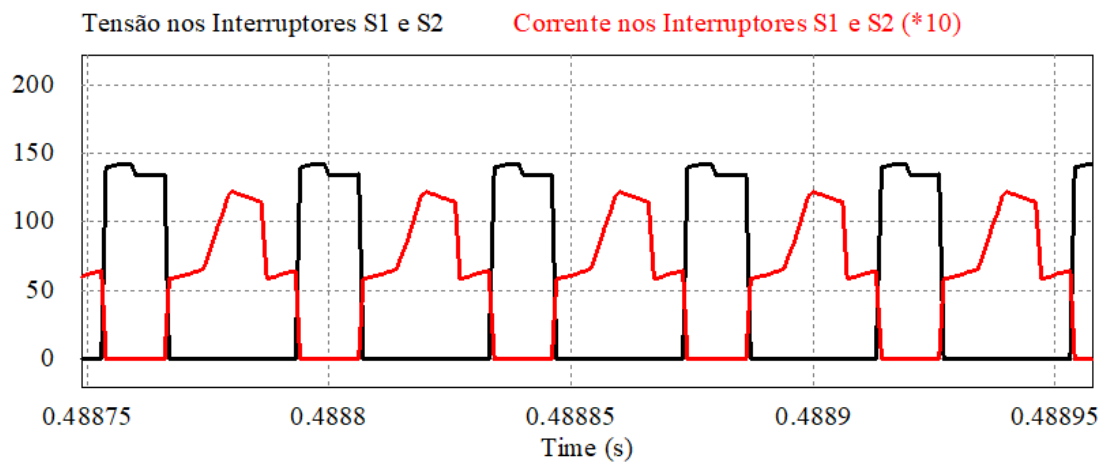
Observa-se que a tensão no indutor sofre influência da comutação em alta frequência, enquanto a corrente mantém-se contínua com baixa ondulação ( $<3$  A), estando dentro do valor calculado. Os resultados obtidos estão de acordo com os valores determinados no exemplo de projeto apresentado.



#### 4.2.2 Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

São apresentadas as formas de onda de tensão e corrente para os interruptores principais ( $S_1$  e  $S_2$ ) do conversor, interruptores ( $S_3$  e  $S_4$ ), e o diodo  $D_3$  da ponte retificadora apenas por questões de simetria da topologia. Os demais diodos da ponte retificadora comportam-se de forma análoga. Os resultados para a tensão e corrente em  $S_1$ , são apresentados na Figura 37.

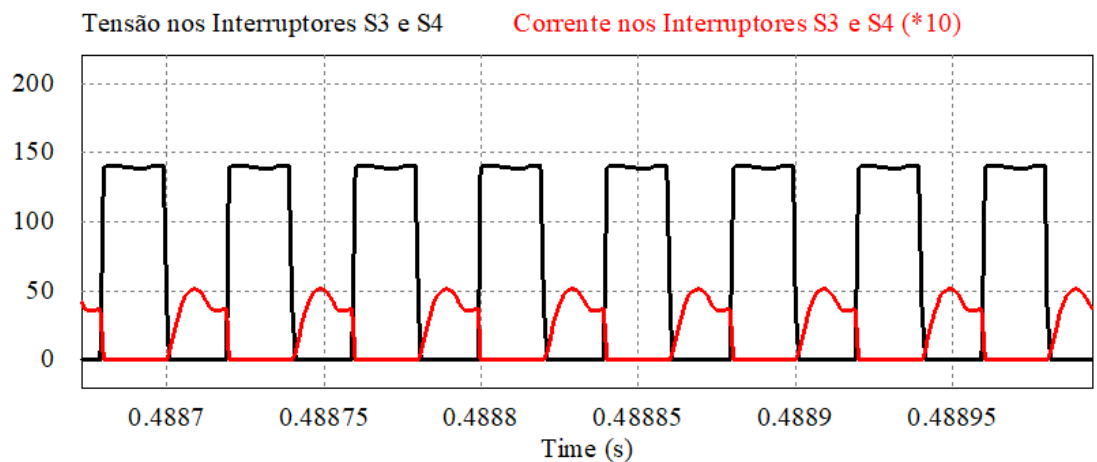
Figura 37 – Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .



Fonte: Próprio autor.

Os resultados para a tensão e corrente em  $S_3$  e  $S_4$ , são apresentados na Figura 38.

Figura 38 – Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores  $S_3$  e  $S_4$ .

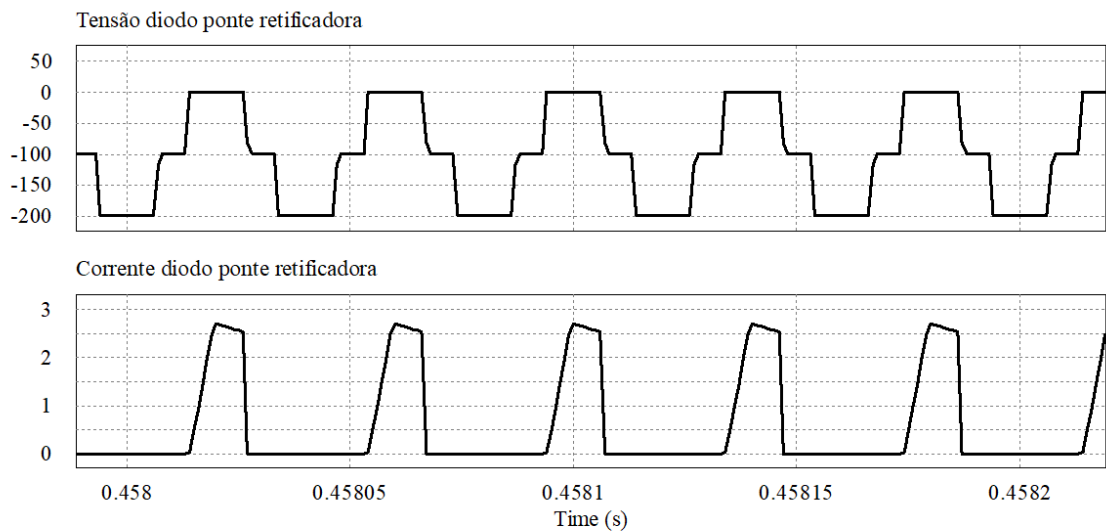


Fonte: Próprio autor.

Observa-se que a tensão máxima sobre os semicondutores  $S_1$  e  $S_2$ , bem como os interruptores  $S_3$  e  $S_4$  estão de acordo com valor teórico calculado. Na Figura 38 é possível observar que os interruptores  $S_3$  e  $S_4$  operam com comutação suave, na entrada em condução, graças a indutância de dispersão do transformador  $Tr_2$  que permite a carga e descarga das capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs relacionados ao circuito. Esta característica é atingida operando os interruptores  $S_3$  e  $S_4$  com a razão cíclica fixa próxima a 0,5, e ambos deslocados em 180 graus elétricos.

Os resultados para a tensão e corrente em  $D_3$ , são apresentados na Figura 39.

Figura 39 – Formas de onda da tensão e corrente diodo  $D_3$  da ponte retificadora.



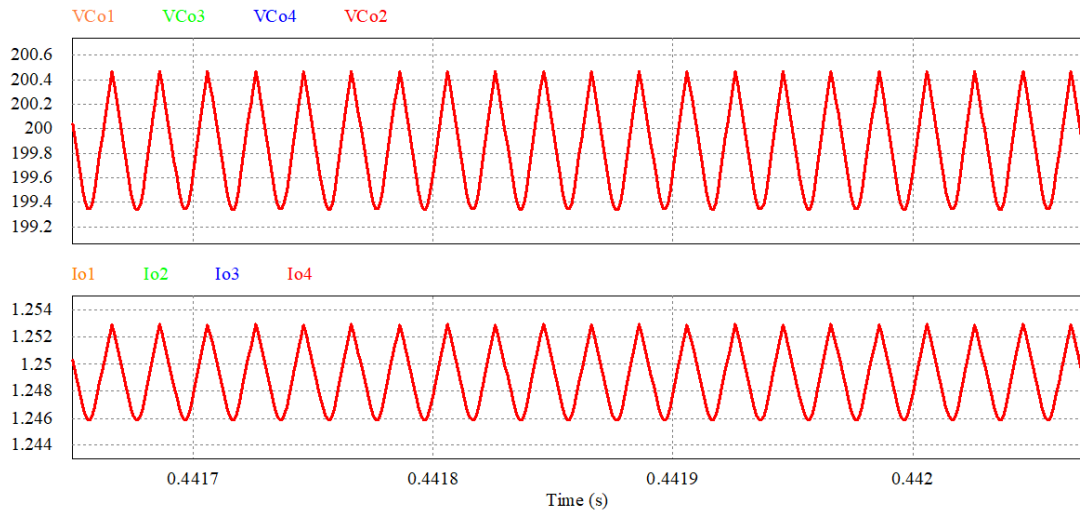
Fonte: Próprio autor.

### 4.2.3 Tensão e corrente na saída do conversor.

As formas de onda da tensão e corrente em cada saída do conversor são apresentadas na Figura 40, e apresentam ondulação de tensão dentro do valor esperado.

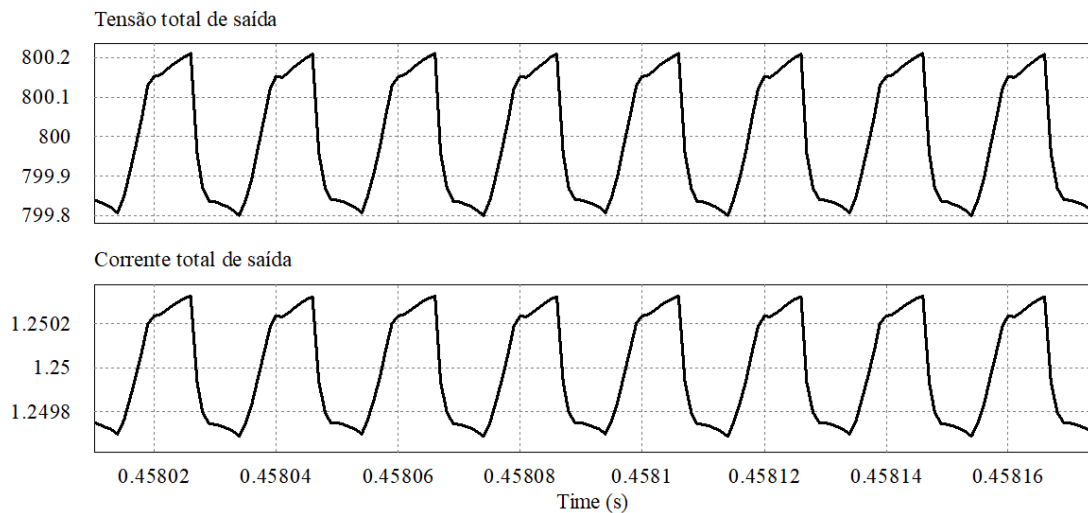
Sendo que as quatro saídas foram projetadas para proporcionar 200V, a tensão do barramento total corresponde a soma das quatro tensões. Portanto, associando em série as quatro saídas, é possível obter a forma de onda correspondente a tensão total do barramento e a corrente total de saída do conversor como é possível observar na Figura 41.

Figura 40 – Formas de onda de tensão e corrente em cada saída do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Figura 41 – Formas de onda de tensão e corrente total na saída do conversor.

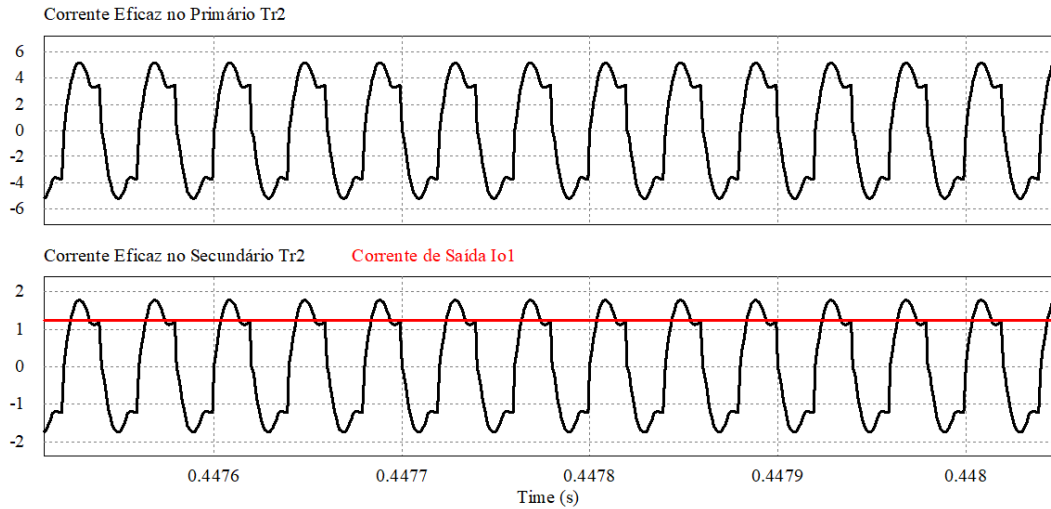


Fonte: Próprio autor.

#### 4.2.4 Transformador $Tr_2$

Na Figura 42 é mostrado a forma de onda referente a corrente no primário e no secundário do transformador  $Tr_2$ , bem como a corrente média correspondente a esta saída. Observa-se que as correntes no transformador  $Tr_2$  são quase ressonantes, o qual favorece a comutação suave dos semicondutores envolvidos a este circuito. Como a razão cíclica dos interruptores é próximo a 0,5, o pico de corrente no secundário do transformador  $Tr_2$  é aproximadamente igual à correspondente corrente de saída.

Figura 42 – Corrente no primário e secundário do transformador  $Tr_2$ .

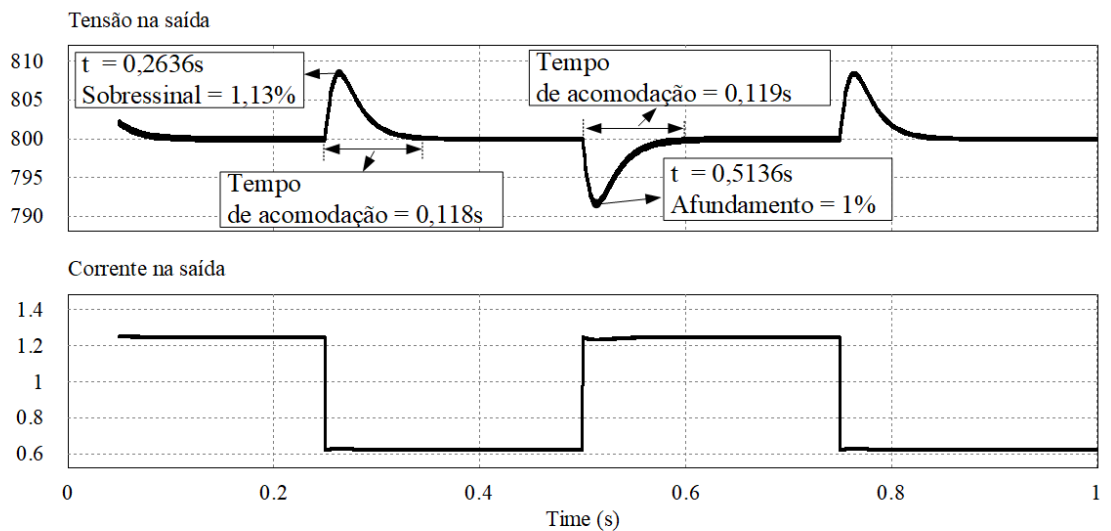


Fonte: Próprio autor.

### 4.3 Formas de onda em regime dinâmico

Para validação do controle projetado no capítulo 3, o conversor CC-CC Push-Pull alimentado em corrente multiportas modificado foi submetido a um degrau de carga de 50% a 100% e vice-versa, para a condição de tensão de entrada de 42 V. Na Figura 43 é mostrada a resposta de tensão e corrente na saída do conversor, para um degrau que vai de 1 kW a 500W, e vice-versa.

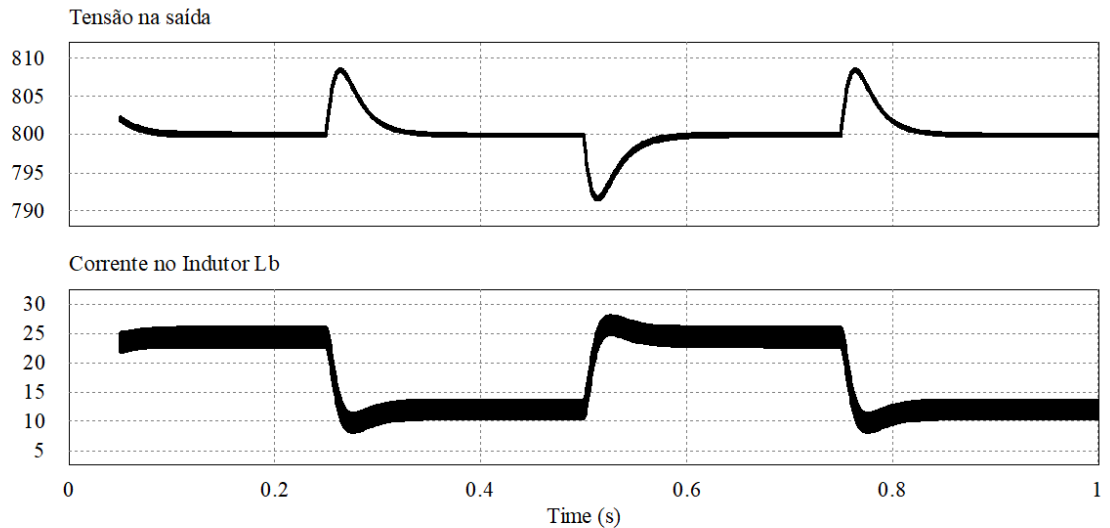
Figura 43 – Tensão e corrente na saída para degrau de carga de 100% a 50% e vice-versa.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 44 é mostrada a tensão na saída do conversor e o comportamento da corrente no indutor  $L_b$  na entrada do conversor, para um degrau que vai de 1 kW a 500W, e vice-versa.

Figura 44 – Tensão na saída e corrente no  $L_b$  para degrau de carga de 100% a 50% e vice-versa.



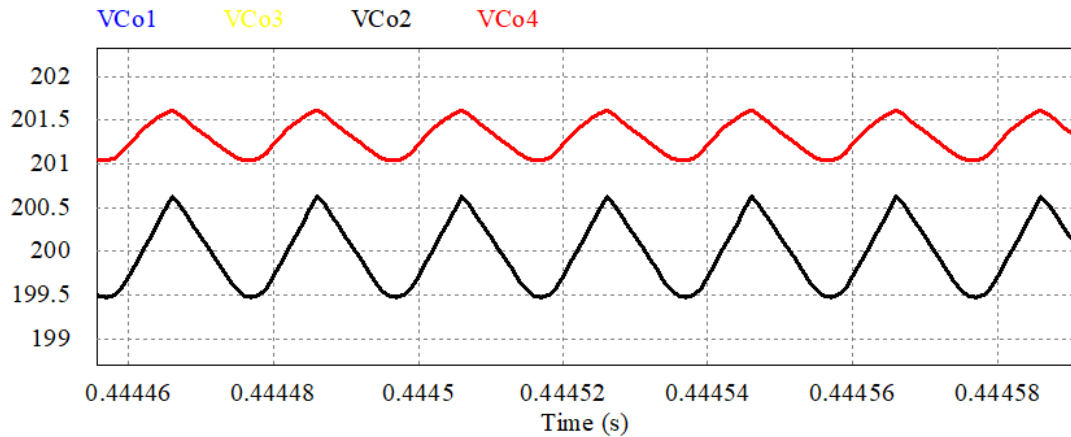
Fonte: Próprio autor.

Observa-se que, em qualquer caso, a tensão total do barramento CC permanece regulada em aproximadamente 800V em regime permanente, e após o degrau de carga, o transitório do conversor demora aproximadamente 120ms até retornar ao regime permanente, comprovando o correto funcionamento das malhas de controle. No capítulo 2 foi realizado o estudo estático do conversor do conversor push-pull proposto, onde toda a análise teórica foi desenvolvida, considerando que as tensões nos capacitores eram balanceadas. Entretanto, essas tensões podem se alterar, levando ao desbalanceamento. Desse modo foi realizado um teste considerando duas saídas desbalanceadas possuindo carga de 125W, e carga de 250W nas outras duas saídas .

A Figura 45 mostra a forma de onda referente as tensões na saída do conversor. Observa-se que a tensão nas saídas do conversor se mantêm regulada em aproximadamente 200 volts, o que reflete o bom comportamento da estratégia de controle adotada, mesmo possuindo cargas de potência diferentes. As duas saídas possuindo cargas de 125W apresentaram uma pequena variação na tensão de saída, mas estas se encontram dentro dos valores aceitáveis, onde o valor difere em aproximadamente 1,5V.

Alguns dos possíveis fatores que podem acarretar em desbalanceamento são: partida

Figura 45 – Tensão de saída para carga desbalanceada.

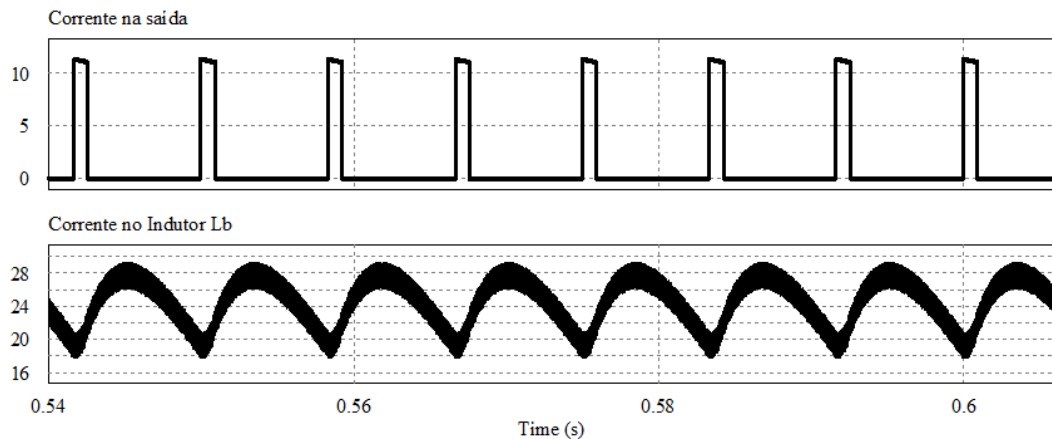


Fonte: Próprio autor.

do conversor, variação brusca na tensão do barramento, diferença nas correntes de fuga dos capacitores do barramento ou até mesmo pequena diferença entre os sinais de gatilho dos interruptores. Como resultado, a tensão sobre os interruptores se elevam, podendo chegar a valores indesejados e até destruí-los, e a ondulação de corrente no indutor também se eleva. Devido a isso, é necessário garantir que as tensões nos capacitores sejam balanceadas.

Visando a aplicação do barramento de saída do conversor para alimentar conversores CC-CA ou inversores, e uma vez que os conversores CC-CA drenam corrente pulsada, foi realizado um teste com carga não-linear com objetivo de verificar a influência da mesma na fonte de entrada do conversor. Os cálculos realizados para a determinação dos parâmetros da carga não-linear que representa um inversor, são apresentados no Anexo A.

Figura 46 – Corrente na saída e entrada do conversor para carga não-linear.



Fonte: Próprio autor.

É possível observar na Figura 46 o efeito da carga não linear na corrente do indutor  $L_b$  do conversor proposto. Diante disso, no projeto de controle do conversor, deve ser considerado esse aspecto na escolha da frequência de cruzamento da malha de tensão, uma vez que adotando valores elevados para conseguir uma resposta rápida, pode levar a ondulações de baixa frequência na corrente do indutor e da fonte de entrada, e desta maneira, permitir o aumento considerável de corrente eficazes nos componentes do conversor proposto.

A Tabela 18 apresenta a comparação entre os valores de corrente calculados com os valores obtidos por simulação, nos componentes do conversor proposto. São apresentados na Tabela 18 os valores de corrente eficazes que circulam através dos interruptores  $S_1$ - $S_4$ , indutor  $L_b$ , transformador  $T_{r1}$  (enrolamento primário e secundário), diodo  $D_1$  e  $D_2$  em série com os interruptores e diodos da ponte retificadora no secundário ( $D_3 - D_{18}$ ). São mostrados também valores de tensão de pico nos interruptores principais  $S_1$  e  $S_2$ , nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  em série com os interruptores, e nos diodos da ponte retificadora no secundário.

Tabela 18 – Comparação dos valores teóricos com os respectivos valores simulados.

	Valor Teórico	Valor Simulado	Erro (%)
$IS1_{ef}, IS2_{ef}[A]$	9,2	9,02	-1,99
$IS3_{ef}, IS4_{ef}[A]$	3,6	3,7	2,7
$ILb_{ef}[A]$	25	24,5	-2,04
$I_{efpri}[A]$	14,4	14,6	1,37
$I_{efsec}[A]$	1,68	1,7	1,18
$ID1_{ef}[A]$	3,5	3,4	-2,94
$ID3_{ef}[A]$	1,77	1,80	1,67
$VS1_{max}[V]$	140	140,5	0,36
$VD1_{pk}[V]$	140	140,2	0,14
$VD3_{pk}[V]$	200	200,05	0,25

Fonte: Próprio autor.

É possível observar que o erro existente entre os valores teóricos e os valores simulados são inferiores a 3%, validando dessa forma todo o cálculo teórico apresentado.

#### 4.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado os resultados de simulação do conversor sob estudo. As formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor conferem com as formas de onda teóricas apresentadas, e apresentam valores de acordo com o projeto realizado no capítulo 2.

Os resultados das formas de onda em regime dinâmico foram de acordo ao esperado, validando o correto funcionamento do controle projetado no capítulo 3. Além disso, foi possível observar na Tabela 18 a diferença entre os valores teóricos e simulados para o conversor, validando as equações utilizadas para o dimensionamento dos componentes do conversor.



## 5 CONCLUSÃO GERAL E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O estudo desenvolvido neste trabalho originou-se da busca por alternativas, dentro da eletrônica de potência, para gerar diversas fontes de tensão isoladas de saída, a partir de uma única fonte de tensão de entrada, com a finalidade de aplicação em inversores multiníveis de tensão. Neste contexto, o uso de conversores CC-CC multiportas permite que tal objetivo seja alcançado. Neste contexto, o conversor proposto pode ser adaptado aos inversores de tensão que necessitam capacitores conectados em série com valores de tensão balanceadas, ou aos inversores que necessitam entradas isoladas.

Contudo, a utilização de conversores CC-CC multiportas clássicos alcança baixos rendimentos devido as perdas nos dispositivos semicondutores. Visando o melhoramento do rendimento desses conversores, é elaborado um estudo do conversor CC-CC *Push-Pull* alimentado em corrente multiportas modificado, que surge como uma solução mais eficiente para esta aplicação, pois, evita-se a dissipação de potência nos transistores do circuito principal que fica no lado esquerdo visualizando de frente. O conversor foi analisado em modo de condução contínua (MCC) levando em consideração a operação dos interruptores com sinais para  $D > 0,5$  para o circuito do lado esquerdo. A partir desta análise, obtêm-se as principais equações e formas de onda para o entendimento completo do conversor. Ademais, as curvas de ganho estático tomando como parâmetro as relações de transformações, são obtidas.

Como principal resultado do trabalho, destaca-se o estudo completo dos conversores, através das análises qualitativas e quantitativas, seguido de simulação computacional, apresentando as formas de onda que validam as análises teóricas feitas. Com a realização de teste de simulação para a potência de 1 kW, constata-se que apesar do conversor possuir um número elevado de componentes quando comparado ao conversor CC-CC *Push-Pull* clássico, apresenta um valor baixo de tensão nos interruptores, implicando na escolha de dispositivos interruptores com menor valor de tensão, e como consequência, com menores valores de resistência interna de condução do canal.

Portanto, o conversor proposto pode se tornar bastante atrativo em aplicações de potências mais elevadas (em veículo elétrico por exemplo), principalmente pelo fato das perdas serem distribuídas entre os semicondutores, facilitando assim o projeto térmico do conversor. Além disso, as ondulações de corrente no indutor de entrada apresentam amplitudes reduzidas e frequências com o dobro do valor da frequência de comutação o que reduz o peso e o volume do conversor.

Contudo, apesar das várias vantagens deste conversor CC–CC isolado, algumas melhorias ainda necessitam serem implementadas. Portanto, como proposta de trabalhos futuros, sugere-se:

- Implementação prática do conversor em malha fechada, por meio de um protótipo experimental;
- Realizar um estudo criterioso entre o conversor CC-CC Push-Pull alimentado em corrente clássica com multiportas e o conversor proposto;
- Estudar a proteção para o caso da eventual abertura de todos os interruptores na condição de plena potência;
- Estudar a possibilidade da bidirecionalidade de corrente para mitigar os efeitos da freagem de um motor de indução acionando por um inversor de tensão;
- Estudar o balanceamento de corrente nos enrolamentos primários do transformador Tr1;
- Estender a análise para uma célula de comutação trifásica visando o aumento da capacidade de processamento de potência para aplicação em veículos elétricos;
- Estudar a possibilidade de conseguir a comutação suave nos interruptores controlados e não controlados;
- Estudo de otimização do rendimento do conversor;
- Estudo da integração do conversor proposto com inversores NPC e inversor multinível baseado em pontes H.

## **5.1 Publicação**

Foi publicado um artigo científico relacionado com a estrutura do conversor proposto, e apresentado em congresso nacional:

- VIII Congresso Brasileiro de Energia Solar 2020 (CBENS 2020) - "SISTEMA DE BOMBAMENTO DE ÁGUA USANDO ENERGIA FOTOVOLTAICA".

## REFERÊNCIAS

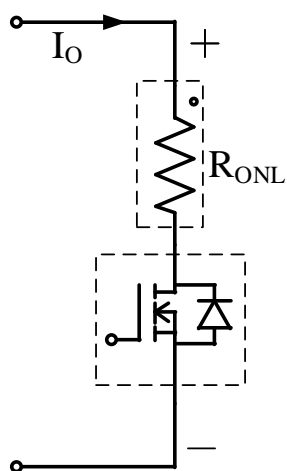
- ARAÚJO, S. V.; TORRICO-BASCOPE, R. P.; TORRICO-BASCOPE, G. V. Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 57, n. 6, p. 1987–1997, 2009.
- BASCOPE, G. T.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated dc-dc pwm converters using new three-state switching cells. In: IEEE. **2000 IEEE 31st annual power electronics specialists conference. Conference proceedings (Cat. No. 00CH37018)**. [S.l.], 2000. v. 2, p. 858–863.
- DIXON, J.; MORAN, L. Multilevel inverter, based on multi-stage connection of three-level converters scaled in power of three. In: IEEE. **IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02**. [S.l.], 2002. v. 2, p. 886–891.
- DIXON, J.; MORAN, L. High-level multistep inverter optimization using a minimum number of power transistors. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 21, n. 2, p. 330–337, 2006.
- DIXON, J.; PEREDA, J.; CASTILLO, C.; BOSCH, S. Asymmetrical multilevel inverter for traction drives using only one dc supply. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 59, n. 8, p. 3736–3743, 2010.
- GHOSHAL, A.; PAN, X.; RATHORE, A. K. Analysis and design of closed-loop control of electrolytic capacitor-less six-pulse dc link three-phase inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 53, n. 5, p. 4957–4964, 2017.
- HASAN, M. M.; ABU-SIADA, A.; ISLAM, S. M.; DAHIDAH, M. S. A new cascaded multilevel inverter topology with galvanic isolation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 54, n. 4, p. 3463–3472, 2018.
- ISLAM, M. R.; GUO, Y.; ZHU, J. **Power converters for medium voltage networks**. [S.l.]: Springer, 2014.
- KUMAR, A.; GUPTA, R. Single-phase ac/dc/ac converter using cascaded multilevel inverter. In: IEEE. **2010 International Conference on Power, Control and Embedded Systems**. [S.l.], 2010. p. 1–5.
- MCLYMAN, C.; MCLYMAN, W.; MCLYMAN, M. **Transformer and inductor design handbook. 2004**. [S.l.]: Boca Raton, FL: CRC Press, 2004.
- MELO, N. X. Conversor boost para mitigação de afundamentos de tensão em acionamentos de velocidade variável. 2007.
- MUKUNDAN, C. N.; JAYAPRAKASH, P. Isolated sepic converter fed trinary hybrid cascaded h-bridge multilevel inverter for solar pv system. In: IEEE. **2017 IEEE Region 10 Symposium (TENSymp)**. [S.l.], 2017. p. 1–5.
- PEREDA, J.; DIXON, J. 23-level inverter for electric vehicles using a single battery pack and series active filters. **IEEE Transactions on vehicular technology**, IEEE, v. 61, n. 3, p. 1043–1051, 2012.

- REIS, F. E. U. Estudo de conversores bidirecionais trifásicos para aplicação em estações de recarga de baterias de veículos elétricos. 2020.
- TANG, W.; LEE, F. C.; RIDLEY, R. B. Small-signal modeling of average current-mode control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 8, n. 2, p. 112–119, 1993.
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K.; CENGELCI, E.; ENJETI, P. N. Multilevel inverter by cascading industrial vsi. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 49, n. 4, p. 832–838, 2002.
- TERÁN, E. M. M. Sistema fotovoltaico de pequeno porte interligado à rede elétrica. 2012.
- TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABELTLER, T. G. Multilevel inverters for electric vehicle applications. In: IEEE. **Power Electronics in Transportation (Cat. No. 98TH8349)**. [S.l.], 1998. p. 79–84.
- TORRICO-BASCOPE, G. V.; VASCONCELOS, S. A.; TORRICO-BASCOPE, R. P.; ANTUNES, F. L.; OLIVEIRA, D. S. D.; BRANCO, C. G. A high step-up dc-dc converter based on three-state switching cell. In: IEEE. **2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.], 2006. v. 2, p. 998–1003.
- TORRICO-BASCOPE, R. P.; BRANCO, C. G.; TORRICO-BASCOPE, G. V.; CRUZ, C. M.; SOUZA, F. A. de; BARRETO, L. H. A new isolated dc-dc boost converter using three-state switching cell. In: IEEE. **2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.], 2008. p. 607–613.
- VASCONCELOS, P. S. D. Inversor de 49 níveis utilizando células chb-2cb em cascata conectado à rede elétrica. 2018.
- VENABLE, H. D. Optimum feedback amplifier design for control systems. **Venable Instruments**, v. 3, p. 12, 1986.
- WANG, K.; ZHU, R.; WEI, C.; LIU, F.; WU, X.; LISERRE, M. Cascaded multilevel converter topology for large-scale photovoltaic system with balanced operation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 66, n. 10, p. 7694–7705, 2018.

## APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DA CARGA NÃO-LINEAR.

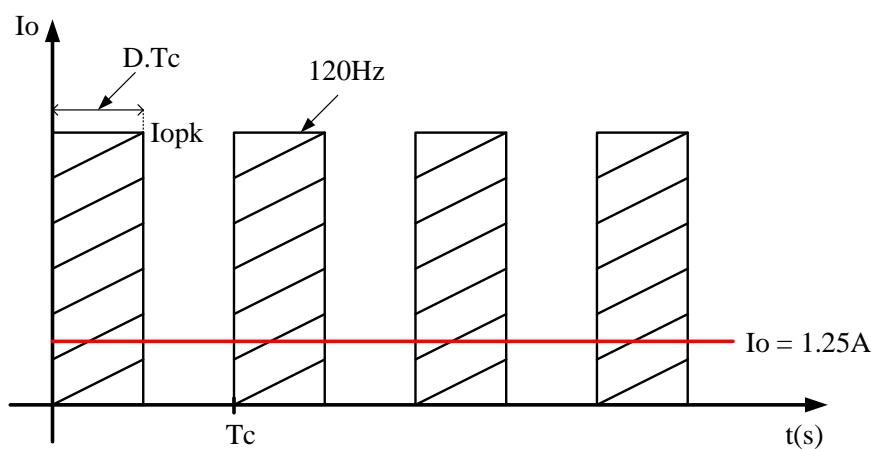
O inversor de tensão monofásica alimentado cargas eletrônicas (computadores, máquinas de xerox, televisores, etc) e que drena corrente pulsada do barramento com uma frequência de 120Hz e formato diferente a uma onda senoidal, é denominado de carga não-linear, e o mesmo pode ser representado de maneira aproximada por um resistor em série com um interruptor operando em 120Hz, tal como mostra a Figura 47. A forma de onda de corrente através desta carga é mostradas na Figura 48.

Figura 47 – Representação da carga não-linear.



Fonte: Próprio autor.

Figura 48 – Corrente pulsada da carga não-linear.



Fonte: Próprio autor.

Onde:

$T_c$ : Período correspondente a 120 Hz.

### A.1 Corrente média da onda pulsada

A corrente média da onda pulsada é determinada através de:

$$I_o = \frac{1}{T_c} \cdot \int_0^{D \cdot T_c} I_{opk} \cdot dt \quad (\text{A.1})$$

$$I_o = \frac{1}{T_c} \cdot I_{opk} \cdot t \Big|_0^{D \cdot T_c}$$

$$I_o = I_{opk} \cdot D$$

### A.2 Corrente eficaz da onda pulsada

Por outro lado, a corrente eficaz da onda pulsada é dada por:

$$I_{oef} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \cdot \int_0^{D \cdot T_c} I_{opk}^2 \cdot dt} \quad (\text{A.2})$$

$$I_{oef} = I_{opk} \cdot \sqrt{D}$$

### A.3 Fator de crista

Fator de crista é definida como a relação entre a corrente de pico e a corrente eficaz. Geralmente em “Sistemas Ininterruptos de Energia Elétrica” (*UPS-Uninterruptible Power Systems*), adota-se o fator de crista igual a 3.

$$F_c = \frac{I_{opk}}{I_{oef}} \quad (\text{A.3})$$

$$F_c = \frac{1}{\sqrt{D}}$$

Isolando o valor da razão cíclica temos:

$$D = \left(\frac{1}{F_c}\right)^2$$

$$D = \left(\frac{1}{3}\right)^2 = 0,111$$

Desta maneira, o valor da corrente de pico é igual a:

$$I_{opk} = \frac{I_o}{D} \tag{A.4}$$

$$I_{opk} = \frac{1,25}{0,111} = 11,26A$$

Portanto, para permitir a circulação de 11,26 amperes o resistor  $R_{ONL}$  deve ser:

$$R_{ONL} = \frac{V_o}{I_{opk}} \tag{A.5}$$

$$R_{ONL} = \frac{800}{11,26} = 71\Omega$$