



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

**WELTON DA SILVA LIMA**

**CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO DE ESTÁGIO INTEGRADO, BIDIRECIONAL,  
ISOLADO E BASEADO EM CONVERSORES INTERCALADOS T-TYPE DE 3 NÍVEIS**

**FORTALEZA**

**2021**

WELTON DA SILVA LIMA

CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO DE ESTÁGIO INTEGRADO, BIDIRECIONAL,  
ISOLADO E BASEADO EM CONVERSORES INTERCALADOS T-TYPE DE 3 NÍVEIS

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto.

FORTALEZA  
2021

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)

- 
- L711c Lima, Welton da Silva.  
Conversor CA-CC monofásico de estágio integrado, bidirecional, isolado e baseado em conversores intercalados T-type de 3 níveis / Welton da Silva Lima.– 2021.  
101.:il.color.
- Tese (doutorado) - Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2021.  
Orientação: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto.
- 1.Conversor de único estágio. 2.conversor multinível. 3.controle phase-shift. 4.indutor acoplado  
5.isolação em alta frequência. I.Título.

CDD 621.3

---

WELTON DA SILVA LIMA

CONVERTOR CA-CC MONOFÁSICO DE ESTÁGIO INTEGRADO, BIDIRECIONAL,  
ISOLADO E BASEADO EM CONVERTORES INTERCALADOS T-TYPE DE 3 NÍVEIS

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em 03/12/2021.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas  
Universidade Federal de Uberlândia (UFU)

---

Prof. Dr. Bruno Ricardo de Almeida  
Universidade de Fortaleza (Unifor)

---

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

---

Prof. Dr. Paulo Peixo Praça  
Universidade Federal do Ceará

À minha avó, Antônia (*In memoriam*).

Aos meus tios, Leto e Toim (*In memoriam*).

“(…) se fosse possível expor a cada um, do mesmo modo que a soma de seus anos passados, igualmente a de seus anos futuros, como ficariam alarmados de ver que lhes teriam restado poucos! Como os poupariam! Ora, é fácil gerir aquilo que, apesar de exíguo, é certo; com mais cuidado se deve conservar o que não se sabe quando irá faltar.” ( Sobre a brevidade da vida, Sêneca).

## RESUMO

Esta tese apresenta um conversor monofásico bidirecional CA-CC baseado na topologia Dual-Active-Bridge (DAB). O lado primário é baseado na célula de comutação de múltiplos estados (MSSC) com uma célula do tipo T (TNPC), que é composta por duas pernas intercaladas de três níveis e indutor acoplado, enquanto o lado secundário é uma célula monofásica de ponte completa (FB). São apresentados os resultados da simulação para avaliar a topologia proposta que pode ser empregada como carregador de bateria *on-board* para veículos elétricos (EV) que se enquadra nos níveis 1 e 2 dos Padrões SAE e IEC. Os princípios básicos de operação do conversor e resultados experimentais de um protótipo de 850 W são apresentados a fim de validar a análise teórica. Além disso, é apresentada a análise comparativa com um conversor CA-CC isolado com ponto neutro grampeado (NPC) no lado primário. A estratégia de controle é implementada no TMS320F28379D DSP. A topologia proposta atinge uma eficiência máxima de 91,40% na potência de saída de 300 W e 89,40% na potência nominal. A partir dos resultados experimentais, pode-se afirmar que o conversor baseado na topologia tipo T é mais eficiente do que a estrutura baseada no NPC.

**Palavras-chave:** Conversor de único estágio, conversor multinível, controle phase-shift, indutor acoplado, isolamento em alta frequência.

## ABSTRACT

This thesis presents an integrated single-phase bidirectional ac-dc converter based on a dual-active-bridge (DAB) topology. The primary side is based on a multi-state switching cell (MSSC) with a T-type (TNPC) cell, which is composed of two three-level interleaved legs and coupled inductor, while the secondary side is a single-phase full-bridge (FB). Simulation results are presented to evaluate the proposed topology that can be used as a on-board battery charger for electric vehicles (EV) that fits into levels 1 and 2 of the SAE and IEC Standards. The basic converter operating principles and experimental results of a 850 W prototype are presented in order to validate the theoretical analysis. Moreover, a comparative analysis between an isolated ac-dc converter with a neutral point clamped (NPC) converter on the primary side is presented. The control strategy is implemented on the TMS320F28379D DSP. The proposed topology achieves a maximum efficiency of 91.40% at 300 W output power, and 89.40% at rated power. From the experimental results, it can be stated that the converter based on the T-type topology is more efficient than the structure based on the NPC.

**Keywords:** Coupled inductor, high-frequency isolation, multilevel converter, phase-shift control, single-stage converter.



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Níveis de potência para carregamento CA. . . . .	23
Tabela 2 – Estados das chaves e níveis de tensão no lado primário. . . . .	43
Tabela 3 – Estados das chaves e níveis de tensão no lado secundário. . . . .	43
Tabela 4 – Parâmetros e especificações do conversor. . . . .	69
Tabela 5 – Elementos do estágio de potência. . . . .	70
Tabela 6 – Ganho dos controladores. . . . .	72
Tabela 7 – Parâmetros do conversor. . . . .	99
Tabela 8 – Parâmetros do conversor. . . . .	100

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Configuração típica de um conversor CA-CC com único estágio. . . . .	19
Figura 2 – Configuração típica de um conversor CA-CC com duplo estágio. . . . .	25
Figura 3 – Circuito esquemático da fonte de alimentação proposta de alto fator de potência. . . . .	25
Figura 4 – Conversos DAB CA/CC bidirecional. . . . .	26
Figura 5 – Conversor bidirecional CA/CC isolado de comutação suave para aplicações ferroviárias com alimentação CA. . . . .	26
Figura 6 – Conversor bidirecional CA/CC. . . . .	27
Figura 7 – Conversor CA-CC Dual Active Bridge (DABC) com o lado primário em <i>push-pull</i> . . . . .	28
Figura 8 – Conversor bidirecional CA-CC. . . . .	28
Figura 9 – Conversor monofásico CA-CC ZVS isolado de único estágio e bidirecional com PFC. . . . .	29
Figura 10 – Conversor monofásico CA/CC ZVS isolado de único estágio e bidirecional com PFC. . . . .	29
Figura 11 – Conversor bidirecional CA/CC isolado para carregamento de EVs. . . . .	30
Figura 12 – Conversor bidirecional CA-CC usado para carregador de bateria e capacidade V2G. . . . .	31
Figura 13 – Conversor monofásico CA-CC ZVS isolado de único estágio e bidirecional com PFC. . . . .	31
Figura 14 – Conversor CA-CC bidirecional de ponte ativa dupla de estágio único baseado no transistor de potência GaN. . . . .	32
Figura 15 – Conversor CA-CC bidirecional de único estágio com isolamento de alta frequência viável para sistemas de energia distribuída CC. . . . .	32
Figura 16 – Conversor bidirecional isolado baseado na técnica de <i>interleaved</i> . . . . .	33
Figura 17 – Conversor bidirecional com isolamento de alta frequência viável para aplicações de transformador de estado sólido. . . . .	33
Figura 18 – Conversor ca-cc monofásico de único estágio, bidirecional, isolado em alta frequência, com correção de fator de potência . . . . .	34
Figura 19 – Infográfico de conversores CA-CC bidirecionais e isolados. . . . .	35
Figura 20 – Estrutura básica do carregador <i>onboard</i> de 1,5 kW. . . . .	35

Figura 21 –Conversor CA-CC isolado bidirecional monofásico de estágio único. (a) I2TDF1. (b) I2NDF1. . . . .	38
Figura 22 –Formas de onda ideais do conversor proposto. . . . .	39
Figura 23 –Formas de onda ideais do conversor proposto. . . . .	39
Figura 24 –Formas de onda ideais do conversor proposto. . . . .	40
Figura 25 –Estados de funcionamento do lado primário durante o semiciclo primário. . .	42
Figura 26 –Estados de funcionamento do lado primário durante o semiciclo negativo. . .	42
Figura 27 –Estados de funcionamento do lado secundário. (a) [PP] (modo <i>overlapping</i> ); (b) [PN] (modo <i>overlapping</i> e <i>nonoverlapping</i> ); (c) [NP] (modo <i>overlapping</i> e <i>nonoverlapping</i> ); (d) [NN] (modo <i>overlapping</i> e <i>nonoverlapping</i> ). . . . .	43
Figura 28 –Taxa de trabalho efetiva associada à tensão $v_1$ . . . . .	44
Figura 29 –(a) Circuito equivalente do HFL. (b) Formas de onda das tensões $v'_1$ e $v_2$ . . . .	45
Figura 30 –Formas de onda das tensões $v_1$ e $v'_2$ para o conversor proposto. . . . .	45
Figura 31 –Forma de onda da potência ativa quase instantânea. . . . .	49
Figura 32 –Resultados de simulação do HFL. a) potência ativa normalizada; b) potência reativa normalizada; c) potência aparente normalizada; d) fator de potência. . .	51
Figura 33 –Comparação entre o modelo fundamental e o completo. . . . .	52
Figura 34 –Síntese do sinal periódico $i_{2N}(t)$ pela soma sucessiva de suas harmônicas. . .	53
Figura 35 –Formas de onda para a análise do ZVS nas chaves do grupo 1. . . . .	54
Figura 36 –Formas de onda para a análise do ZVS nas chaves do grupo 2. . . . .	54
Figura 37 –Estrutura para simulação das curvas de Potência. . . . .	55
Figura 38 –Potência ativa normalizada para diferentes índices de modulação. . . . .	56
Figura 39 –Potência ativa normalizada para diferentes índices de modulação. . . . .	56
Figura 40 –Potência ativa normalizada para diferentes índices de modulação. . . . .	57
Figura 41 –Circuitos equivalentes do (a) indutor acoplado ; (b) da corrente de modo comum; (c) da corrente de modo diferencial. . . . .	59
Figura 42 –Fluxo de corrente sobre a tensão do barramento primário para I2TDF1. . . . .	61
Figura 43 –Circuito equivalente do lado secundário do conversor. . . . .	62
Figura 44 –Diagramas de blocos simplificados dos sistemas de controle de malha fechada. .	63
Figura 45 –Diagrama de Bode de $FTMA_{cc}^{idm}(s)$ e $FTMA_{cc}^{icm}(s)$ . . . . .	71
Figura 46 –Diagrama de Bode de $FTMA_{cc}^{vdiff}(s)$ e $FTMA_{cc}^{vdc1}(s)$ . . . . .	71
Figura 47 –Diagrama de Bode de $FTMA_{cc}^{vdc2}(s)$ . . . . .	72

Figura 48 –Resultados de simulação do <i>setup</i> : (a) tensões nos capacitores $v_{C_{1,p}}$ e $v_{C_{1,n}}$ ; (b) tensão no barramento $V_{dc,1}$ . . . . .	73
Figura 49 –Resultados de simulação do <i>setup</i> : (a) corrente da entrada $i_{ac}$ ; (b) sinais das moduladoras. . . . .	74
Figura 50 –Resultados de simulação do <i>setup</i> : (a) tensão no barramento $V_{dc,2}$ ; (b) tensão multinível e tensão e corrente da entrada. . . . .	74
Figura 51 –Resultados de simulação do <i>setup</i> : (a) corrente de circulação; (b) tensão sobre os enrolamentos do indutor acoplado. . . . .	75
Figura 52 –Resultados de simulação do modo CV: (a) tensão no barramento primário; (b) tensões sobre os capacitores do barramento primário; (c) tensão e corrente de entrada. . . . .	76
Figura 53 –Resultados de simulação do modo CV: (a) <i>phase-shift</i> ; (b) tensão no barramento $V_{dc,2}$ ; (c) corrente da carga. . . . .	77
Figura 54 –Resultados de simulação do modo CC. (a) tensão no barramento $V_{dc,1}$ ; (b) tensão; (c) tensão e corrente da entrada. . . . .	78
Figura 55 –Resultados de simulação do modo CC: (a) <i>phase shift</i> ; (b) tensão no barramento $V_{dc,2}$ ; (c) corrente da carga. . . . .	79
Figura 56 –Distribuição de perdas na condição de carga nominal: (a) modo retificador; (b) modo inversor. . . . .	81
Figura 57 –Protótipo. . . . .	82
Figura 58 –Modo retificador: corrente de entrada $i_{ac}$ , canal 1 (2 A/div); tensão sobre os capacitores $C_{1,p}$ , $v_{C_{1,p}}$ ; canal 2 (50 V/div); tensão sobre o capacitor $C_{1,n}$ , $v_{C_{1,n}}$ ; canal 3 (50 V/div); tensão sobre o capacitor $C_2$ , $v_{C_2}$ , canal 4 (50 V/div). (a) step-load up. (b) step-load down. . . . .	84
Figura 59 –Modo inversor: corrente de entrada $i_{ac}$ , canal 1 (2 A/div); tensão sobre os capacitores $C_{1,p}$ , $v_{C_{1,p}}$ ; canal 2 (50 V/div); tensão sobre o capacitor $C_{1,n}$ , $v_{C_{1,n}}$ ; canal 3 (50 V/div); tensão sobre o capacitor $C_2$ , $v_{C_2}$ , canal 4 (50 V/div). (a) degrau de carga (entrada). (b) degrau de carga (saída). . . . .	85
Figura 60 –Inversão de fluxo de potência: corrente de entrada $i_{ac}$ , canal 1 (2 A/div); tensão sobre os capacitores $C_{1,p}$ , $v_{C_{1,p}}$ ; canal 2 (50 V/div); tensão sobre o capacitor $C_{1,n}$ , $v_{C_{1,n}}$ ; canal 3 (50 V/div); tensão sobre o capacitor $C_2$ , $v_{C_2}$ , canal 4 (50 V/div). (a) ROM to IOM. (b) IOM to ROM. . . . .	86

Figura 61 –Fator de potência medido para variações de carga. . . . .	87
Figura 62 –Curvas de eficiência medidas para diferentes condições de carga. . . . .	88
Figura 63 –Curvas de THDi medidas para variações de carga. . . . .	88
Figura 64 –Espectro harmônico da corrente de entrada na condição de carga nominal: (a) modo retificador; (b) modo inversor. . . . .	89
Figura 65 –Topologia baseada no conversor 5L-ANPC-CI. . . . .	91
Figura 66 –Diagrama de blocos do SOGI-PLL monofásico. . . . .	98

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANPC	Active-neutral-point-clamped
CA	Corrente alternada
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente contínua
CI	Coupled inductor (Indutor acoplado)
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
DAB	Dual active bridge
DHT	Distorção harmônica total
DSP	Digital signal processor (Processador digital de sinais)
FP	Fator de potência
FPGA	Field-programmable gate array (Arranjo de portas programável em campo)
FTMA	Função de transferência de malha aberta
G2H	Grid-to-Home
G2V	Grid-to-Vehicle
GPEC	Grupo de Processamento Energia e Controle
H2G	Home-to-Grid
HF	High frequency (Alta frequência)
HFL	High frequency link (Link de alta frequência)
ICT	Intercell transformer (Transformador intercelular)
IEC	International Electrotechnical Commission
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
IOM	Operação no modo inversor
IPD	In-phase disposition
IPT	Interphase transformer (Transformador de interfase)
LF	Low frequency (Baixa frequência)
LSPWM	Level-shifted pulse-width modulation
MFT	Medium frequency transformer (Transformador de média frequência)
MSSC	Multi-state switching cell (Célula de comutação de múltiplos estados)
NPC	Neutral point clamped (Grampeamento do ponto neutro)
PFC	Power factor correction (Correção do fator de potência)

PI	Proporcional-integral
PID	Proporcional-integral-derivativo
PIR	Proporcional-Integral-Ressonante
PLL	Phase-locked loop
PS	Phase shift (Deslocamento de fase)
PSPWM	Phase-shifted pulse-width modulation
PWM	Pulse-width modulation (Modulação por largura de pulso)
ROM	Operação no modo retificador
SAE	Society of Automotive Engineers
SiC	Silicon carbide (Carboneto de silício)
SM	Submódulo
SO	Symmetrical optimum (Simétrico ótimo)
SOGI	Second Order Generalized. Integrator (Integrador generalizado de segunda ordem)
SPWM	Sinusoidal pulse-width modulation (Modulação por largura de pulso senoidal)
SSC	Single-stage converter (Conversor com estágio único)
SST	Solid state transformer (Transformador de estado sólido)
TES	Transformador de estado sólido
THD	Total harmonic distortion (Distorção harmônica total)
UFC	Universidade Federal do Ceará
UPS	Uninterruptible power supply (Fonte de alimentação ininterrupta)
V2G	Vehicle-to-Grid
V4H	Vehicle-to-Home
ZCS	Zero current switching (Comutação sob corrente nula)
ZVS	Zero voltage switching (Comutação sob tensão nula)

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta I_{L_f}$	Ondulação de corrente do indutor de entrada
$\omega_C$	Frequência de cruzamento
$\omega_o$	Frequência angular da tensão de entrada
$\phi$	Phase Shift
$\phi_M$	Margem de fase
$\tau_I$	Tempo integrativo
$\tau_P$	Constante de tempo da planta
$C_{1,n}$	Capacitor inferior do barramento primário
$C_{1,p}$	Capacitor superior do barramento primário
$C_2$	Capacitor do barramento secundário
$cm$	Modo comum
$d$	Razão cíclica
$d_{eff}$	Razão cíclica efetiva
$dm$	Modo diferencial
$f_o$	Frequência da tensão de entrada
$f_s$	Frequência de chaveamento
$G_c(s)$	Função de transferência do controlador
$G_f(s)$	Função de transferência do filtro de tensão
$G_p(s)$	Função de transferência da planta
$i_{ac}$	Corrente de entrada
$i_{circ}$	Corrente de circulação
$i_{cm}$	Corrente de modo-comum
$I_{dc,2}$	Corrente de modo-diferencial
$i_{dm}$	Corrente de modo-diferencial
$i_1$	Corrente do lado do primário do transformador
$i_2$	Corrente do lado do secundário do transformador
$i_a$	Corrente do enrolamento a
$i_b$	Corrente do enrolamento b
$icm$	Corrente de modo comum
$idm$	Corrente de modo diferencial



$k$	Ganho associado ao fator de amortecimento
$K_{conv}$	Ganho do conversor T-type
$K_{dab}$	Ganho do conversor DAB
$k_P$	Ganho proporcional
$L$	Indutância própria
$L_a$	Indutância própria do enrolamento a
$L_b$	Indutância própria do enrolamento b
$L_f$	Indutor de filtro de entrada
$L_k$	Indutância de dispersão
$L_s$	Indutor de transferência de potência
$M$	Indutância mútua
$m_a$	Índice de modulação
$n$	Relação de espiras do transformador
$P$	Potência ativa
$P_N$	Potência ativa normalizada
$P_o$	Potência de saída
$Q$	Potência reativa
$R_f$	Resistência do indutor de entrada
$R_o$	Resistência da carga
$R_w$	Resistência dos enrolamentos individuais
$S$	Potência aparente
$T_D$	Atrasos de transporte e de amostragem
$v_1$	Tensão do lado primário do transformador
$v_2$	Tensão do lado secundário do transformador
$v_{ac}$	Tensão de entrada
$V_{dc,1}$	Tensão do barramento primário
$V_{dc,2}$	Tensão do barramento secundário
$v_w$	Tensão multinível

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>19</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>22</b>
<b>2.1</b>	<b>Contextualização e motivação</b>	<b>22</b>
<b>2.2</b>	<b>Carregadores de baterias para veículos elétricos - Aspectos gerais</b>	<b>23</b>
<b>2.2.1</b>	<i>Modos de operação</i>	<b>24</b>
<b>2.3</b>	<b>Topologias CA/CC</b>	<b>24</b>
<b>2.3.1</b>	<i>Duplo Estágio</i>	<b>24</b>
<b>2.3.2</b>	<i>Único Estágio</i>	<b>25</b>
<b>2.4</b>	<b>Justificativa e proposta da tese</b>	<b>34</b>
<b>3</b>	<b>CONVERSOR PROPOSTO</b>	<b>37</b>
<b>3.1</b>	<b>Estrutura do conversor</b>	<b>37</b>
<b>3.2</b>	<b>Princípio de funcionamento</b>	<b>38</b>
<b>3.3</b>	<b>Razão cíclica efetiva</b>	<b>44</b>
<b>3.4</b>	<b>Fluxo de Potência</b>	<b>44</b>
<b>3.4.1</b>	<i>Caracterização da Tensão e da Corrente</i>	<b>44</b>
<b>3.4.2</b>	<i>Potência Ativa</i>	<b>47</b>
<b>3.4.3</b>	<i>Potência Reativa e Potência aparente</i>	<b>49</b>
<b>3.4.4</b>	<i>Solução Recursiva (Iterativa)</i>	<b>50</b>
<b>3.5</b>	<b>Análise do chaveamento com tensão zero</b>	<b>52</b>
<b>3.6</b>	<b>Potência ativa normalizada</b>	<b>55</b>
<b>4</b>	<b>MODELO DO CONVERSOR</b>	<b>58</b>
<b>4.1</b>	<b>Modelo do Conversor do Lado Primário</b>	<b>58</b>
<b>4.1.1</b>	<i>Corrente de modo diferencial e de modo comum</i>	<b>58</b>
<b>4.1.2</b>	<i>Tensão do barramento diferencial e primário</i>	<b>61</b>
<b>4.2</b>	<b>Modelo do Conversor do Lado Secundário</b>	<b>62</b>
<b>4.2.1</b>	<i>Malha de tensão</i>	<b>62</b>
<b>5</b>	<b>MÉTODO DE CONTROLE</b>	<b>63</b>

<b>5.1</b>	<b>Estratégia de controle usada no lado primário . . . . .</b>	<b>63</b>
<b>5.1.1</b>	<b><i>Malhas de corrente . . . . .</i></b>	<b>63</b>
<b>5.1.2</b>	<b><i>Malhas de tensão . . . . .</i></b>	<b>65</b>
<b>5.2</b>	<b>Estratégia de controle usada no lado secundário . . . . .</b>	<b>66</b>
<b>5.3</b>	<b>Considerações Finais . . . . .</b>	<b>67</b>
<b>6</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO . . . . .</b>	<b>68</b>
<b>6.1</b>	<b>Considerações de Projeto . . . . .</b>	<b>68</b>
<b>6.1.1</b>	<b><i>Indutor de filtro de entrada . . . . .</i></b>	<b>68</b>
<b>6.1.2</b>	<b><i>Indutor de transferência de potência . . . . .</i></b>	<b>68</b>
<b>6.1.3</b>	<b><i>Indutor acoplados transformador . . . . .</i></b>	<b>68</b>
<b>6.1.4</b>	<b><i>Capacitores de filtro . . . . .</i></b>	<b>69</b>
<b>6.1.5</b>	<b><i>Procedimentos de projeto . . . . .</i></b>	<b>69</b>
<b>6.1.6</b>	<b><i>Ajuste dos Controladores . . . . .</i></b>	<b>69</b>
<b>6.2</b>	<b>Estágio de pré-carregamento . . . . .</b>	<b>73</b>
<b>6.3</b>	<b>Controle da tensão e da corrente . . . . .</b>	<b>75</b>
<b>6.3.1</b>	<b><i>Modo de tensão . . . . .</i></b>	<b>75</b>
<b>6.3.2</b>	<b><i>Modo de corrente . . . . .</i></b>	<b>77</b>
<b>6.4</b>	<b>Análise de Perdas . . . . .</b>	<b>79</b>
<b>6.5</b>	<b>Considerações Finais . . . . .</b>	<b>81</b>
<b>7</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>	<b>82</b>
<b>7.1</b>	<b>Descrição do Protótipo Experimental . . . . .</b>	<b>82</b>
<b>7.1.1</b>	<b><i>Pré-carga do barramento primário . . . . .</i></b>	<b>83</b>
<b>7.1.2</b>	<b><i>Testes Dinâmicos . . . . .</i></b>	<b>83</b>
<b>7.1.2.1</b>	<b><i>Degrau de carga no modo de operação retificador (ROM) . . . . .</i></b>	<b>83</b>
<b>7.1.2.2</b>	<b><i>Degrau de carga no modo de operação inversor (IOM) . . . . .</i></b>	<b>83</b>
<b>7.2</b>	<b>Testes de Bidirecionalidade . . . . .</b>	<b>85</b>
<b>7.3</b>	<b>Análise de Potência . . . . .</b>	<b>87</b>
<b>7.4</b>	<b>Considerações Finais . . . . .</b>	<b>89</b>
<b>8</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>90</b>
<b>8.1</b>	<b>Publicações . . . . .</b>	<b>90</b>

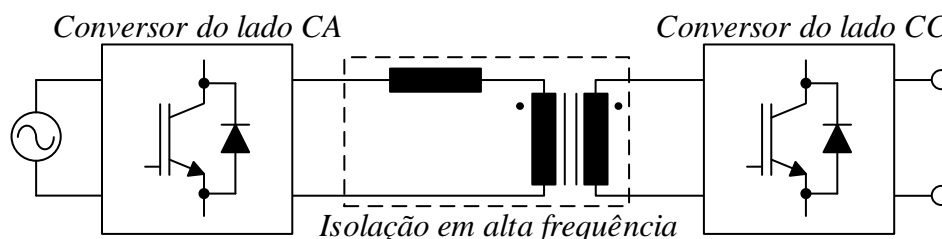
<b>8.2</b>	<b>Estrutura alternativa . . . . .</b>	<b>91</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>92</b>
	<b>APÊNDICE A - MISCELÂNEAS . . . . .</b>	<b>97</b>
<b>A.1</b>	<b>Identities Trigonométricas . . . . .</b>	<b>97</b>
<b>A.2</b>	<b>Integrais definidas . . . . .</b>	<b>97</b>
	<b>APÊNDICE B - PLL INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA</b>	
	<b>ORDEM . . . . .</b>	<b>98</b>
	<b>APÊNDICE C - POLINÔMIO DA POTÊNCIA NORMALIZADA . . . . .</b>	<b>99</b>
	<b>ANEXO A - DEFINIÇÃO DE INTEGRAL DEFINIDA . . . . .</b>	<b>101</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, a preocupação com a emissão de gases de efeito estufa tem levado a indústria automotiva a buscar alternativas para substituir os motores movidos a combustíveis fósseis por aqueles movidos a fontes alternativas de energia (HABIB *et al.*, 2018),(YILMAZ; KREIN, 2013). Assim, conforme encontrado na literatura, as topologias bidirecionais, monofásicas e isoladas para carregadores de bateria de veículos elétricos têm ganhado destaque. Desse modo, uma classificação de tais conversores é adotada a fim de organizar suas características levando em conta o número de estágios de conversão de energia, resultando em duas famílias: duplo estágio e único estágio (SFAKIANAKIS; EVERTS; LOMONOVA, 2015).

A Figura 1 mostra a estrutura generalizada para um conversor de único estágio. Conversores deste tipo são atrativos devido a seu fluxo de potência bidirecional e correção do fator de potência (PFC), além de poderem alcançar uma densidade de potência superior quando comparada aos de dois estágios, bem como a possibilidade de maior eficiência devido ao menor número de semicondutores ativos e regiões de comutação suave, (NORRGA, 2006), (EVERTS *et al.*, 2012) (WEISE, 2013). Para esses últimos, um filtro ressonante é normalmente inserido no *link* de isolamento de alta frequência, (VAISHNAV; KRISHNASWAMI, 2011), (THRIMAWITHANA *et al.*, 2012). Além disso, a operação de comutação suave também permite um incremento da frequência de chaveamento, resultando na redução do peso e do volume dos elementos magnéticos, porém levando a um incremento de perdas por chaveamento nos semicondutores. De modo que uma configuração equilibrada entre operação de comutação suave, frequência de comutação e densidade de potência deve ser considerada para essas topologias.

Figura 1 – Configuração típica de um conversor CA-CC com único estágio.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Existe outro tipo de classificação, originalmente discutida em (OLIVEIRA *et al.*, 2012), conhecida como estruturas de estágio integrado, e também podem ser consideradas como topologias de estágio único. Essas estruturas empregam conversores multiníveis intercalados

e indutor acoplado no lado primário, e também contêm um *link*-CC que não é usado para armazenamento intermediário de energia para transferência de potência (MAZZA *et al.*, 2016) e (DE ALMEIDA *et al.*, 2018), como geralmente acontece em conversores de dois estágios. Assim, os conversores multiníveis têm sido uma alternativa bastante interessante para aplicações industriais de alta potência e média tensão nas últimas décadas (KOURO *et al.*, 2010).

Além disso, o uso da técnica de intercalação com indutor acoplado proporciona boa distribuição das perdas semicondutoras, já que sua corrente é a metade da corrente de entrada, podendo também reduzir peso e volume dos componentes magnéticos quando comparado à configuração com indutor desacoplado e pernas intercaladas (COUGO T. FRIEDLI; KOLAR, 2012).

Em particular, o inversor multinível de ponto neutro grampeado (NPC) de três níveis tem recebido mais atenção no campo da eletrônica de potência devido a suas vantagens. Quando comparado ao inversor de dois níveis, o NPC de três níveis tem algumas vantagens, como: menor distorção harmônica total (THD) da tensão de saída, redução da tensão de bloqueio nos semicondutores, perdas reduzidas nas chaves e maior eficiência (FRANQUELO *et al.*, 2008).

Os três tipos mais conhecidos de conversores com ponto neutro grampeado são: o NPC convencional (BAKER, 1981), (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981), o NPC ativo (ANPC) (BRUCKNER; BERNET; GULDNER, 2005) e o NPC T-type (TNPC) (BHAGWAT; STEFANOVIC, 1983). O TNPC apresenta melhorias em relação ao NPC e ANPC, tais como: menor perda por condução, menos chaves, redução de volume e operação mais simples. De fato, trabalhos recentes têm demonstrado interesse no estudo dos inversores monofásicos TNPC de cinco níveis (CACAU, 2014) e (SILVA *et al.*, 2015) devido às características mencionadas anteriormente.

Nesse sentido, uma vez que o NPC tipo T apresentou uma eficiência bastante elevada, em torno de 99,2%, no estágio CC-CA de um inversor fotovoltaico, (WANG *et al.*, 2018), (SHI *et al.*, 2020), e também assumindo que se comporta melhor que o NPC (SHIN *et al.*, 2014), um conversor usando a configuração do tipo T fornecendo fluxo de potência bidirecional em um estágio integrado CA-CC é proposto, investigado experimentalmente e comparado com a estrutura baseada na configuração NPC de Mazza *et al.* 2019.

Este documento está organizado em oito capítulos, sendo o Capítulo 2, a Revisão Bibliográfica, dedicado a contextualização do tema e motivação para este trabalho, bem como a revisão bibliográfica do estado da arte sobre topologias CA/CC monofásicas, bidirecionais

e isoladas. Além disso, são apresentados a justificativa, o motivo da realização da tese e os objetivos.

O Capítulo 3, Estudo do Conversor, é dedicado a apresentar topologia proposta, a partir da descrição mais detalhada do conversor, por meio das análises qualitativas e quantitativas. Além disso, foi feita a análise teórica do fluxo de potência e dos intervalos de ZVS.

Os Capítulos 4 e 5, respectivamente, Modelagem e Controle do Conversor, são dedicados a análise da modelagem e do controle do conversor. São apresentadas as estruturas responsáveis pela regulação das variáveis do conversor, sendo dois controles independentes, uma proposta para o lado primário e outra para o lado secundário.

O Capítulo 6, Resultados de Simulação, tem como finalidade a validação teórica da topologia proposta que pode ser empregada para o carregamento de bateria de veículos elétricos, dado que é feito o controle de modo de tensão e de corrente.

No Capítulo 7, Resultados Experimentais, são apresentados os principais resultados obtidos, bem como a comparação com a estrutura baseada no conversor NPC, além da análise de potência.

Por fim, no Capítulo 8, Conclusão, são explanadas as conclusões obtidas com o estudo. Ao final do capítulo são apresentadas as publicações durante o doutorado e uma estrutura alternativa para análise futura.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é realizada a revisão de literatura dos conceitos envolvendo conversores monofásicos CA/CC bidirecionais e isolados aplicados a carregadores de baterias para veículos elétricos. Logo após, é apresentada a justificativa e a topologia proposta nesta tese.

### 2.1 Contextualização e motivação

Nas últimas décadas, a preocupação com a emissão de gases de efeito estufa levou a indústria automotiva a buscar alternativas para substituir os motores movidos a combustíveis fósseis por motores movidos por fontes alternativas de energia. Assim sendo, os veículos elétricos (EV) movidos a bateria têm se apresentado como uma das soluções mais viáveis, pois apresentam melhor desempenho, menor custo por quilômetro e baixos custos de manutenção. No entanto, esse novo tipo de carga pode prejudicar a qualidade e a estabilidade da rede elétrica. Portanto, os carregadores para EVs devem executar a correção do fator de potência (PFC) e operar com baixa distorção harmônica (YILMAZ; KREIN, 2013).

Os carregadores para EVs podem ser especificados pelos níveis 1, 2 e 3 do padrão SAE-J1722 (HABIB *et al.*, 2018). O carregamento de nível 1, é a categoria mais lenta, de uso típico em casa ou no escritório, com tempo de carregamento de 11 a 36 horas. A tensão monofásica CA dos carregadores embarcados é de  $120/230 V_{CA}$ , atingindo uma potência máxima de carregamento de 1,9 kW e uma corrente máxima de carregamento limitada a  $20 A_{CA}$ . Esses carregadores podem também ter fluxo de potência bidirecional, isto é, da rede para o veículo (G2V) ou do veículo para a rede (V2G). O modo V2G tem ganhado atenção principalmente devido a sua multifuncionalidade, por exemplo, sendo usada para compensar a energia reativa ou operar como fonte de alimentação ininterrupta *offline* (UPS) em caso de falta de rede elétrica.

Na literatura, as topologias do conversor CA/CC são normalmente classificadas em dois tipos: conversores de único estágio ou de duplo estágio (SFAKIANAKIS; EVERTS; LOMONOVA, 2015). Dentre as estruturas do único estágio, destacam-se duas: uma delas consiste em um retificador síncrono conectado a um conversor DAB CC/CC, e a outra envolve um cicloconversor no lado CA e um conversor de fonte de tensão no lado CC, acoplado por um transformador de média frequência. Outras topologias de CA/CC isoladas de único estágio foram propostas nos últimos anos (YOON; KWON; LEE, 2013) (PRASANNA; SINGH; RAJASHEKARA, 2017).



## 2.2 Carregadores de baterias para veículos elétricos - Aspectos gerais

Dentre as organizações internacionais que estabelecem padrões de carregamento para veículos elétricos, destacam-se duas: A SAE, antigamente chamada de Society of Automobile Engineers e a International Electrotechnical Commission (IEC).

A SAE é uma associação profissional, sediada nos Estados Unidos, e uma organização de desenvolvimento de padrões para profissionais de engenharia em diversos setores, principalmente nas indústrias de transporte, tais como veículos automotivos, aeroespaciais e comerciais (SAE, 2019). A norma SAE J1772, por exemplo, estabelece o padrão para os conectores elétricos para carregamento veículos elétricos.

Sediada em Genebra na Suíça, a IEC é uma organização que elabora normas internacionais para todas as tecnologias elétricas, eletrônicas e relacionadas (INTERNATIONAL, 2019). A norma IEC 61851 estabelece os requisitos quanto aos níveis de potência de carregamento, à localização do carregador (*on-board* ou *off board*), às características físicas dos cabos de conexão e aos protocolos de comunicação comunicação entre as estações de carregamento e os veículos elétricos. A Tabela 1 apresenta um resumo dos níveis de potência de carregamento contidos nesses dois padrões internacionais.

Tabela 1 – Níveis de potência para carregamento CA.

Tipos de Tensão	Localização do Carregador	Nível de Potência (kW)
<b>PADRÃO SAE</b>		
Nível 1	Monofásico <i>On-board</i>	1,4 ( <b>12 A</b> )
Vac: 230 V (UE) Vac: 120 V (EUA)		1,9 ( <b>20 A</b> )
Nível 2	Monofásico/Trifásico <i>On-board</i>	4 ( <b>17 A</b> )
Vac: 400 V (UE) Vac: 240 V (EUA)		8 ( <b>32 A</b> ) / 19,2 ( <b>80A</b> )
Nível 3	Trifásico <i>Off-board</i>	50
Vac: 208-600 V		100
<b>PADRÃO IEC</b>		
Nível 1	Monofásico <i>On-board</i>	4-7,5 ( <b>16 A</b> )
Nível 2	Monofásico/Trifásico <i>On-board</i>	8-15 ( <b>32 A</b> )
Nível 3	Trifásico <i>On-board</i>	60-120 ( <b>250 A</b> )

Fonte: Adaptada de HABIB *et al.* (2018).

### 2.2.1 Modos de operação

No trabalho de Moreira, Pinto e Afonso (2016) são apresentados os principais modos de operação dos carregadores de EV destinados às aplicações em *smart grids* e *smart homes*. *Grid-to-vehicle* (G2V) é o principal modo de operação do carregador de bateria, onde a energia flui da rede elétrica para a bateria. No modo de operação, *vehicle-to-grid* (V2G), a energia flui da bateria do EV para a rede elétrica, pois pode ser que durante o modo de operação G2V seja necessário entregar parte da energia armazenada nas baterias de volta para a rede elétrica.

A bateria também pode fornecer energia para cargas domésticas, esse fluxo de energia é chamado de veículo para casa (*vehicle-to-home* (V2H)). No modo de operação V2H, o carregador da bateria é controlado para utilizar a bateria do EV como fonte de energia. Normalmente, esse modo de operação pode ser utilizado em um sistema isolado da rede elétrica ou pode funcionar como uma fonte de alimentação ininterrupta (UPS, na sigla em inglês) no caso de falta da rede elétrica.

No modo de operação, *home-to-vehicle* (H2V), a corrente do carregador de bateria do EV é controlada de acordo com o consumo atual dos aparelhos elétricos da casa (este modo de operação é combinado com G2V e V2G). No último modo de operação, *vehicle-for-home* (V4H), o veículo elétrico é utilizado para fornecer potência reativa ou funcionar como um Filtro Ativo e compensar as harmônicas da corrente causadas pelas cargas domésticas.

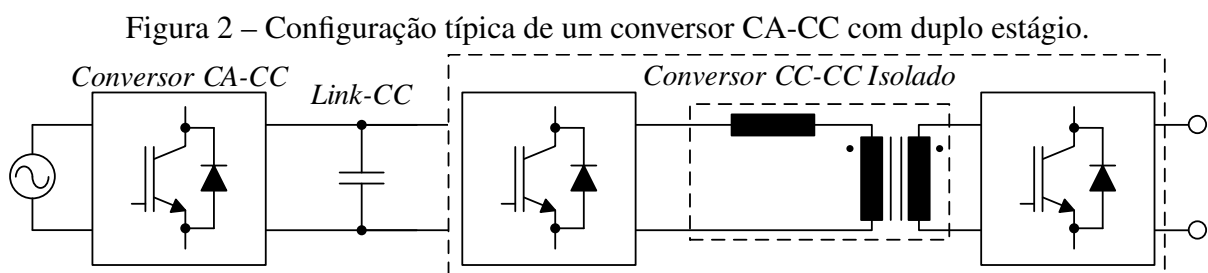
## 2.3 Topologias CA/CC

De modo geral, quanto ao estágio de conversão de energia, as topologias isoladas de carregamento de EVs são divididas em conversores de único estágio ou de duplo estágio (YILMAZ; KREIN, 2013) (SUBOTIC; LEVI, 2015) (SFAKIANAKIS; EVERTS; LOMONOVA, 2015) (NASSARY *et al.*, 2019).

### 2.3.1 Duplo Estágio

Conforme mostrado na Figura 2, os conversores CA-CC isolados e bidirecionais de duplo estágio são mais comumente encontrados usando um conversor com correção do fator de potência (PFC) seguido por um conversor CC-CC isolado, sendo ambos bidirecionais

(SFAKIANAKIS; EVERTS; LOMONOVA, 2015). O conversor com PFC realiza a retificação da tensão da linha CA em uma tensão CC que pode ser aumentada, ou seja, apresentando característica de um conversor Boost. O conversor com PFC também deve garantir a qualidade da potência da entrada CA a nível de distorção harmônica. Os conversores de duplo estágio têm a vantagem de que o estágio PFC e o estágio de conversão CC-CC isolado são desacoplados através do elemento de armazenamento de energia CC (*link CC*) (SFAKIANAKIS; EVERTS; LOMONOVA, 2015). Conseqüentemente, ambos os sistemas podem ser otimizados dentro de suas limitações.

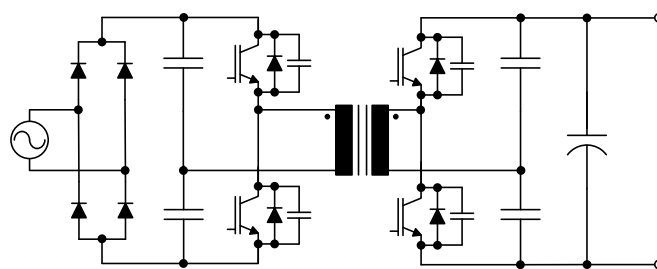


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.3.2 Único Estágio

Kheraluwala e De Donker (1993) propõem uma topologia com fonte de alimentação chaveada alimentada por uma tensão CA retificada com um único estágio de conversão de energia, a qual opera com alto fator de potência de entrada, enquanto mantém uma boa regulação da tensão CC de saída desejada, conforme apresentado na Figura 3. O conversor DAB recebe uma tensão retificada por meio de uma ponte de diodos conectado a um pequeno capacitor de filtro de alta frequência. A comutação suave das chaves do conversor permite maior desempenho (em termos de eficiência e tensões) e redução no tamanho e peso.

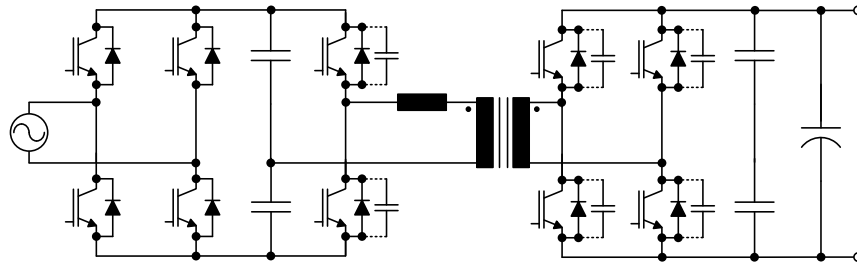
Figura 3 – Circuito esquemático da fonte de alimentação proposta de alto fator de potência.



Fonte: Adaptada de KHERALUWALA; DE DONCKER (1993).

A topologia da Figura 4 consiste em um conversor DAB CC/CC recebendo uma tensão CA retificada através de um retificador síncrono. As estratégias de controle convencionais desse conversor apresentam restrições nas zonas de comutação de tensão zero (ZVS). É apresentada

Figura 4 – Conversos DAB CA/CC bidirecional.

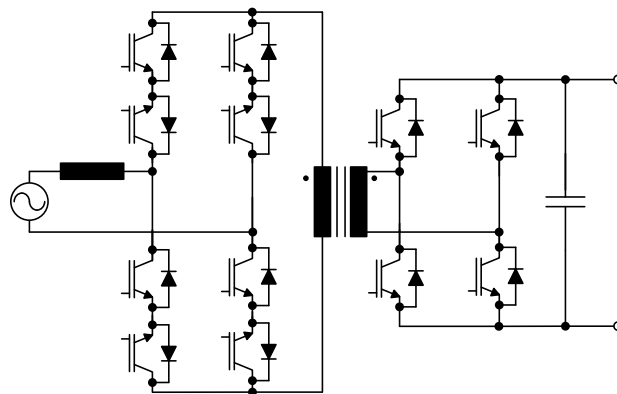


Fonte: Adaptada de EVERTS; VAN DEN KEYBUS; DRIESEN (2011).

a análise de uma nova estratégia de modulação por largura de pulso para eliminar totalmente esses limites, permitindo estender a faixa de operação com ZVS para todo o intervalo da tensão de entrada e faixa de potência total (EVERTS; VAN DEN KEYBUS; DRIESEN, 2011).

A versão CA/CC do inversor proposto por Mennicken (1978) é a topologia proposta por Norrga (2002, 2006), conforme apresentado na Figura 5. Essa topologia de conversor CA/CC isolado incorpora um conversor de fonte de tensão (VSC) com *snubbers* capacitivos e um cicloconversor, conectados por um transformador de média frequência. O estrutura oferece a possibilidade de fluxo de potência bidirecional, bem como modulação de largura de pulso de três níveis no lado CA. É mostrado que ao se comutar alternativamente o VSC e o cicloconversor é possível obter condições de comutação de tensão zero ou corrente zero para todos os elementos semicondutores. Em carga baixa, a corrente de carga CA torna-se insuficiente para recarregar os *snubbers* capacitivos do VSC e portanto as comutações podem se tornar muito lentas. No

Figura 5 – Conversor bidirecional CA/CC isolado de comutação suave para aplicações ferroviárias com alimentação CA.

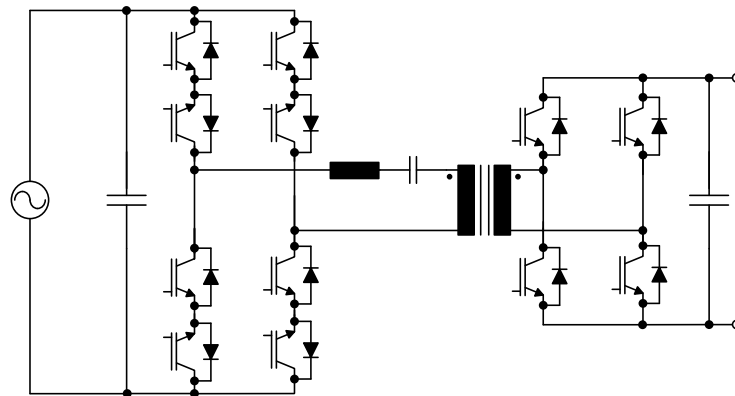


Fonte: Adaptada de NORRGA (2002).

entanto, um modo de comutação quasi-ressonante para o conversor de fonte de tensão é proposto permitindo comutações suficientemente rápidas até a carga zero. A versão trifásica é apresentada posteriormente em Norrga (2008).

Na Figura 6, um conversor bidirecional CA-CC isolado com um único estágio de conversão de energia é proposto para aplicações de carregamento e de veículo para rede (V2G) de Veículos Elétricos Híbridos *Plug-in* (PHEV). O conversor consiste em duas pontes ativas conectadas por meio de um tanque ressonante em série e um transformador de alta frequência. A análise de estado estacionário é feita usando a técnica de modulação de deslocamento de fase entre pontes ativas para controlar o fluxo de potência bidirecional no conversor (VAISHNAV; KRISHNASWAMI, 2011). O conversor proposto tem as vantagens de mínimos estágios de conversão de potência, operação em alta frequência de chaveamento e baixas perdas de chaveamento.

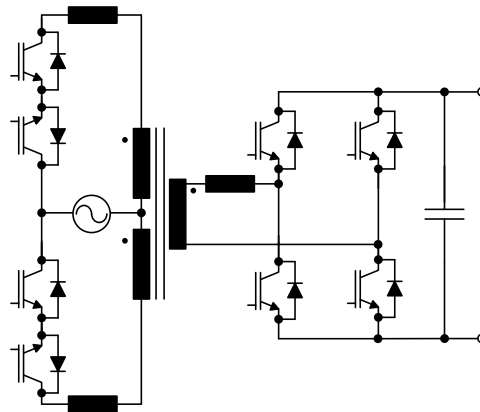
Figura 6 – Conversor bidirecional CA/CC.



Fonte: Adaptada de VAISHNAV; KRISHNASWAMI (2011).

Castelino *et al.* (2012) propõem um método de controle para um conversor CA-CC, conforme apresentado na Figura 7, que possui simultaneamente as seguintes características: a) isolamento galvânica b) fluxo de potência bidirecional, c) chaveamento de corrente zero (ZCS) para as chaves do lado primário e chaveamento ZVS para o lado secundário, d) relação de potência linear de fácil implementação de controle, e) fator de potência unitário com controle de malha aberta e f) conversão de potência de estágio único. O conversor é completamente analisado, primeiro assumindo que é um conversor CC-CC em uma topologia *push-pull* e, em seguida, estendendo os resultados para analisar um conversor CA-CC. As conclusões da análise são confirmadas por simulações.

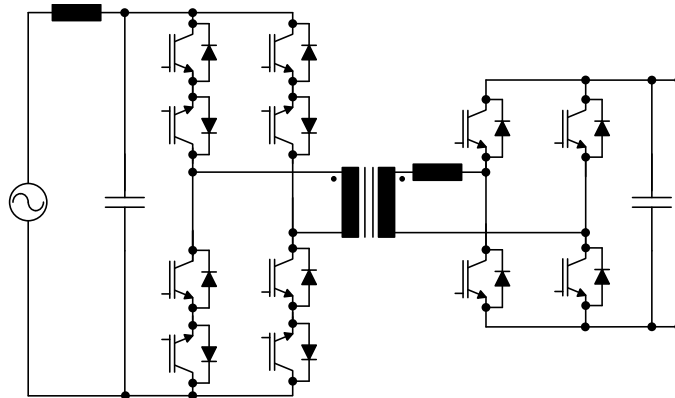
Figura 7 – Conversor CA-CC Dual Active Bridge (DABC) com o lado primário em *push-pull*.



Fonte: Adaptada de CASTELINO *et al.* (2012)

No trabalho de Weise (2013), um controle de corrente  $dq$  é proposto usando um novo conversor CA-CC bidirecional, isolado e de estágio único, conforme apresentado na Figura 8. Os resultados da simulação são apresentados para vários pontos operacionais e validam a análise teórica. A estratégia de controle proposta implementa controle de potência ativa e reativa que é essencial para aplicações V2G e a topologia tem as vantagens de alta frequência de chaveamento, isolamento, alta densidade de potência e tamanho reduzido em comparação com as topologias convencionais CA-CC isoladas em cascata.

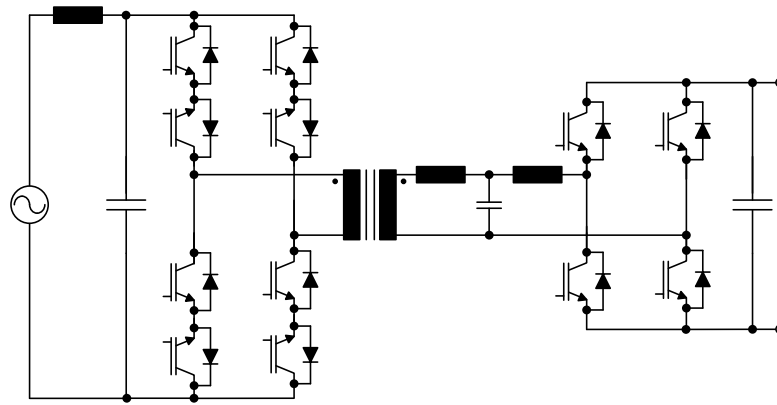
Figura 8 – Conversor bidirecional CA-CC.



Fonte: Adaptada de WEISE (2013).

Thrimawithana *et al.* (2012) propõem um novo conversor de matriz ressonante DAB que requer apenas um processo de conversão de energia de estágio único para facilitar a transferência de energia bidirecional isolada entre os EVs e a rede, conforme visto na Figura 9. O conversor proposto é baseado em conversor matricial ligado a um conversor full-bridge do lado EV através de um transformador de isolamento de alta frequência e uma rede LCL sintonizada. Um modelo matemático, que prevê o comportamento do sistema proposto, é apresentado para mostrar que tanto a magnitude quanto a direção do fluxo de potência podem ser controladas

Figura 9 – Conversor monofásico CA-CC ZVS isolado de único estágio e bidirecional com PFC.

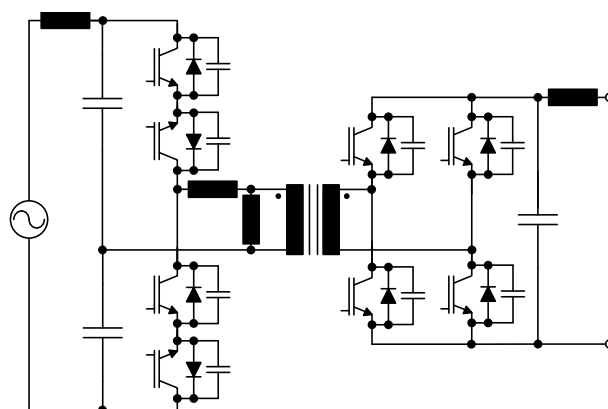


Fonte: Adaptada de THRIMAWITHANA *et al.* (2012).

através do ângulo de fase relativo ou modulação da magnitude das tensões produzidas pelos conversores. A viabilidade do conceito proposto é verificada por meio de simulações. O DAB proposto baseado no conversor de matriz com um único estágio de conversão de energia é de baixo custo e oferece carga e descarga em um ou vários EVs ou aplicações V2G.

O artigo de Jauch e Biela (2012) apresenta um conversor CA-CC isolado monofásico com correção de fator de potência, composto por uma meia ponte no lado CA e uma ponte completa no lado CC para realizar a conversão de energia em um único estágio, conforme apresentado na Figura 10. O conversor aplica um novo esquema de controle combinando modulação de fase e modulação em frequência para obter a comutação de tensão zero em toda a faixa da tensão da rede CA. Comparado com a abordagem PFC do boost convencional, o conversor proposto elimina distorções harmônicas de alta frequência na rede devido ao estágio integrado do filtro de entrada LC.

Figura 10 – Conversor monofásico CA/CC ZVS isolado de único estágio e bidirecional com PFC.

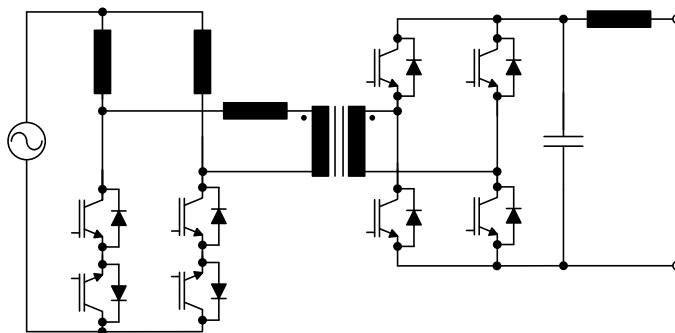


Fonte: Adaptada de JAUCH; BIELA (2012).

No artigo de Jauch e Biela (2013), é apresentada a versão trifásica de um conversor CA-CC bidirecional isolado com uma nova estratégia de modulação que permite a comutação de tensão zero para todas as chaves ao longo de todo o período da rede CA. Uma nova abordagem de modelagem para os fluxos de potência e a derivação das variáveis de controle sob condições ZVS são apresentados.

O trabalho de Prasanna, Singh e Rajashekara (2017) apresenta um novo conversor CA-CC monofásico bidirecional para aplicação de carregamento de Veículos Elétricos (EV), como apresentado na Figura 11. O lado CA do conversor possui um conversor de meia ponte alimentado por corrente que é conectado ao conversor de ponte completa no lado secundário através de um transformador de alta frequência. A corrente na entrada do lado CA pode ser regulada para realizar a correção do fator de potência. O conversor atinge a comutação de corrente zero das chaves do lado primário e a comutação de corrente zero para as chaves do secundário durante toda a operação sem quaisquer componentes adicionais. Além de apresentar uma nova técnica de modulação e algoritmo de controle para garantir a comutação suave em toda a faixa de operação do conversor em ambas as direções do fluxo de potência. O projeto do conversor, a estratégia de controle e os resultados são apresentados para um conversor de 1,5 kVA para carregador EV.

Figura 11 – Conversor bidirecional CA/CC isolado para carregamento de EVs.



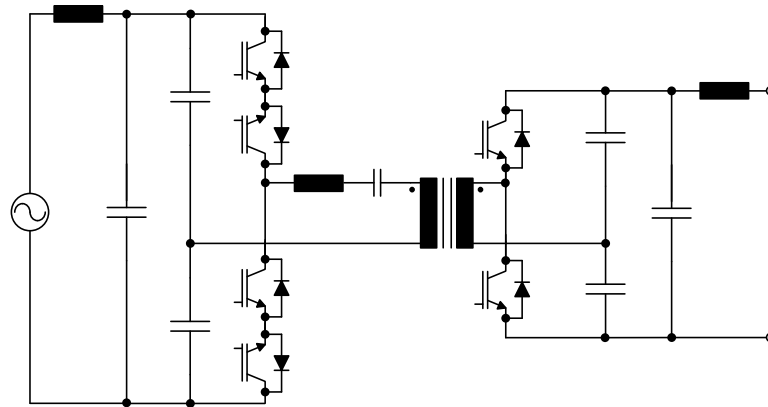
Fonte: Adaptada de PRASANNA; SINGH; RAJASHEKARA (2017).

Koushki et al. 2015 apresentam uma topologia de estágio único com 6 chaves, conforme apresentado na Figura 12, a fim de obter um conversor CA-CC bidirecional compacto e eficiente para um veículo elétrico. A topologia utiliza dois circuitos de meia ponte e um circuito LC ressonante em série. A topologia reduz o custo e seu volume por ter um baixo número de chaves. Um método de controle utilizando o ciclo de trabalho de dois circuitos de meia-ponte e o deslocamento de fase entre eles, garante ZVS para todas as chaves e otimiza a eficiência. A



análise do circuito, o projeto e o controle ideal são descritos e a simulação para verificar a teoria é realizada com o PSIM.

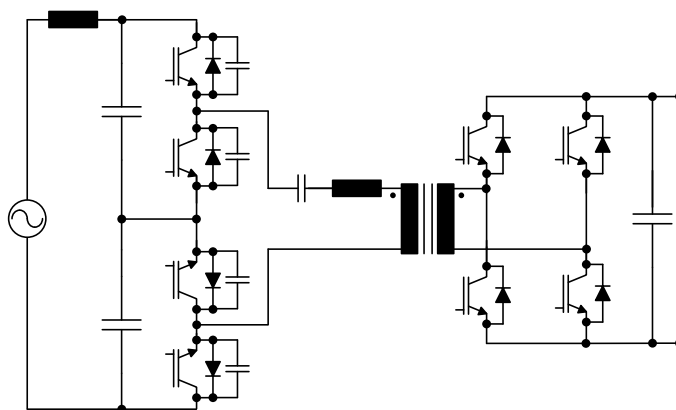
Figura 12 – Conversor bidirecional CA-CC usado para carregador de bateria e capacidade V2G.



Fonte: Adaptada de KOUSHKI *et al.* (2015).

O conversor apresentado por Komeda e Fujita (2017), conforme visto na Figura 13, é a versão CA-CC do conversor de Trubitsyn *et al.* (2010), no qual é proposto um novo método de desacoplamento de potência para um cicloconversor de alta frequência. O cicloconversor consiste em dois inversores de meia ponte, dois capacitores de filtro de entrada e um circuito ressonante em série, que permite converter a entrada CA de frequência de linha monofásica em saída CA de alta frequência diretamente, observa-se também a presença de *snubbers* nas chaves. O método de desacoplamento de potência proposto armazena a ondulação de potência de entrada com o dobro da frequência da linha nos capacitores de filtro. Como resultado, o método de desacoplamento de potência proposto melhorou efetivamente o fator de deslocamento da corrente CA de entrada para mais de 0,99 e reduziu a ondulação de tensão na saída CC para 7%.

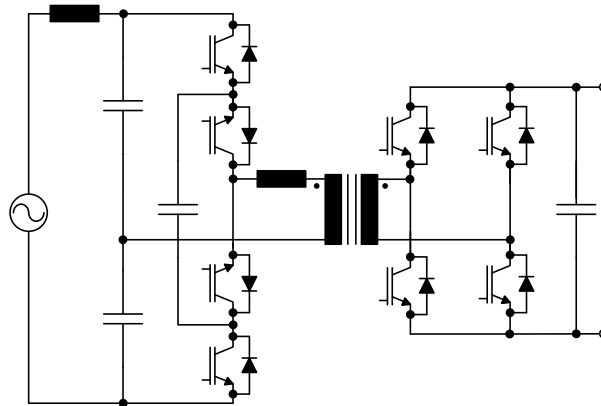
Figura 13 – Conversor monofásico CA-CC ZVS isolado de único estágio e bidirecional com PFC.



Fonte: Adaptada de KOMEDA; FUJITA (2017).

Chen *et al.* (2018) apresentam um conversor CA-CC de estágio único baseado em GaN HEMT e topologia de ponte ativa dupla (DAB), conforme apresentado na Figura 14. A modulação *dual-phase-shift* (DPS) e a estratégia de controle de modulação de frequência variável (VF) são adotadas para realizar a comutação de tensão zero (ZVS) em uma ampla faixa de tensão de entrada e condições de carga. Em comparação com o conversor CA-CC convencional de dois estágios, a eliminação do capacitor do *link* CC, do relé de proteção e do único estágio de conversão de energia permite uma solução de alta eficiência e densidade de energia mais alta para aplicações de armazenamento de energia. Além disso, a faixa ZVS do modo buck e boost é totalmente analisada nesse artigo. Um protótipo de 240Vrms-48V, 80-250 kHz foi desenvolvido para avaliar o novo conversor.

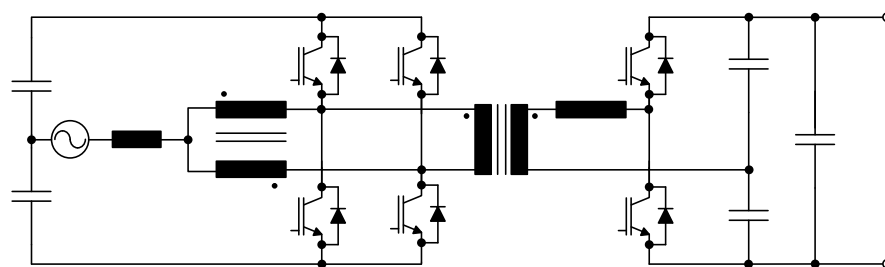
Figura 14 – Conversor CA-CC bidirecional de ponte ativa dupla de estágio único baseado no transistor de potência GaN.



Fonte: Adaptada de CHEN *et al.* (2018).

A topologia proposta por Oliveira (2012) é um *Solid-state transformer* (SST) monofásico bidirecional CA-CC isolado de único estágio, com isolamento galvânico e capacidade de proteger o sistema durante a ocorrência de curto-circuito no lado da carga, conforme apresentado na Figura 15. Tem como vantagens a capacidade de operar em altos níveis de potência e corrente de ondulação nos lados de entrada e saída.

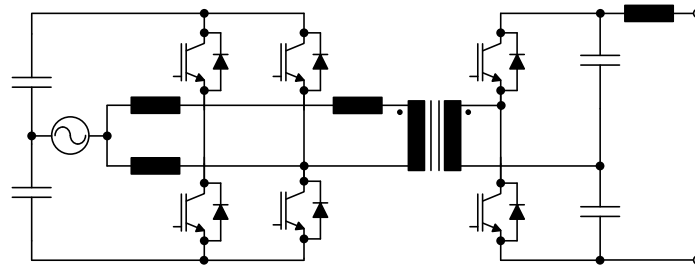
Figura 15 – Conversor CA-CC bidirecional de único estágio com isolamento de alta frequência viável para sistemas de energia distribuída CC.



Fonte: Adaptada de OLIVEIRA *et al.* (2012).

Ramos e Mezaroba (2018) realizam o estudo de um conversor CA-CC isolado bidirecional de único estágio com correção do fator de potência e isolamento de alta frequência para o carregamento de veículos elétricos, conforme apresentado na Figura 16. O conversor proposto é baseado na técnica de conversores intercalados e na operação do conversor DAB usando o controle de deslocamento de fase para regular o fluxo de potência entre o lado primário e secundário do transformador.

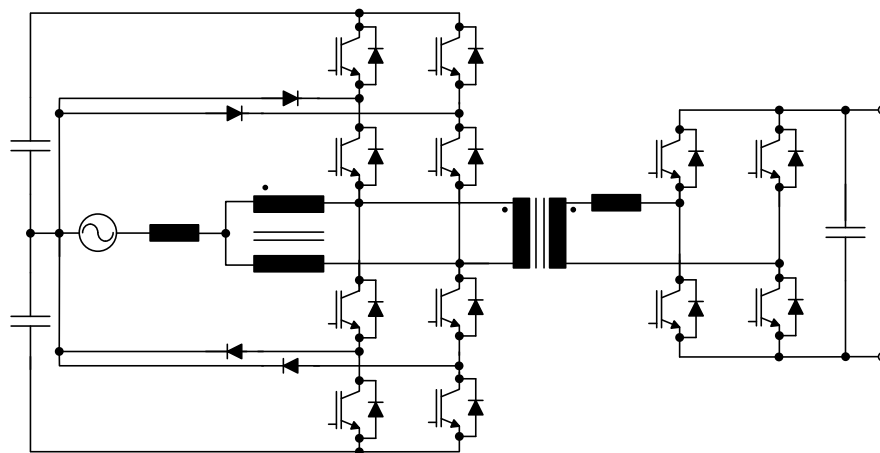
Figura 16 – Conversor bidirecional isolado baseado na técnica de *interleaved*.



Fonte: Adaptada de RAMOS; MEZAROBA (2018).

Em Mazza *et al.* (2016) é apresentada uma nova topologia de conversor CA-CC de três portas baseada na versão bidirecional da célula de comutação de três estados e no conversor NPC (*Neutral Point Clamped*) com característica DAB viável para interconectar *links* CA, CC e painéis fotovoltaicos, de modo que o conversor de três portas opera como transformador de estado sólido, conforme apresentado na Figura 17. No lado primário os esforços tensão e correntes são reduzidas devido às características do NPC e do 3SSC. Algumas faixas de operação apresentaram ZVS (Zero Voltage Switching). A topologia proposta apresentou eficiência teórica de 97,2% para um potência de saída 33 kW.

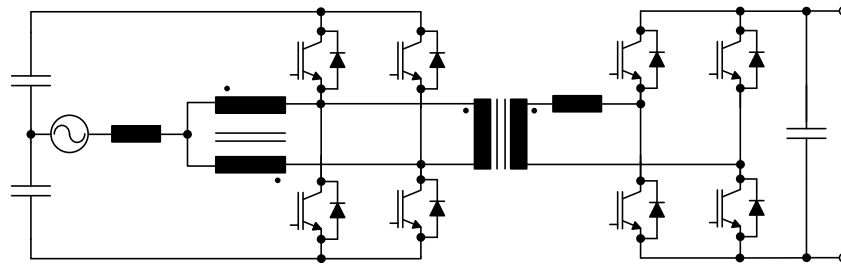
Figura 17 – Conversor bidirecional com isolamento de alta frequência viável para aplicações de transformador de estado sólido.



Fonte: Adaptada de MAZZA *et al.* (2016).

O conversor mostrado na Figura 18 é a versão monofásico do conversor proposto por De Almeida (2016), que apresenta único estágio e isolamento em alta frequência com correção de fator de potência. Além disso, possui três portas e pode interconectar diversas cargas e fontes de energia, sendo que o controlador empregado é capaz de realizar o controle do fluxo de potência.

Figura 18 – Conversor ca-cc monofásico de único estágio, bidirecional, isolado em alta frequência, com correção de fator de potência



Fonte: Adaptada de DE ALMEIDA *et al.* (2016).

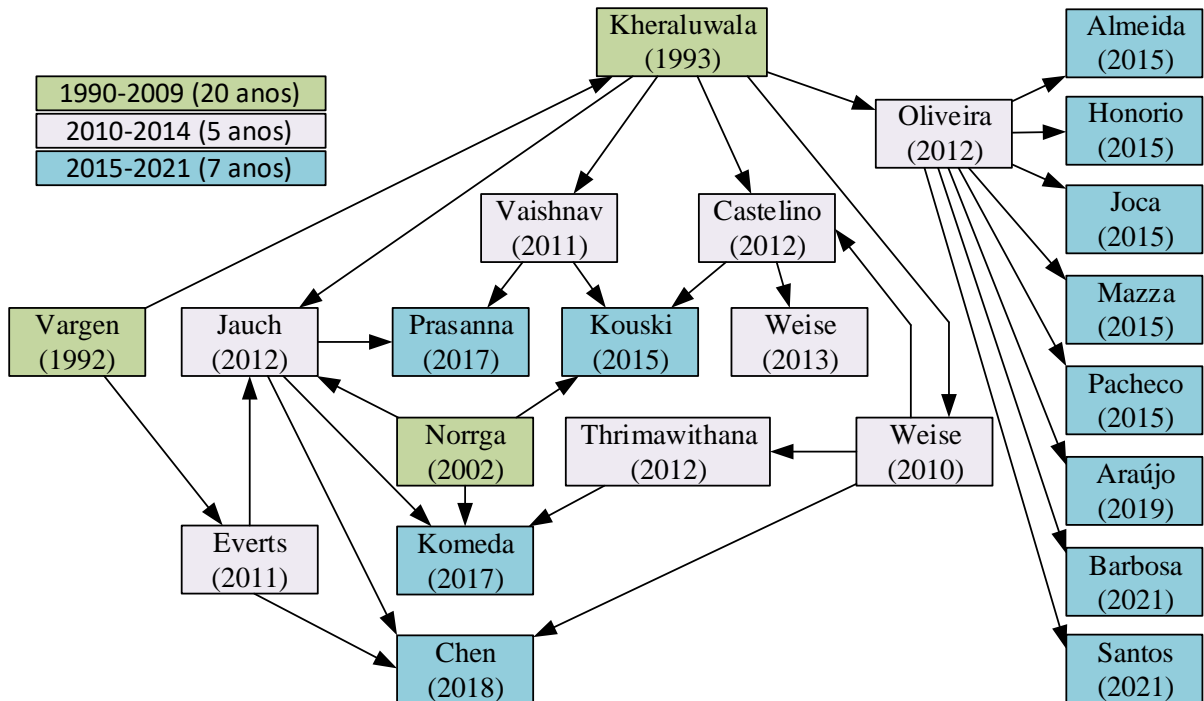
## 2.4 Justificativa e proposta da tese

A partir do exposto, verifica-se a possibilidade de utilizar uma estrutura similar àquelas que em sua maioria foram propostas para serem utilizadas como transformador de estado sólido pelo Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) para ser aplicada ao carregamento de veículos elétricos, pois apresentam como características: proporcionar isolamento galvânica em alta frequência, proteção contra curto circuito, comutação com tensão zero sem *snubber* nas chaves, menores perdas, e redução de peso e volume.

Na Figura 19 estão organizados os trabalhos analisados durante a pesquisa bibliográfica, de modo que se evidencia a rastreabilidade dos trabalhos abordados anteriormente, ficando claro que as pesquisas que se sucedem de Oliveira (2012) constituem um no braço na classificação dos conversores CA-CC.

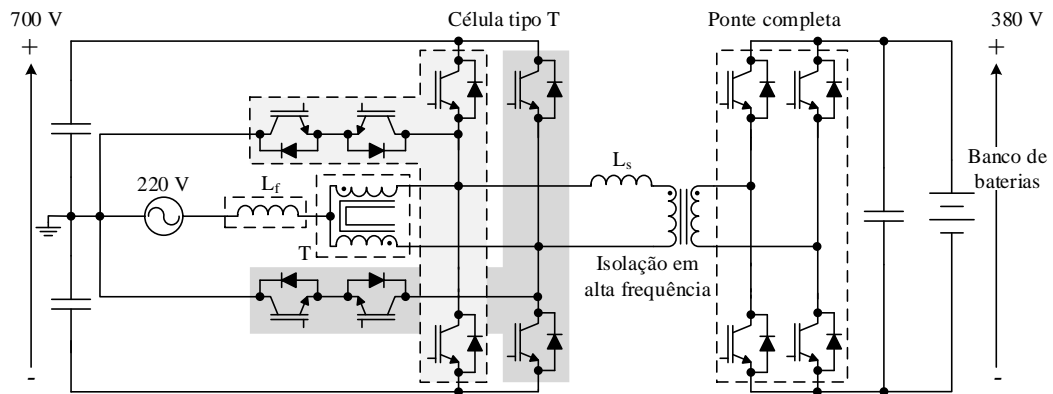
Assim, o objetivo principal desta tese é apresentar uma nova topologia de conversor monofásico CA-CC bidirecional e isolado. A estrutura é baseada na topologia de Mazza *et al.* (2016), porém no lado primário apresenta a topologia proposta por Cacau (2014), que se trata de um Conversor T-type de 5 níveis baseado na MSSC. Foi feita esta escolha tendo em vista o trabalho de Shi *et al.*, (2017) ter alcançado 99,2 % de rendimento com esse conversor. A Figura 20 apresenta, de forma genérica, a topologia proposta nesta tese com potência de saída de 1,5 kW, que se encaixa no Nível 1 do Padrão SAE aplicável na implementação de carregadores de veículos elétricos, como listado na Tabela 1.

Figura 19 – Infográfico de conversores CA-CC bidirecionais e isolados.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 20 – Estrutura básica do carregador *onboard* de 1,5 kW.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Além disso, outras contribuições durante o desenvolvimento da tese de doutorado buscam apresentar também:

- análise qualitativa do conversor;
- estudo e implementação de técnicas de modulação para o conversor;
- apresentação de polinômios da potência normalizada para eliminar a necessidade de usar o modelo fundamental para o cálculo do indutor de transferência de potência;
- modelagem e controle do conversor;

- e) montagem de modelos computacionais para extração de resultados do conversor para validação teórica da topologia e;
- f) prototipagem do conversor para a validação da funcionalidade da topologia proposta.

### 3 CONVERTOR PROPOSTO

Neste capítulo é apresentada a topologia proposta de forma simplificada, a fim de introduzir os conceitos básicos da estrutura, princípio de funcionamento, equações fundamentais e características do conversor. É apresentada a análise do fluxo de potência através do transformador de alta frequência que tem como função fornecer isolamento galvânica entre as estruturas do lado do primário e do secundário do transformador. Ao final do capítulo são apresentados o método para encontrar as faixas de comutação com tensão zero das chaves e o gráfico da potência generalizada do conversor a fim de obter o indutor de transferência de potência.

#### 3.1 Estrutura do conversor

A estrutura proposta é mostrada na Figura 21a, que consiste em um conversor T-type associado a indutor acoplado (IC<sup>1</sup>) no lado primário (lado CA) e uma ponte completa no lado secundário (lado CC), com um transformador de alta frequência fornecendo isolamento galvânico. Nessa figura,  $L_f$  é o indutor do filtro de entrada,  $L_a$  e  $L_b$  são as auto-indutâncias de IC,  $L_s$  é o indutor de transferência de potência e  $\phi$  é o ângulo de deslocamento (*phase-shift*) responsável pelos modos de operação do fluxo de potência (retificador e inversor). A topologia proposta é chamada de I2TDF1: I (intercalado), 2 (duplo), T (T-type), D (*dual-active-bridge*), F (ponte completa), 1 (monofásico), enquanto a topologia baseada no conversor NPC, proposta em (MAZZA *et al.*, 2019), é chamada I2NDF1, onde ‘N’ representa NPC na sigla adotada, e é apresentado na Fig. 21b.

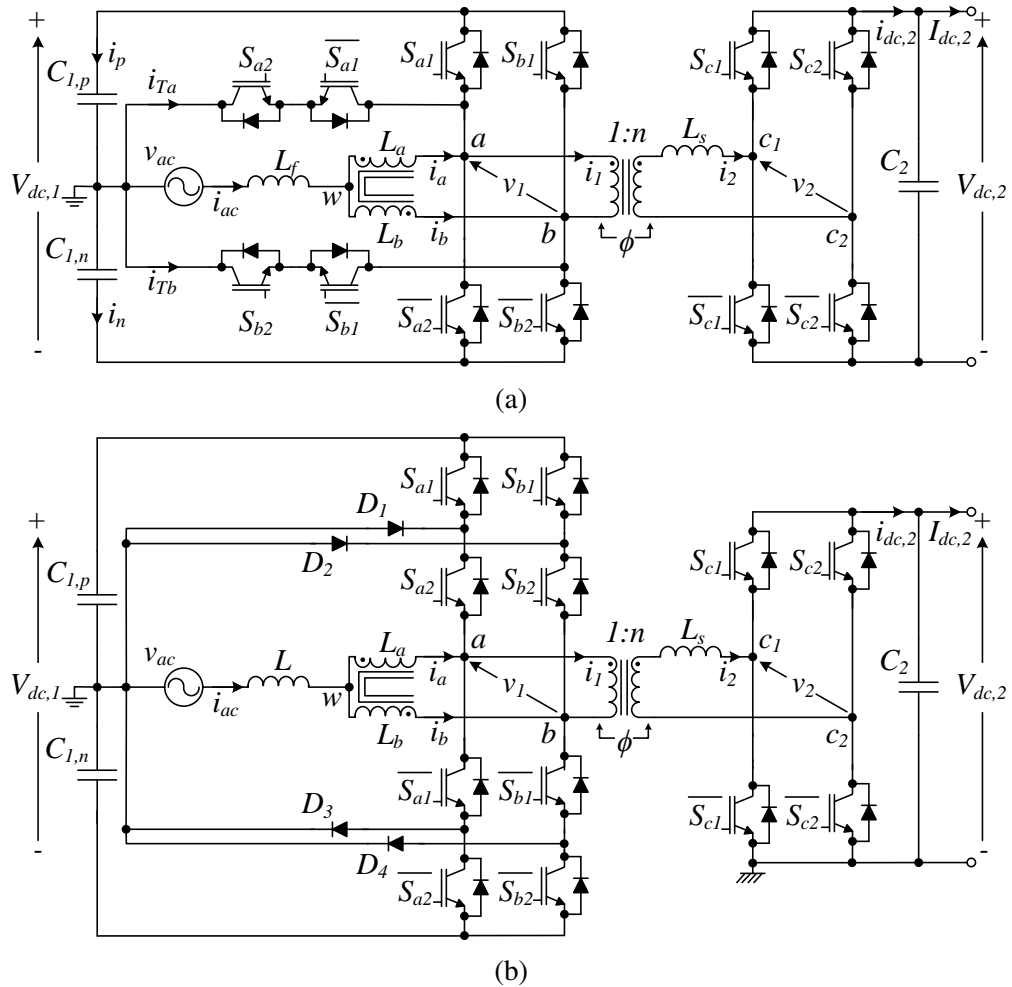
Pode-se observar imediatamente que a vantagem do conversor do tipo T em relação ao NPC é a supressão dos diodos D1 a D4, que implica na redução das perdas dos semicondutores do lado primário e construção mais simples por justamente apresentar quatro componentes a menos.

Além disso, a modulação, o modelo e o requisito de controle são os mesmos para ambos os conversores, conforme evidenciado nas seções a seguir.

---

<sup>1</sup>Na literatura são encontradas diversas nomenclaturas para o elemento magnético acoplado presente no lado primário da estrutura proposta, como por exemplo, transformador de interfase (IPT), autotransformador e transformador intercelular (ICT) e indutor acoplado (IC). Este é o termo escolhido para ser utilizado neste trabalho.

Figura 21 – Conversor CA-CC isolado bidirecional monofásico de estágio único. (a) I2TDF1. (b) I2NDF1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2 Princípio de funcionamento

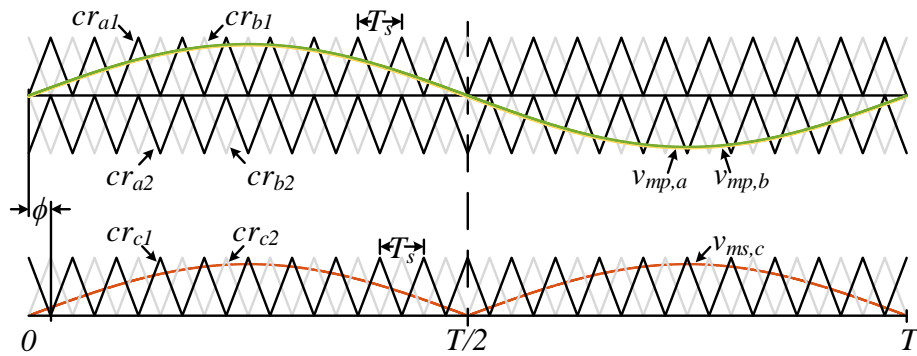
Como indicado na Figura 22, foi adotada a modulação de largura de pulso com deslocamento de nível (LSPWM) com as portadoras dispostas em fase (IPD) no lado primário e a modulação de largura de pulso com deslocamento de fase (PSPWM) no lado secundário.

As portadoras  $cr_{a1}$  e  $cr_{a2}$  estão deslocadas em nível, mas estão em fase. As portadoras  $cr_{b1}$  e  $cr_{b2}$  têm, respectivamente, um deslocamento de fase de  $\pi$  das portadoras  $cr_{a1}$  e  $cr_{a2}$ . As portadoras  $cr_{c1}$  e  $cr_{c2}$  têm um deslocamento de fase de  $\pi$  entre si.

O comportamento das chaves complementares ( $S_{xy}, \overline{S_{xy}}$ ) é determinado comparando o sinal de modulação  $v_{mz,x}$  com a portadora  $cr_{xy}$ , assim, a função de chaveamento  $s_{xy}$  pode ter



Figura 22 – Formas de onda ideais do conversor proposto.



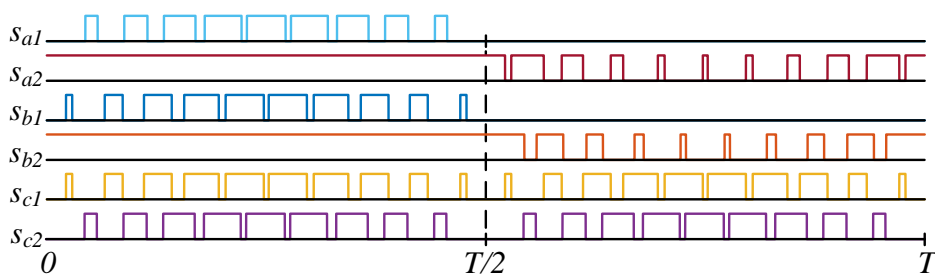
Fonte: Elaborada pelo autor.

dois estados possíveis

$$s_{xy} = \begin{cases} 1 & \text{se } v_{mz,x} \geq cr_{xy} \\ 0 & \text{se } v_{mz,x} < cr_{xy} \end{cases} \quad (3.1)$$

onde  $x \in \{(a, b) \text{ lado CA}, (c) \text{ lado CC}\}$ ,  $y \in \{1, 2\}$  e  $z \in \{p \text{ (lado CA)}, s \text{ (lado CC)}\}$ . A Figura 23 apresenta o resultado gráfico da Equação 3.1 quando utilizada a modulação proposta.

Figura 23 – Formas de onda ideais do conversor proposto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Sob condições ideais, as tensões dos capacitores do barramento primário  $V_{C1,p}$  e  $V_{C1,n}$  são iguais e de valor  $V_{dc,1}/2$ , então, a tensão multinível e a tensão do lado primário do transformador podem ser expressas como se segue

$$v_w = \frac{V_{dc,1}}{4} (s_{a1} + s_{a2} + s_{b1} + s_{b2} - 2) \quad (3.2)$$

$$v_1 = \frac{V_{dc,1}}{2} (s_{a1} + s_{a2} - s_{b1} - s_{b2}) \quad (3.3)$$

A tensão do lado primário do transformador pode ainda ser expressa como

$$v_1 = v_a - v_b \quad (3.4)$$

onde

$$v_a = \frac{V_{dc,1}}{2}(s_{a1} + s_{a2} - 1) \quad (3.5)$$

$$v_b = \frac{V_{dc,1}}{2}(s_{b1} + s_{b2} - 1) \quad (3.6)$$

Se  $v_{ma} \leq 1$  e  $v_{mb} \leq 1$ , a amplitude da frequência fundamental das tensões  $v_a$  e  $v_b$  são linearmente proporcionais a  $v_{ma}$  e  $v_{mb}$ , respectivamente. Assim:

$$v_a = v_{ma} \frac{V_{dc,1}}{2} = (m + m_o) \frac{V_{dc,1}}{2} \quad (3.7)$$

$$v_b = v_{mb} \frac{V_{dc,1}}{2} = (m - m_o) \frac{V_{dc,1}}{2} \quad (3.8)$$

onde  $m$  é o sinal de modulação fundamental CA, e  $m_o$  é o deslocamento para manter a corrente CC (TEIXEIRA; MCGRATH; HOLMES, 2015), que neste trabalho deve ser nula.

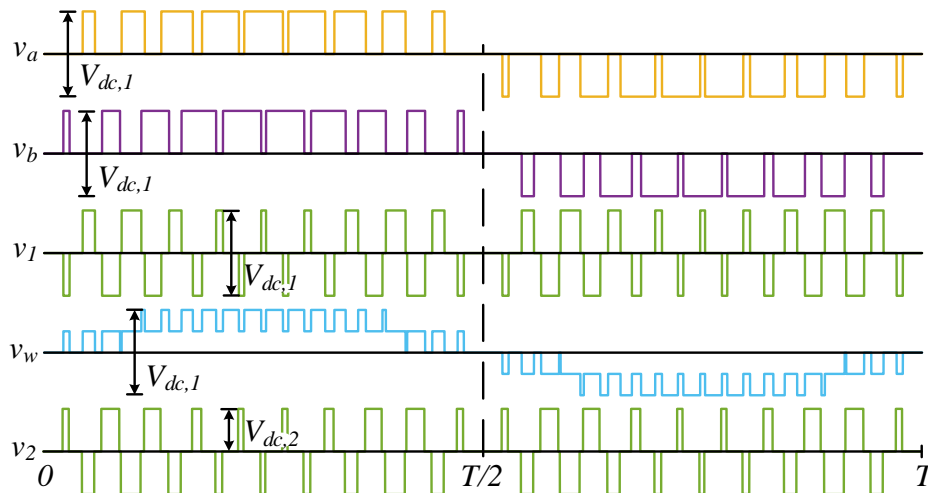
Semelhantemente, a tensão do barramento secundário do conversor  $V_{C2}$  é igual a  $V_{dc,2}$  e a tensão secundária do transformador é expressa como

$$v_2 = V_{dc,2}(s_{c1} - s_{c2}) = v_{mc}V_{dc,2} \quad (3.9)$$

onde  $v_{mc}$  é o valor absoluto de  $m$ .

A Figura 24 mostra as formas de onda dessas tensões.

Figura 24 – Formas de onda ideais do conversor proposto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As etapas de funcionamento do conversor do lado primário para o semiciclo positivo e negativo são apresentadas respectivamente nas Figuras 25 e 26. O estado de chaveamento 'P' denota que a chave superior  $S_{x1}$  da célula T-type foi comandada a conduzir e que a tensão  $v_x$  é

$V_{dc,1}/2$ . Já o estado de chaveamento ‘O’ indica que as chaves  $S_{x2}$  e  $\overline{S_{x1}}$  são comandadas a conduzir e que  $v_x$  é zero. Enquanto ‘N’ designa que a chave  $\overline{S_{x2}}$  é comandada a conduzir e  $v_x$  é  $-V_{dc,1}/2$ .

Conforme Cacao *et al.* (2014), há dois modos de operação relativos às chaves durante um período de chaveamento. O modo *overlapping* ocorre quando as chaves ( $S_{a1}$  e  $S_{b1}$ ) ou ( $\overline{S_{a2}}$  e  $\overline{S_{b2}}$ ) estão conduzindo simultaneamente durante o semiciclo positivo ou negativo respectivamente. Já o modo *nonoverlapping* ocorre quando as chaves ( $S_{a1}$  e  $S_{b1}$ ) ou ( $\overline{S_{a2}}$  e  $\overline{S_{b2}}$ ) não estão conduzindo simultaneamente durante o semiciclo positivo ou negativo respectivamente.

Há sete possibilidades de combinações dos estados das chaves e são mostradas na Tabela 2, além disso, as tensões no lado primário também são apresentadas. Considerando a tensão máxima sobre estas chaves, elas podem ser divididas em dois grupos: o grupo 1 contém as chaves cuja tensão máxima é a tensão total o barramento primário ( $S_{a1}$ ,  $S_{b1}$ ,  $\overline{S_{a2}}$  e  $\overline{S_{b2}}$ ); o grupo 2 contém as chaves cuja tensão máxima é a metade da tensão total o barramento primário ( $S_{a2}$ ,  $S_{b2}$ ,  $\overline{S_{a1}}$  e  $\overline{S_{b1}}$ ).

No lado secundário, há quatro combinações possíveis para os estados das chaves. O estado de chaveamento ‘P’ indica quando a chave  $S_{x1}$  é comandada a conduzir, enquanto o estado de chaveamento ‘N’ denota quando a  $\overline{S_{x1}}$  é comandada a conduzir. A Tabela 3 sintetiza esses arranjos.

A corrente de entrada é obtida pela soma das correntes que fluem através das indutâncias dos enrolamentos do IC ( $L_a$  e  $L_b$ ):

$$i_{ac} = i_a + i_b \quad (3.10)$$

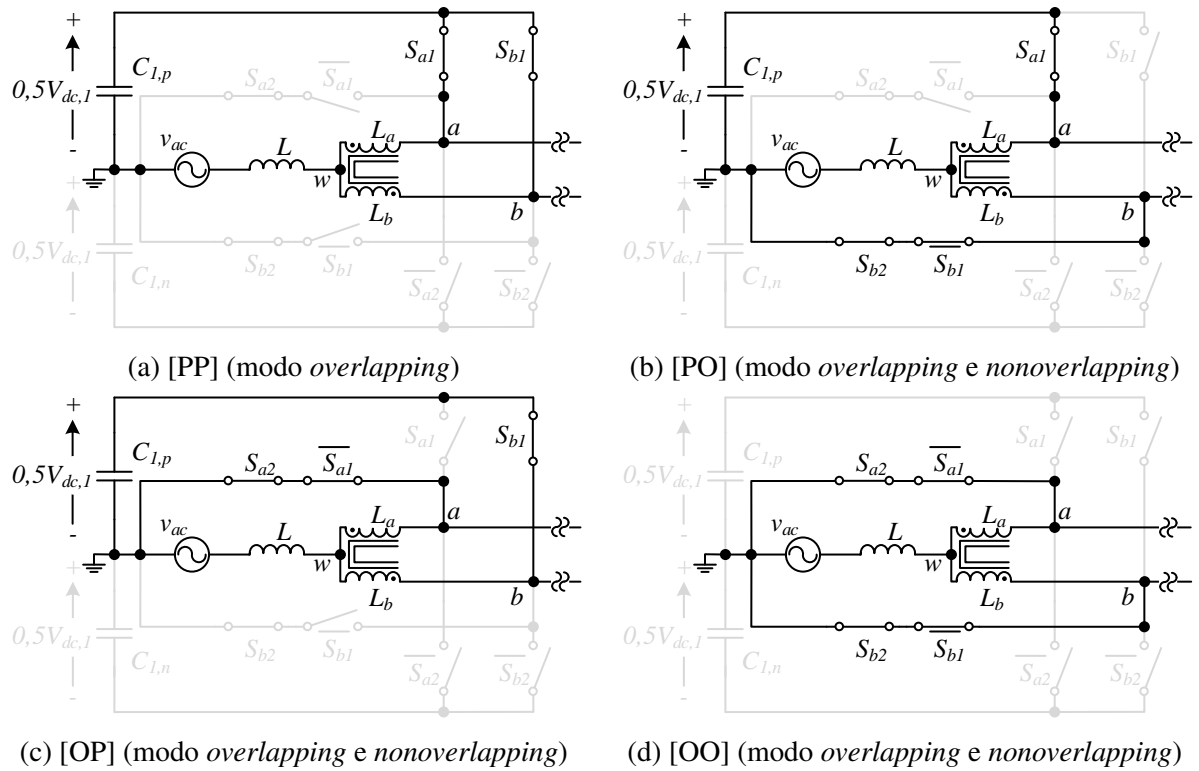
Sendo que a frequência da corrente do indutor de filtro  $f_{iac}$  é o dobro da frequência de chaveamento  $f_s$ .

A corrente de circulação é definida como:

$$i_{cir} = i_a - i_b \quad (3.11)$$

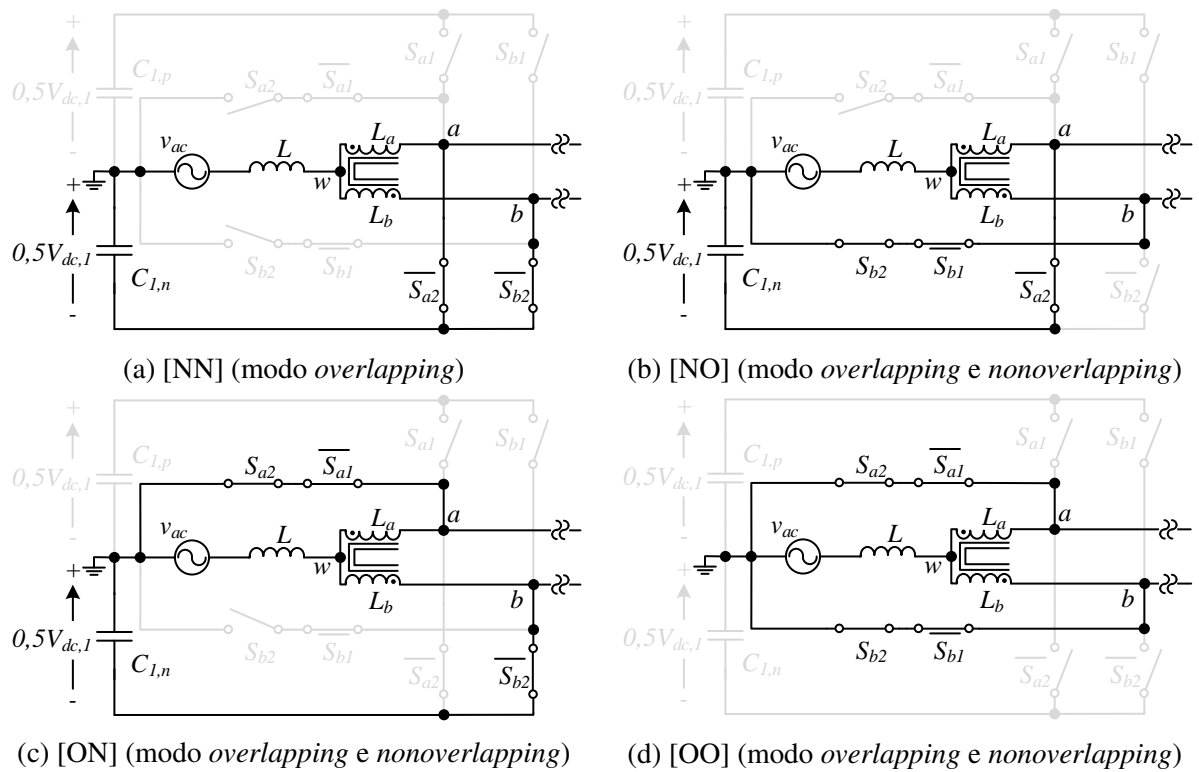
e seu valor médio por período de chaveamento deve ser zero e sua variação deve ser baixa para evitar a saturação e diminuir o tamanho e volume do IC.

Figura 25 – Estados de funcionamento do lado primário durante o semiciclo primário.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 26 – Estados de funcionamento do lado primário durante o semiciclo negativo.

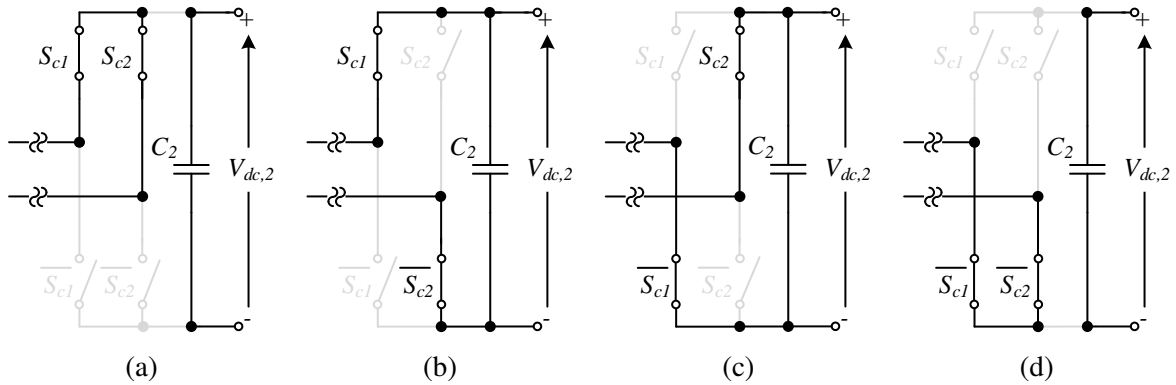


Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 2 – Estados das chaves e níveis de tensão no lado primário.

		Estados das chaves				Tensão		
		$S_{a1}$	$S_{b1}$	$S_{a2}$	$S_{b2}$	$v_a$	$v_b$	$v_w$
Semiciclo positivo	1	1	1	1	$V_{dc,1}/2$	$V_{dc,1}/2$	$V_{dc,1}/2$	
	1	0	1	1	$V_{dc,1}/2$	0	$V_{dc,1}/4$	
	0	1	1	1	0	$V_{dc,1}/2$	$V_{dc,1}/4$	
	0	0	1	1	0	0	0	
Semiciclo negativo	0	0	1	1	0	0	0	
	0	0	1	0	0	$-V_{dc,1}/2$	$-V_{dc,1}/4$	
	0	0	0	1	$-V_{dc,1}/2$	0	$-V_{dc,1}/4$	
	0	0	0	0	$-V_{dc,1}/2$	$-V_{dc,1}/2$	$-V_{dc,1}/2$	

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 27 – Estados de funcionamento do lado secundário. (a) [PP] (modo *overlapping*); (b) [PN] (modo *overlapping* e *nonoverlapping*); (c) [NP] (modo *overlapping* e *nonoverlapping*); (d) [NN] (modo *overlapping* e *nonoverlapping*).

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 3 – Estados das chaves e níveis de tensão no lado secundário.

Estados das chaves		Tensão		
$S_{c1}$	$S_{c2}$	$v_{c1}$	$v_{c2}$	$v_2$
1	1	$V_{dc,2}$	$V_{dc,2}$	0
1	0	$V_{dc,2}$	0	$V_{dc,2}$
0	1	0	$V_{dc,2}$	$-V_{dc,2}$
0	0	0	0	0

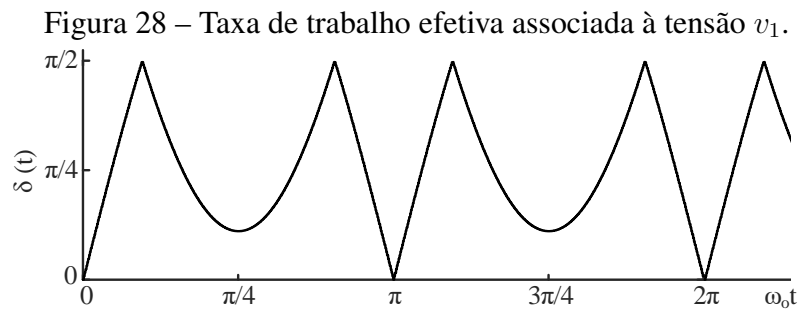
Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.3 Razão cíclica efetiva

A Figura 28 apresenta a razão cíclica efetiva da tensão do lado primário do *link* de alta frequência  $v_1$ , cuja descrição analítica é dada por:

$$\delta(t) = \begin{cases} \pi|d(t)| & \text{se } |d(t)| \leq 0.5 \\ \pi(1 - |d(t)|) & \text{se } |d(t)| > 0.5 \end{cases} \quad (3.12)$$

onde  $d(t) = m_a \text{sen}(\omega_o t)$ ,  $\omega_o$  é a frequência angular da rede e  $m_a$  é o índice de modulação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.4 Fluxo de Potência

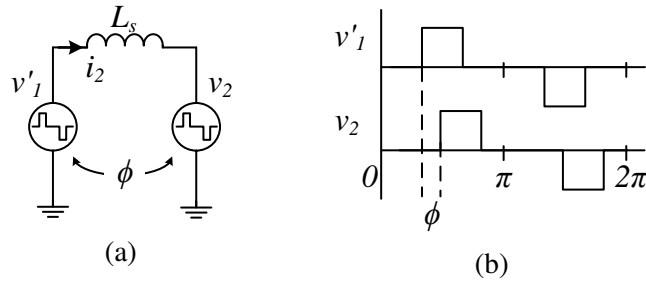
Zhao *et al.* (2015) desenvolvem um modelo generalizado de regime permanente, baseado nas séries de Fourier, para descrever as expressões analíticas das grandezas elétricas do *link* de alta frequência (HFL, na sigla em inglês) do conversor DAB operando com modulação por largura de pulso (PWM) e controle do fluxo potência por deslocamento de fase (PS).

#### 3.4.1 Caracterização da Tensão e da Corrente

Na análise realizada, há duas fontes de tensão de alta frequência conectadas em ambos os lados do indutor  $L_s$  (Figura 29a), essas tensões,  $v'_1$  e  $v_2$ , apresentam durante um período de chaveamento formato semelhante ao de uma onda quadrada modificada com paridade ímpar (Figura 29b), o que possibilita expressar de modo menos difícil as séries de Fourier dessas tensões.

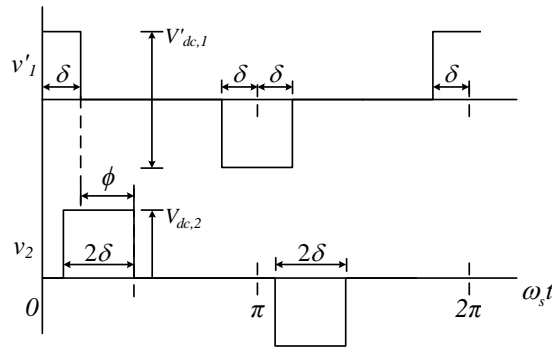
No HFL do conversor proposto, as tensões  $v'_1$  e  $v_2$  apresentam paridade par, como mostrado na Figura 30. Note que no intervalo  $\delta$  é no máximo igual a  $\pi/2$ , de modo que  $\delta$  em radianos é igual a  $\pi|d(t)|$ .

Figura 29 – (a) Circuito equivalente do HFL. (b) Formas de onda das tensões  $v'_1$  e  $v_2$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 30 – Formas de onda das tensões  $v_1$  e  $v'_2$  para o conversor proposto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A série de Fourier da tensão  $v_1(t)$  pode ser expressa em forma trigonométrica como:

$$v'_1(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_s t) + b_n \sin(n\omega_s t)] \quad (3.13)$$

no qual o período é  $T_s$  e a frequência fundamental é  $f_s = 1/T_s$  ou  $\omega_s = 2\pi/T_s$ .

Analisando a Figura 30, nota-se que o valor médio (cc) de  $v'_1(t)$  é zero, ou seja  $a_0 = 0$ . Além disso, a tensão apresenta simetria de meia onda, o que permite escrever os coeficientes de Fourier da seguinte forma:

$$a_n = \frac{4}{T_s} \int_0^{T_s/2} v_1(t) \cos(n\omega_s t) dt \quad (3.14)$$

$$b_n = 0 \quad (3.15)$$

Realizando a integração da Equação 3.14 e considerando o que foi exposto na Subseção 3.3:

$$a_n = \frac{4V'_1}{n\pi} \sin(n\delta) \quad (3.16)$$

Por se tratar de um função com simetria de meia onda, todas as harmônicas de

número par desaparecem (LATHI, 2007), resultando em:

$$v_1'(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_1'}{n\pi} \text{sen}(n\delta) \cos(n\omega_s t) \quad (3.17)$$

A tensão  $v_2(t)$  é representada de modo semelhante, porém é incluído o ângulo de defasagem  $\phi$ :

$$v_2(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_2}{n\pi} \text{sen}(n\delta) \cos[n(\omega_s t - \phi)] \quad (3.18)$$

Como demonstrado anteriormente, uma tensão periódica não senoidal pode ser definida através da série de Fourier como:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega_0 t) \quad (3.19)$$

Sendo que se essa tensão é aplicada a uma carga linear, como é o caso da Figura 29a, onde há uma carga puramente indutiva, as amplitudes dos termos CA da corrente que circula na carga podem ser expressas pela análise fasorial por:

$$I_n = \frac{V_n}{jX_n} = \frac{V_n \angle 0^\circ}{j(n\omega_s L)} = \frac{V_n}{n\omega_s L} \angle -90^\circ \quad (3.20)$$

De modo que, utilizando a propriedade trigonométrica da Equação A.1 (Apêndice A), a corrente na carga pode ser determinada como:

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n}{n\omega_s L} \text{sen}(n\omega_0 t) \quad (3.21)$$

Usando o princípio da superposição e considerando que  $V_1' = V_2$ , a corrente  $i_2$  pode então ser determinada como:

$$i_2(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_2}{n^2\pi\omega_s L_s} \text{sen}(n\delta) \{ \text{sen}(n\omega_s t) - \text{sen}[n(\omega_s t - \phi)] \} \quad (3.22)$$

A Equação 3.22 pode ser representada através de sua forma compacta, considerando a identidade trigonométrica da Equação A.2 (ver Apêndice A), é dada por:

$$i_2(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} I_{2n} \text{sen}(n\omega_s t + \beta_n) \quad (3.23)$$

onde

$$I_{2n} = \frac{4V_2}{n^2\pi\omega_s L_s} \text{sen}(n\delta) \sqrt{2[1 - \cos(n\phi)]} \quad (3.24)$$



e

$$\beta_n = \tan^{-1} \left[ \frac{\text{sen}(n\phi)}{1 - \cos(n\phi)} \right] \quad (3.25)$$

Os valores rms das tensões  $v'_1$  e  $v_2$  são calculados por:

$$V'_{1,\text{rms}} = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} V'^2_{1n,\text{rms}}} = \frac{\sqrt{2}V'_1}{\pi} \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[ \frac{\text{sen}(n\delta)}{n} \right]^2} \quad (3.26)$$

$$V_{2,\text{rms}} = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} V^2_{2n,\text{rms}}} = \frac{\sqrt{2}V_2}{\pi} \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[ \frac{\text{sen}(n\delta)}{n} \right]^2} \quad (3.27)$$

De modo similar, o valor rms da corrente  $i_2$  é:

$$I_{2,\text{rms}} = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} I^2_{2n,\text{rms}}} = \frac{\sqrt{2}V_{dc,1}}{\pi\omega_s L_s} \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[ \frac{\text{sen}(n\delta)\sqrt{2[1 - \cos(n\phi)]}}{n^2} \right]^2} \quad (3.28)$$

### 3.4.2 Potência Ativa

Da (Figura 29a), pode-se inferir que a potência média durante um período de chaveamento ou *potência ativa quase instantânea* é:

$$\langle P \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v'_1(t) i_2(t) dt \quad (3.29)$$

Das Equações 3.17, 3.23 e 3.29 temos que:

$$\begin{aligned} \langle P \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{16V'_1V_2}{n^3\pi^2\omega_s L_s} \text{sen}^2(n\delta) \sqrt{2[1 - \cos(n\phi)]} \\ &\quad \times \cos(n\omega_s t) \text{sen}(n\omega_s t + \beta_n) dt \\ &\quad + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \sum_{m \neq n}^{\infty} \frac{16V'_1V_2}{mn^2\pi^2\omega_s L_s} \text{sen}(m\delta) \text{sen}(n\delta) \sqrt{2[1 - \cos(n\phi)]} \\ &\quad \times \cos(m\omega_s t) \text{sen}(n\omega_s t + \beta_n) dt \end{aligned} \quad (3.30)$$

Sendo que o produto dos termos de índices diferentes ( $m \neq n$ ) é zero, portanto não são considerados para o cálculo da potência ativa. Usando a identidade trigonométrica da Equação A.3 (ver Apêndice A), a Equação 3.30 pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \langle P \rangle = & \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{8V_1'V_2}{n^3\pi^2\omega_s L_s} \text{sen}^2(n\delta) \sqrt{2[1 - \cos(n\phi)]} \\ & \times [\text{sen}(2n\omega_s t + \beta_n) + \text{sen}(\beta_n)] dt \end{aligned} \quad (3.31)$$

Resolvendo a integral temos:

$$\langle P \rangle = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{8V_1'V_2}{n^3\pi^2\omega_s L_s} \text{sen}^2(n\delta) \text{sen}(n\phi) \quad (3.32)$$

Cada coeficiente da potência é dado por:

$$P_n = \frac{8V_1'V_2}{n^3\pi^2\omega_s L_s} \text{sen}^2(n\delta) \text{sen}(n\phi) \quad (3.33)$$

$$\langle P \rangle = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} P_n \quad (3.34)$$

A potência ativa total ou somente *potência ativa* é calculada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (3.35)$$

e considerando a definição de Integral Definida presente no Anexo A, temos:

$$P = \frac{1}{T} \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^k p(t_i^*) \Delta t \quad (3.36)$$

onde  $k$  representa o número de amostras,  $\Delta t$  o intervalo de amostragem e  $t_i^*$  os pontos amostrais. (Observe que foi feita a troca de  $k$  por  $n$ , porque  $n$  representa os índices dos termos das séries de Fourier).

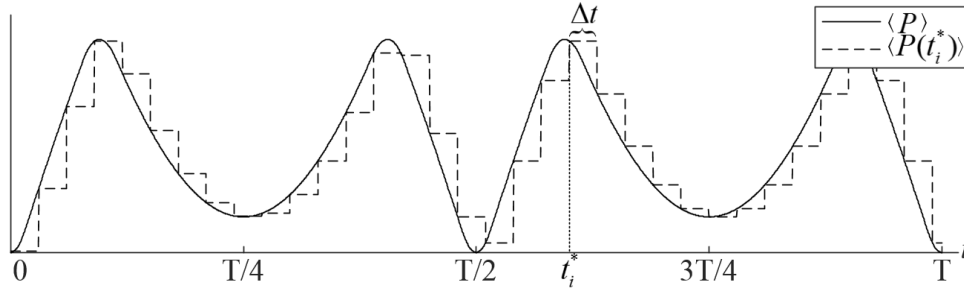
Temos que a integral é aproximadamente igual a Soma de Riemann, e uma vez que temos um número finito de amostras, a potência ativa pode então ser calculada por:

$$P \approx \frac{T_d}{T} \sum_{i=1}^k \langle P(t_i^*) \rangle \quad (3.37)$$

onde  $\Delta t$  foi substituído por  $T_d$  que é o tempo de amostragem.

Para ilustrar o que foi exposto, a Figura 31 apresenta a forma de onda da potência quase instantânea para  $m_a = 0,9$  e  $\phi = 30^\circ$ .

Figura 31 – Forma de onda da potência ativa quase instantânea.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.4.3 Potência Reativa e Potência aparente

Ainda de acordo com Zhao *et al.* (2015), a potência reativa é dividida em duas categorias: 1) a potência reativa causada pelos termos da tensão e da corrente de mesma frequência; 2) a potência reativa causada pelos termos da tensão e da corrente frequências diferentes.

Para a primeira categoria, a potência reativa é dada por:

$$\langle Q_{m=n} \rangle = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} Q_{m=n} \quad (3.38)$$

Através das Equações 3.17 e 3.23, obtemos:

$$\begin{aligned} Q_{m=n} &= \\ &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left( \frac{8V_1'V_2}{n^3\pi^2\omega_s L_s} \right) \text{sen}^2(n\delta)[1 - \cos(n\phi)] \end{aligned} \quad (3.39)$$

Já para a segunda categoria, a potência reativa é

$$\langle Q_{m \neq n} \rangle = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} Q_{m \neq n} \quad (3.40)$$

E com as Equações 3.26 e 3.28 é possível obter:

$$\langle Q_{m \neq n} \rangle = V_{1m,\text{rms}}' I_{2n,\text{rms}} = \left( \frac{8V_1'V_2}{mn^2\pi^2\omega_s L_s} \right) \text{sen}(m\delta) \text{sen}(n\delta) \sqrt{2[1 - \cos(n\phi)]} \quad (3.41)$$

A potência complexa  $\mathbf{S}$  apresenta a potência ativa  $\mathbf{P}$  na sua parte real e a potência reativa na sua parte imaginária  $\mathbf{Q}$ , sendo:

$$\mathbf{S} = \mathbf{P} + j\mathbf{Q} \quad (3.42)$$

Onde a potência aparente obtida pelo módulo da potência complexa é dada por:

$$S = |\mathbf{S}| = \sqrt{P^2 - Q^2} \quad (3.43)$$

ou, considerando seu valor médio quase instantâneo, temos que:

$$\begin{aligned} \langle S \rangle &= V'_{1,\text{rms}} I_{2,\text{rms}} \\ &= \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} P_n^2 + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} Q_{m=n}^2 + \sum_{m \neq n=1,3,5,\dots}^{\infty} Q_{m \neq n}^2} \end{aligned} \quad (3.44)$$

### 3.4.4 Solução Recursiva (Iterativa)

Uma outra possibilidade de fazer a análise do fluxo de potência é através de um método recursivo (iterativo). De modo que, utilizando as Equações 3.3 e 3.9, e obtendo a equação da corrente é possível analisar no domínio do tempo discreto. O que facilita as contas, visto que as séries de Fourier requerem muitas harmônicas para uma boa aproximação.

A lei da tensão de Kirchhoff para o indutor de transferência de potência nos fornece:

$$R_s i_{L_s}(t) + L_s \frac{di_{L_s}(t)}{dt} = v'_1(t) - v_2(t) \quad (3.45)$$

onde  $i_2$  é a corrente no primário do transformador e foi substituído por  $i_{L_s}$  para facilitar a compreensão.

Usando método da amostra posterior de Euler para aproximação de derivadas, a Equação 3.45 pode ser escrita como:

$$R_s i_{L_s}(k) + L_s \left[ \frac{i_{L_s}(k+1) - i_{L_s}(k)}{h} \right] = v'_1(k) - v_2(k) \quad (3.46)$$

onde  $h = t(k+1) - t(k)$ , e representa o passo de simulação

Reescrevendo a Equação 3.46 temos a seguinte equação de diferenças, obtemos:

$$i_{L_s}(k+1) = [v'_1(k) - v_2(k) - R_s i_{L_s}(k)] \frac{h}{L_s} + i_{L_s}(k) \quad (3.47)$$

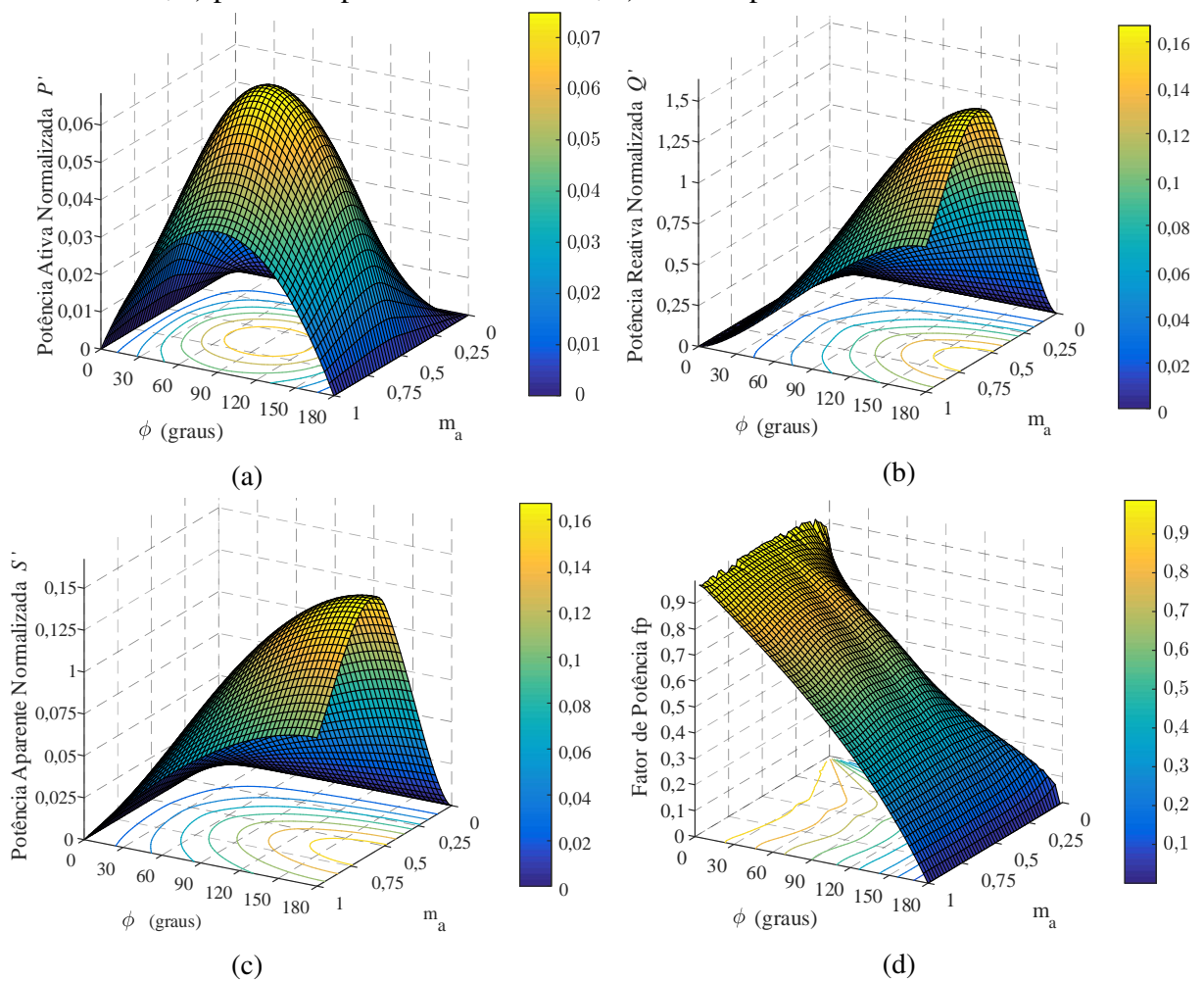
Portanto  $i_{L_s}(k)$  pode ser recursivamente calculada como:

$$i_{L_s}(k) = [v'_1(k-1) - v_2(k-1) - R_s i_{L_s}(k-1)] \frac{h}{L_s} + i_{L_s}(k-1)$$

A Figura 32 apresenta os resultados de simulação das potências ativa, reativa e

aparente normalizadas. A potência ativa normalizada Figura 32a tem seu valor máximo em  $m_a = 0.62$  e  $\phi = 90^\circ$ . As potências reativa e aparente norma normalizadas, Figuras 32b e 32c apresentam valor máximo em  $m_a = 0.6$  e  $\phi = 180^\circ$ . Através da análise do fator de potência FP mostrados na Figura 32c, notamos que para um valor de  $m_a$  fixo o FP diminui a medida que o *phase shift* aumenta. De modo que para valores de  $m_a$  maiores que 0,5, para se obter um FP próximo a 0,9 o ângulo de *phase shift* deve ser em torno de  $30^\circ$ , conforme diversos trabalhos encontrados na literatura.

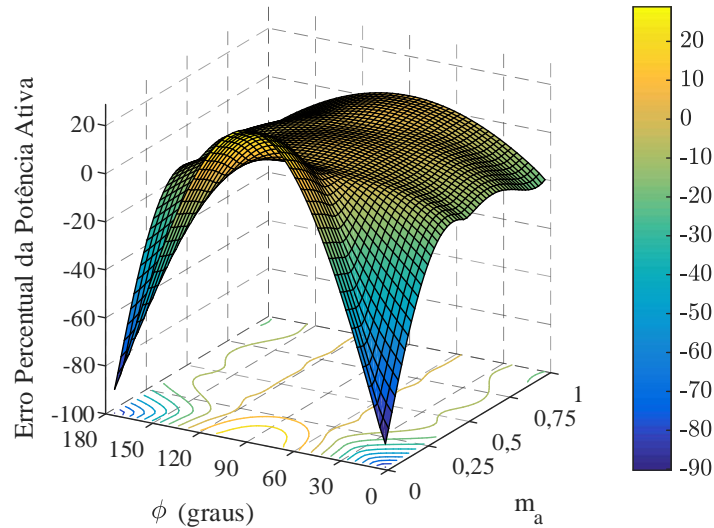
Figura 32 – Resultados de simulação do HFL. a) potência ativa normalizada; b) potência reativa normalizada; c) potência aparente normalizada; d) fator de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 33 mostra o resultado da comparação da potência ativa normalizada do modelo fundamental com a potência ativa normalizada do modelo completo. Em algumas regiões erro percentual apresentou valor maior que 80%.

Figura 33 – Comparação entre o modelo fundamental e o completo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.5 Análise do chaveamento com tensão zero

Primeiro devemos encontrar as correntes  $i_a$  e  $i_b$  dos enrolamentos individuais do indutor acoplado. Idealmente a corrente da entrada  $i_{ac}$  pode ser dada por:

$$i_{ac}(t) = \frac{P}{V_{acP}} \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.48)$$

onde  $P$  é a potência do conversor e  $V_{acP}$  a tensão de pico da rede elétrica. De modo que, substituindo a Equação 3.12 na Equação 3.48, as correntes nos enrolamentos do CI são:

$$i_a(t) = \frac{P}{2V_{acP}m_a} d(t) \quad (3.49)$$

$$i_b(t) = \frac{P}{2V_{acP}m_a} d(t) \quad (3.50)$$

Tomando como exemplo, a corrente que passa na chave  $S_{a1}$  é dada por:

$$i_{sa1}(t) = i_2(t) - i_a(t) \quad (3.51)$$

Substituindo as Equações 3.22 e 3.49 na Equação 3.51 e rearranjando essa equação, temos que, conforme o que foi feito por Li *et al.* (2013), uma expressão para encontrar os pontos onde ocorrem chaveamento com tensão zero (do inglês ZVS) pode ser pelas correntes normalizadas como:

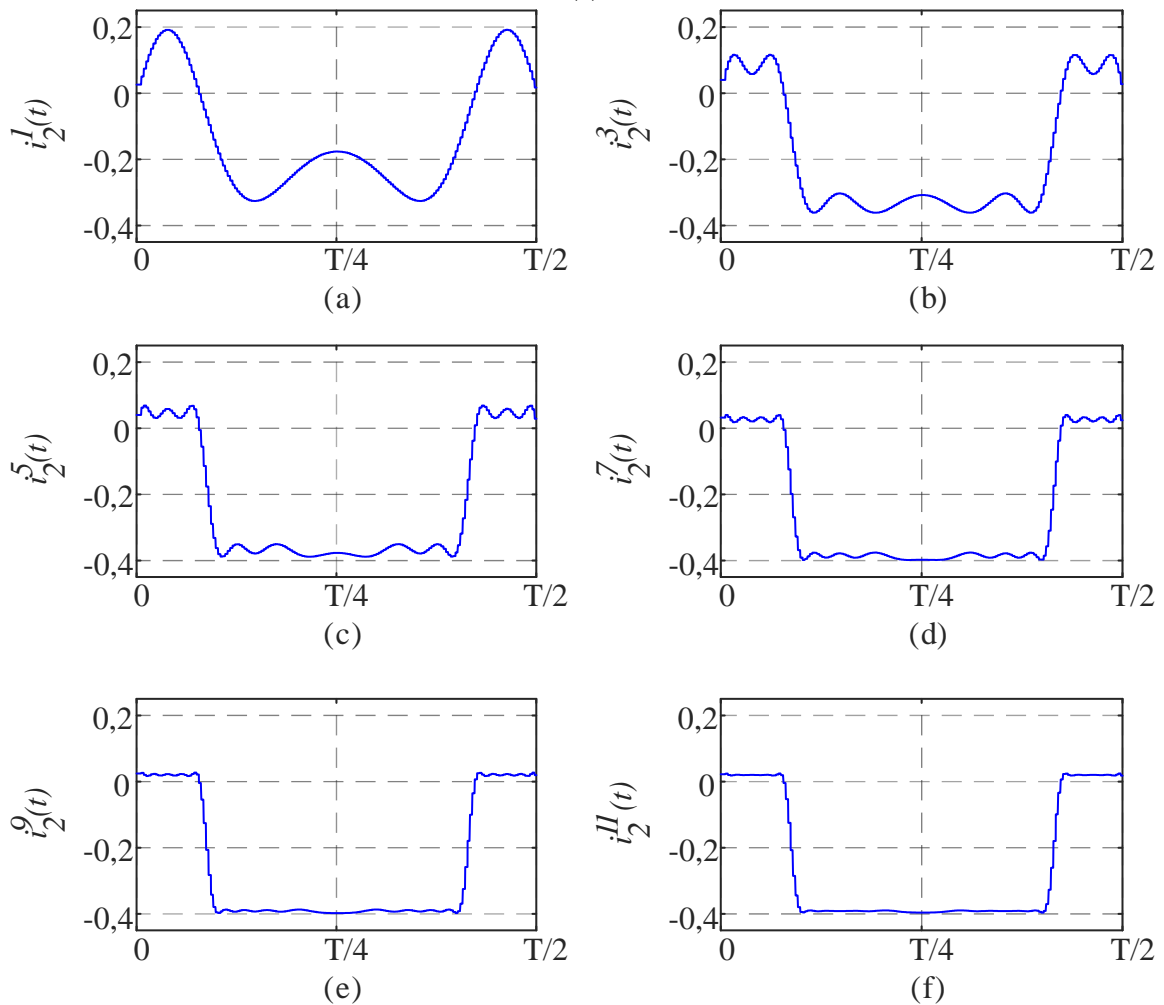
$$i_{2N}(t) - i_{aN}(t) \leq 0$$

$$\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left( \frac{1}{n^2} \right) \text{sen}(n\delta) \{ \text{sen}(n\omega_s t) - \text{sen}[n(\omega_s t - \phi)] \} - \frac{P\pi\omega_s L_s}{8V_{acP}^2} d(t) < 0 \quad (3.52)$$

Dessa expressão, quando houver comando para que a chave  $S_{a1}$  entre em condução é feita a avaliação anterior, desde que essa condição for satisfeita, haverá ZVS. É feito processo semelhante para todas as outras chaves.

O primeiro termo dessa expressão é dependente do número de harmônicas. A Figura 34 mostra a função  $i_{1N}(t)$  e sua aproximação por uma série trigonométrica de Fourier truncada que inclui apenas as primeiras  $n$  harmônicas para  $n = 1, 3, 5, 7, 9$  e  $11$ . Diferente do que foi feito

Figura 34 – Síntese do sinal periódico  $i_{2N}(t)$  pela soma sucessiva de suas harmônicas.



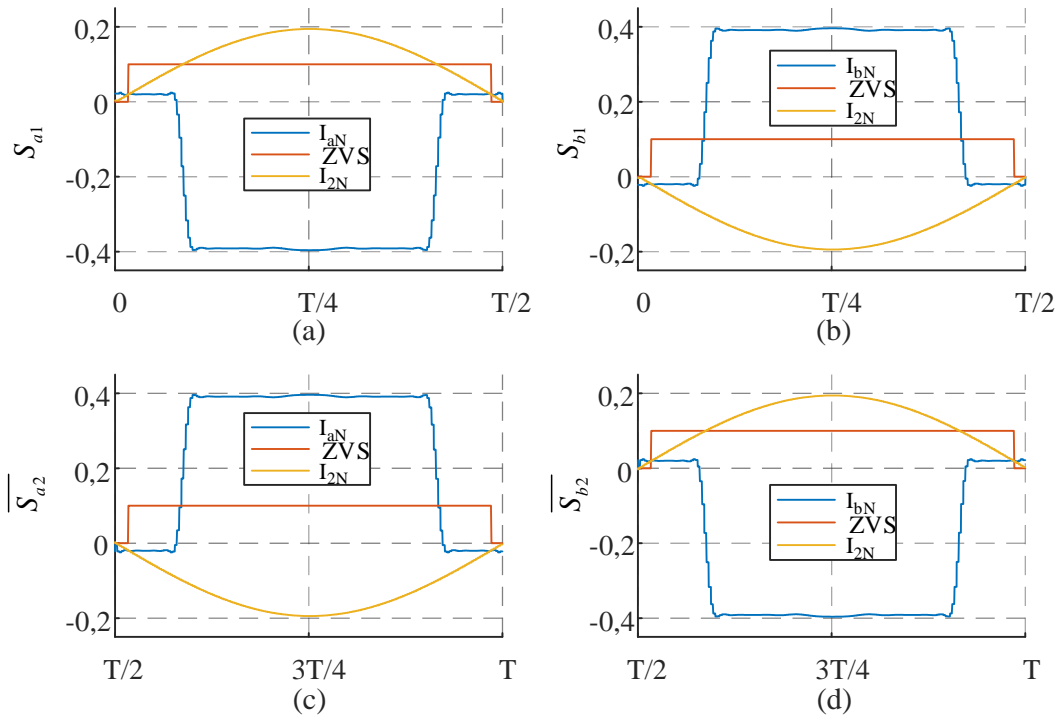
Fonte: Elaborada pelo autor.

por Li *et al.* (2013), onde foi levado em consideração apenas a componente fundamental da série, notamos que o formato da função  $i_{2N}(t)$  é modificado a medida que é aumentado o número de componentes da série, concluindo que é preferível utilizar um número de componentes maior que 1.

A Figura 35 mostra os intervalos onde ocorrem ZVS nas chaves do grupo 1, com número de harmônicas igual a 51. A curva amarela representa a corrente normalizada  $i_{aN}$  ou  $i_{bN}$

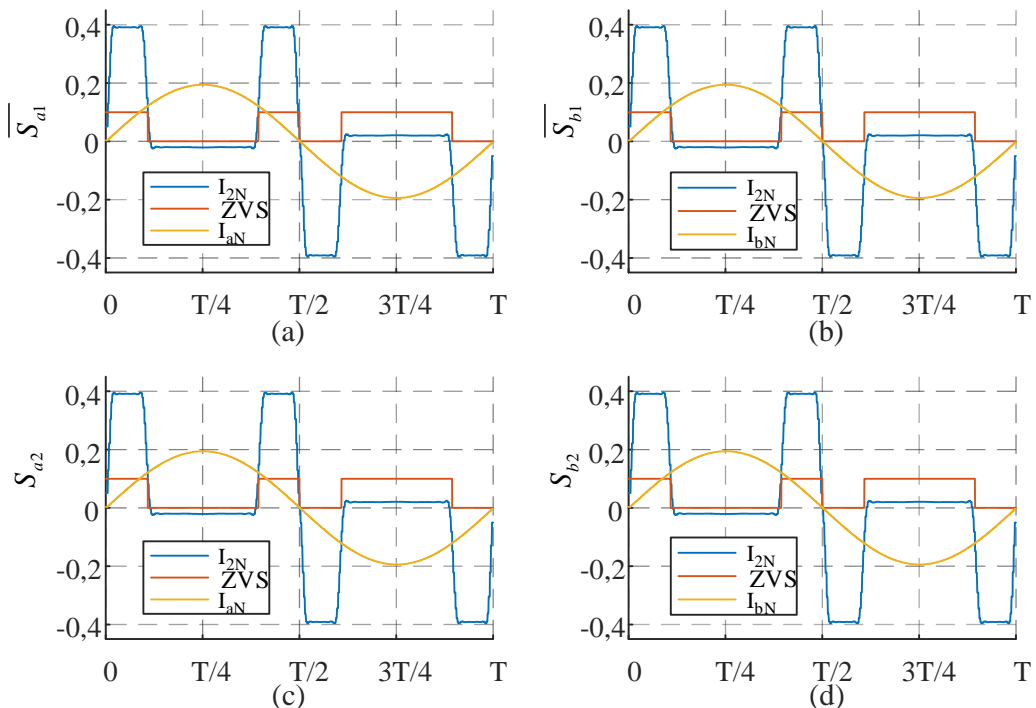
e a curva azul representa a corrente normalizada do indutor de transferência de potência  $i_{2N}$ , em ambos os casos, é considerado o valor no instante do início da comutação. A curva em vermelho é o resultado da comparação lógica, se igual a um há ZVS nesse instante.

Figura 35 – Formas de onda para a análise do ZVS nas chaves do grupo 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 36 – Formas de onda para a análise do ZVS nas chaves do grupo 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.



A Figura 36 mostra os intervalos onde ocorrem ZVS nas chaves do grupo 2. é feita análise semelhante a que foi feita para as chaves do grupo 1. Idealmente, as chaves do secundário apresentam ZVS em toda a faixa de operação.

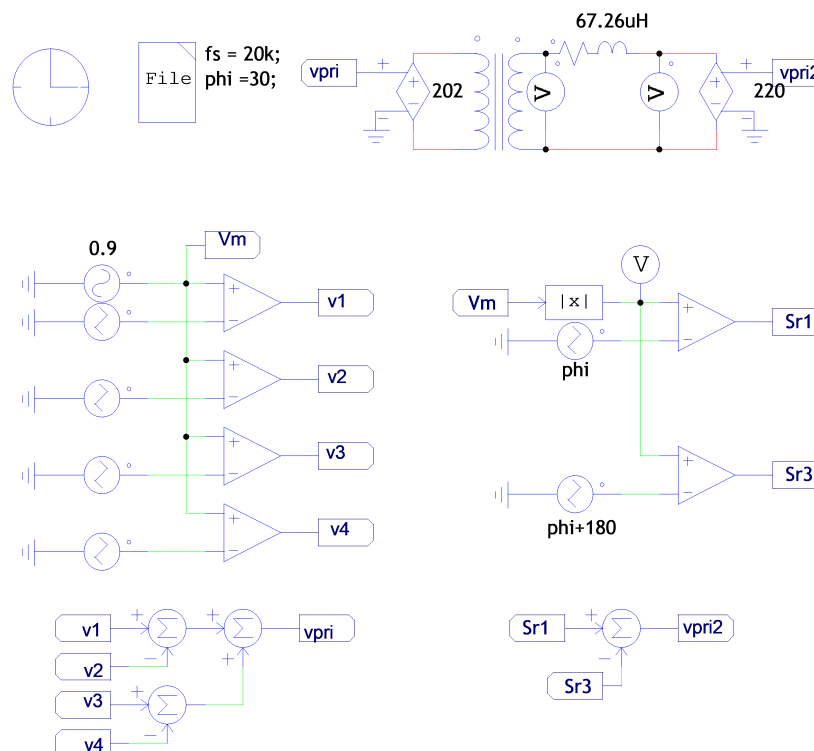
### 3.6 Potência ativa normalizada

Considerando a Equação (3.33) podemos obter uma representação normalizada da potência de saída da seguinte forma:

$$P_N = \frac{P_o L_s f_s}{V_2^2} \quad (3.53)$$

Para validar o modelo apresentado, foi feita a comparação com uma simulação do PSIM, cujo circuito é apresentado na Figura 37. Nas simulações no MATLAB e o PSIM foram utilizados os seguintes parâmetros:  $P_o = 1000$  W para  $\phi = 30^\circ$ ,  $V_2 = 200$  V,  $L_s = 67,26 \mu\text{H}$  e  $f_s = 20$  kHz.

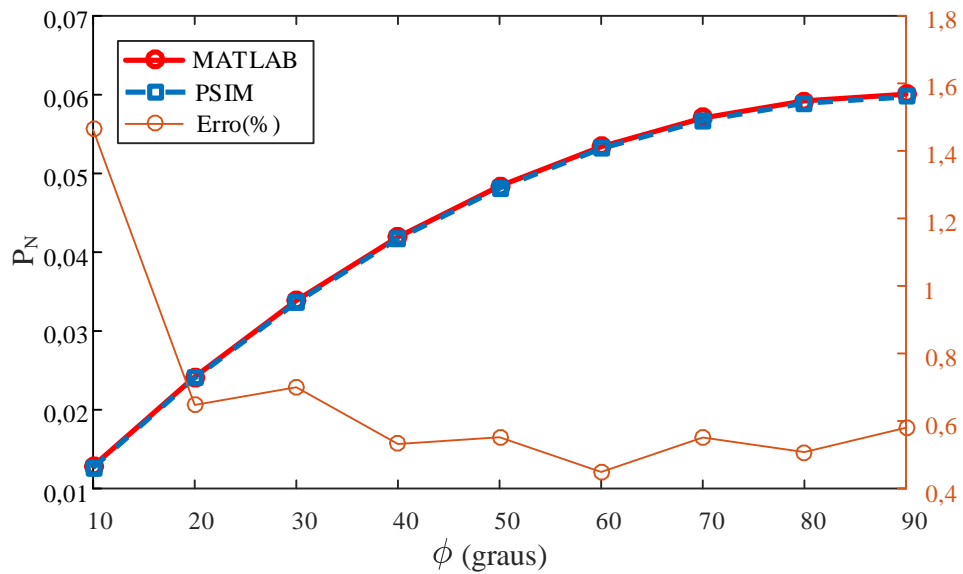
Figura 37 – Estrutura para simulação das curvas de Potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 38 apresenta as potências normalizadas e o erro entre elas. Verifica-se um erro médio percentual de 0,6%, o que comprova que o modelo apresentado pode ser usado no lugar da simulação do PSIM para a análise do fluxo de potência.

Figura 38 – Potência ativa normalizada para diferentes índices de modulação.



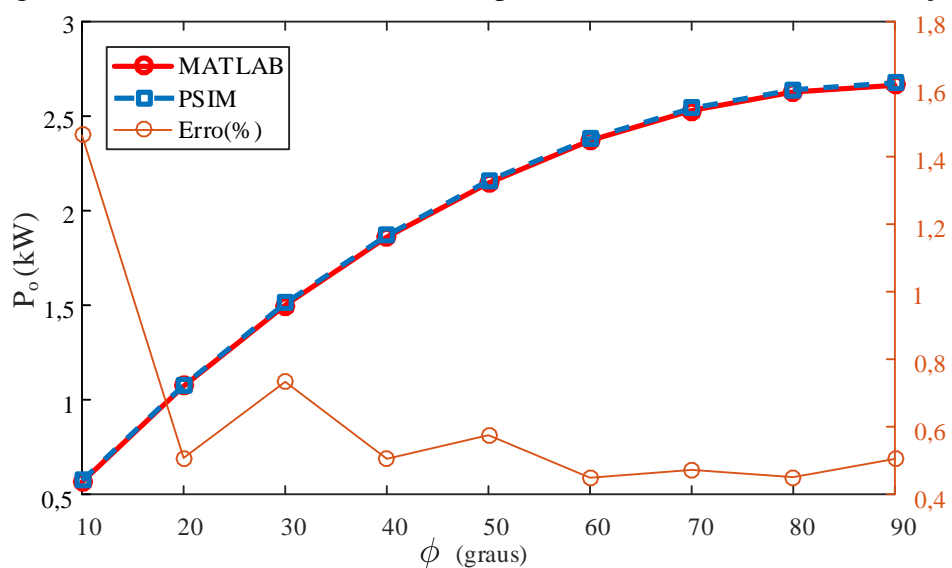
Fonte: Elaborada pelo autor.

Agora, isolando  $L_s$  na Equação (3.53), dados a potência de saída, a frequência de chaveamento, o *phase-shift* e a tensão de saída, temos que:

$$L_s = \frac{V_2^2}{P_o f_s} P_N \quad (3.54)$$

E considerando uma nova situação na qual :  $P_o = 1500 \text{ W}$  ,  $V_2 = 250 \text{ V}$  ,  $f_s = 25 \text{ kHz}$  e  $P_N = 0,0336$  para  $\phi = 30^\circ$  , obtemos  $L_s = 56 \mu\text{H}$ . A Figura 39 apresenta o resultado para diferentes valores de  $\phi$  e novamente as curvas de potência apresentam erro médio percentual de aproximadamente 0,6%.

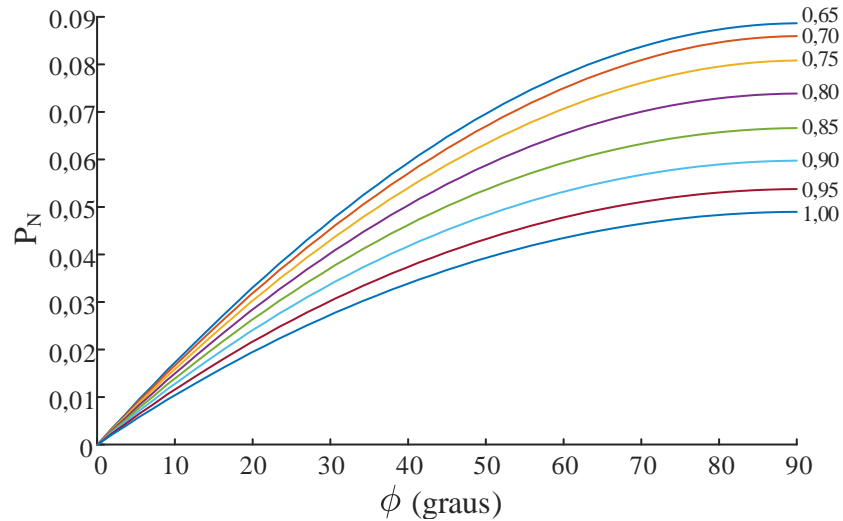
Figura 39 – Potência ativa normalizada para diferentes índices de modulação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 40 apresenta curvas de potência tendo em vista os seguintes parâmetros:  $P_o = 1000 \text{ W}$ ,  $V_2 = 200 \text{ V}$ ,  $L_s = 67,26 \mu\text{H}$ ,  $f_s = 20 \text{ kHz}$ . Na qual foi feita a variação do *phase-shift*  $\phi$  para diferentes valores de índice de modulação.

Figura 40 – Potência ativa normalizada para diferentes índices de modulação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O Apêndice C apresenta os polinômios das potências normalizadas relacionados a Figura 40, que consiste numa importante ferramenta para a obtenção do indutor de transferência de potência  $L_S$  e elimina assim a necessidade de usar o modelo fundamental.

## 4 MODELO DO CONVERSOR

Esta seção apresenta o modelo do conversor proposto, dividida em duas partes: uma relacionada à modelagem do conversor do lado primário, um conversor tipo T, e a outra relacionada ao lado secundário, um conversor em ponte completa.

### 4.1 Modelo do Conversor do Lado Primário

O modelo do indutor inversamente acoplado é usado para obter uma relação desacoplada entre a corrente de circulação e de entrada. Para modelar a tensão diferencial e do barramento primário, foi considerado o fluxo de corrente através dos capacitores  $C_{1,p}$  and  $C_{1,n}$ .

#### 4.1.1 Corrente de modo diferencial e de modo comum

A Figura 41a a mostra o circuito equivalente do CI, contendo as seguintes variáveis: resistência dos enrolamentos individuais  $R_w$ ; indutância de dispersão  $L_k$ ; indutância mútua  $M$ ; tensões e correntes de cada braço conversor, respectivamente ( $v_a$  e  $v_b$ ) e ( $i_a$  e  $i_b$ ); e tensão de entrada ( $v_{ac}$ ) e corrente ( $i_{ac}$ ).

Essas tensões e correntes podem ser definidas em termos de modo comum e modo diferencial da seguinte forma:

$$v_a = v_{cm} + v_{dm} \quad i_a = i_{cm} + i_{dm} \quad (4.1)$$

$$v_b = v_{cm} - v_{dm} \quad i_b = i_{cm} - i_{dm} \quad (4.2)$$

$$v_{cm} = \frac{v_a + v_b}{2} \quad i_{cm} = \frac{i_a + i_b}{2} \quad (4.3)$$

$$v_{dm} = \frac{v_a - v_b}{2} \quad i_{dm} = \frac{i_a - i_b}{2} \quad (4.4)$$

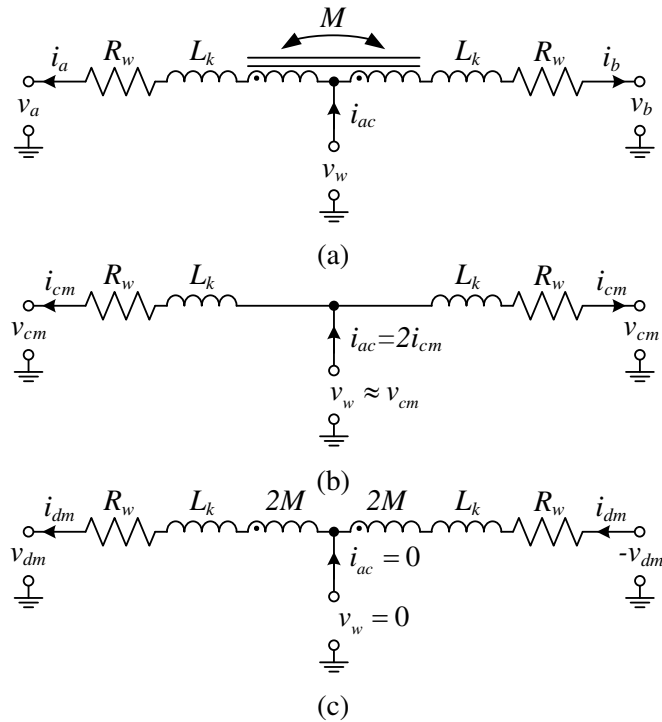
$$(4.5)$$

Pode-se ver que a corrente de entrada e de circulação são definidas como:

$$i_{ac} = 2i_{cm} \quad (4.6)$$

$$i_{cir} = 2i_{dm} \quad (4.7)$$

Figura 41 – Circuitos equivalentes do (a) indutor acoplado ; (b) da corrente de modo comum; (c) da corrente de modo diferencial.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Através da Figura 41a pode-se inferir as seguintes equações:

$$v_w = v_a + R_w i_a + L \frac{di_a}{dt} - M \frac{di_b}{dt} \quad (4.8)$$

$$v_w = v_b + R_w i_b + L \frac{di_b}{dt} - M \frac{di_a}{dt} \quad (4.9)$$

onde  $L$  ( $L_a = L_b$ ) representa sua indutância própria e é dada pela soma da indutância de dispersão  $L_k$  e da indutância mútua  $M$ .

Considerando as Equações (4.1) e (4.2) temos que Combinando as Equações 4.1 e 4.2 com as Equações 4.8 e 4.9:

$$v_w = v_{cm} + v_{dm} + R_w(i_{cm} + i_{dm}) + L_k \frac{di_{cm}}{dt} + (2M + L_k) \frac{di_{dm}}{dt} \quad (4.10)$$

$$v_w = v_{cm} - v_{dm} + R_w(i_{cm} - i_{dm}) + L_k \frac{di_{cm}}{dt} - (2M + L_k) \frac{di_{dm}}{dt} \quad (4.11)$$

Somando e subtraindo as Equações (4.10) e (4.11), pode-se obter as tensões de modo comum e modo diferencial, respectivamente. Além disso, tais relações são representadas nas

Figuras 41b e 41c, e analiticamente expressas como:

$$v_{cm} = v_w - R_w i_{cm} - L_k \frac{di_{cm}}{dt} \quad (4.12)$$

$$v_{dm} = -R_w i_{dm} - (2M + L_k) \frac{di_{dm}}{dt} \quad (4.13)$$

Como pode ser visto na Fig. 21a, a tensão através do indutor do filtro  $L_f$  é:

$$v_{L_f} = v_{ac} - v_w = R_{L_f} i_{ac} + L_f \frac{di_{ac}}{dt} \quad (4.14)$$

Substituindo a Equação 4.6 na Equação 4.14:

$$v_{L_f} = 2R_{L_f} i_{cm} + 2L \frac{di_{cm}}{dt} \quad (4.15)$$

Combinando as Equações (4.6) e (4.12):

$$v_{cm} = v_{ac} - (2R_{L_f} + R_w) i_{cm} - (2L_f + L_k) \frac{di_{cm}}{dt} \quad (4.16)$$

Portanto, fazendo a transformada de Laplace das Equações (4.13) e (4.16), assumindo a condição inicial zero, temos respectivamente as funções de transferência das correntes de modo diferencial e modo comum podem ser obtidas e definidas, respectivamente, como:

$$G_P^{dm}(s) = -\frac{1}{R_w} \left[ \frac{1}{1 + s\tau_P^{dm}} \right]$$

$$\tau_P^{dm} = \frac{2M + L_k}{R_w} \quad (4.17)$$

$$G_P^{cm}(s) = -\frac{1}{2R_{L_f} + R_w} \left[ \frac{1}{1 + s\tau_P^{cm}} \right]$$

$$\tau_P^{cm} = \frac{2L_f + L_k}{2R_{L_f} + R_w} \quad (4.18)$$

Por último, considerando as Equações (3.7) e (3.8), as tensões  $V_{dm}(s)$  e  $V_{cm}(s)$  são dadas por

$$V_{dm}(s) = M_{dm}(s) \frac{V_{dc,1}}{2} \quad M_{dm}(s) = m - m_o \quad (4.19)$$

$$V_{cm}(s) = M_{cm}(s) \frac{V_{dc,1}}{2} \quad M_{cm}(s) = m + m_o \quad (4.20)$$

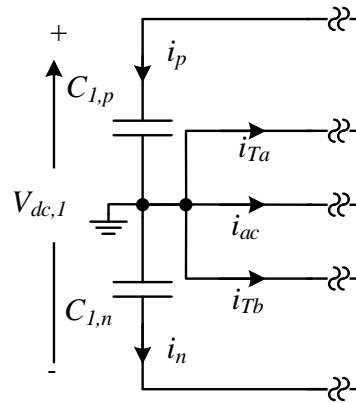
#### 4.1.2 Tensão do barramento diferencial e primário

Como pode ser visto na Figura 42, as correntes que fluem através dos capacitores  $C_{1,p}$  e  $C_{1,n}$ , bem como as correntes que saem no nó do ponto neutro, podem ser expresso como:

$$i_p - i_n = i_{ac} + i_{Ta} + i_{Tb} \quad (4.21)$$

onde  $i_{Ta}$  e  $i_{Tb}$  estão relacionados às pernas do conversor do tipo T de três níveis, e  $i_{ac}$  é a corrente de entrada.

Figura 42 – Fluxo de corrente sobre a tensão do barramento primário para I2TDF1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Considerando que os capacitores  $C_{1,p}$  e  $C_{1,n}$  têm a mesma capacitância  $C_1$  e que as correntes  $i_{Ta}$  e  $i_{Tb}$  são distúrbios internos do sistema, a equação diferencial para a tensão diferencial é dada por:

$$\frac{dv_{dif}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{ac} \quad (4.22)$$

onde  $v_{dif} = v_{C1,p} - v_{C1,n}$  representa a tensão diferencial.

Tomando a transformada de Laplace da Equação (4.22), usando condições iniciais nulas, pode ser escrita a seguinte equação:

$$G_P^{v_{dif}}(s) = \frac{V_{dif}(s)}{I_{ac}(s)} = \frac{1}{sC_1} \quad (4.23)$$

Seguindo uma abordagem semelhante à desenvolvida para a malha de tensão diferencial, a função de transferência entre a tensão do barramento primário e a corrente de entrada pode ser expressa como:

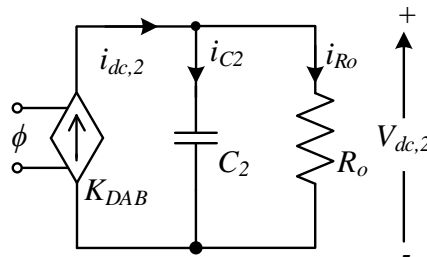
$$G_P^{v_{dc1}}(s) = \frac{V_{dc1}(s)}{I_{ac}(s)} = \frac{1}{sC_1} \quad (4.24)$$

## 4.2 Modelo do Conversor do Lado Secundário

### 4.2.1 Malha de tensão

A representação do conversor do ponto de vista da saída é mostrada na Figura 43. Pode-se notar que nesta representação o conversor se resume a uma fonte de tensão controlada por um *phase-shift*, e assim, esta deve ser a variável a ser ajustada.

Figura 43 – Circuito equivalente do lado secundário do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O processo de linearização para determinar o ganho  $K_{DAB}$  consiste no cálculo do coeficiente angular da equação da reta a partir das duas *phase-shift* próximos ao ponto de operação (ou seja, *phase-shift* nominal  $\phi$ ), o que corresponde a aproximação de Taylor de primeira ordem. Então, para pequenas variações de  $\phi$ , pode-se obter:

$$K_{DAB} = \frac{I_{dc,2}(\phi_2) - I_{dc,2}(\phi_1)}{\phi_2 - \phi_1} = \frac{\Delta I_{dc,2}}{\Delta \phi} \quad (4.25)$$

De acordo com a Figura 43, a equação diferencial que modela o comportamento de  $K_{DAB}$  é obtida da seguinte forma:

$$i_{dc,2} = C_2 \frac{dv_{dc,2}}{dt} + \frac{v_{dc,2}}{R_o} \quad (4.26)$$

Portanto, a função de transferência que relaciona a tensão do barramento secundário com o *phase-shift* é dada por:

$$G_P^{vdc2}(s) = K_{DAB} \frac{R_o}{\tau_{DAB}s + 1} \quad (4.27)$$

$$\tau_{DAB} = R_o C_2 \quad (4.28)$$



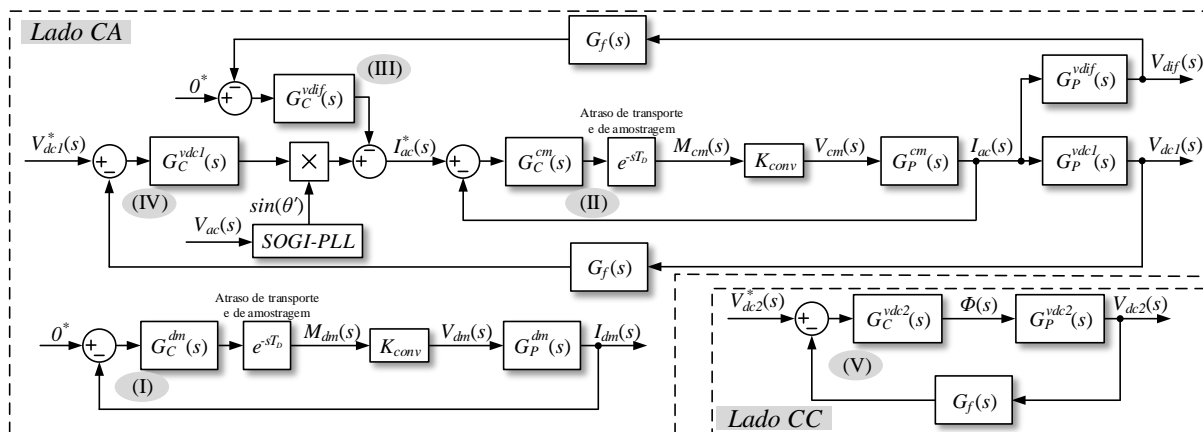
## 5 MÉTODO DE CONTROLE

Esta seção apresenta a estratégia de controle utilizada no conversor proposto e por uma questão de clareza está dividida em partes: a primeira é para o controle do lado primário, enquanto a outra é para o lado secundário (MAZZA *et al.*, 2019), conforme indicado na Figura 44. Além disso, três malhas de controle distintas podem ser identificadas: duas malhas relacionadas ao lado primário e uma ao secundário.

### 5.1 Estratégia de controle usada no lado primário

Os diagramas de blocos com os controladores responsáveis por regular as tensões e correntes no lado primário do conversor são mostrados na Figura. 44. Os controladores (I) e (II) são responsáveis, respectivamente, pelo controle das correntes circulante ( $i_{cir}$ ) e de entrada ( $i_{ac}$ ), a estratégia utilizada é adaptada de (TEIXEIRA; MCGRATH; HOLMES, 2015) e (HOLMES *et al.*, 2009). Por outro lado, os controladores (III) e (IV) são responsáveis, respectivamente, pelo controle da tensão do barramento  $V_{dc1}$  e pelas tensões de balanceando dos capacitores  $v_{C1,p}$  e  $v_{C1,n}$ , conforme adaptação da estratégia apresentada em (LIN; HUNG, 2001).

Figura 44 – Diagramas de blocos simplificados dos sistemas de controle de malha fechada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 5.1.1 Malhas de corrente

No artigo de Holmes *et al.* (2009), é apresentado um método de otimização do controlador Proporcional-Integrativo (PI) que permite o aumento do ganho proporcional  $k_P$  e

diminui a constante de tempo integrativo  $\tau_I$ , aumentando assim o ganho integrativo  $k_I$ , levando em consideração os efeitos do atraso de transporte e de amostragem  $T_D = 3/(4f_s)$ , dada uma margem de fase desejável  $\phi_M$ . Essa estratégia é utilizada no controle de corrente de um conversor multinível com indutor acoplado, pois apresenta, como vantagem, a possibilidade de controlar por meio de dois processos distintos as correntes em modo comum e diferencial, uma vez que essas correntes são desacopladas (TEIXEIRA; MCGRATH; HOLMES, 2015). No conversor proposto, apenas controladores PI são utilizados, devido à simplicidade da equacionamento e implementação digital.

O controlador PI para a corrente de modo diferencial apresentada no circuito (I) é definido como:

$$G_C^{dm}(s) = k_P^{dm} \left[ 1 + \frac{1}{s\tau_I^{dm}} \right] \quad (5.1)$$

A função de transferência de malha aberta da corrente de modo diferencial com controlador  $FTMA_{cc}^{idm}(s)$  é dada por:

$$G_C^{dm}(s)e^{-sT_D} K_{conv} G_P^{dm}(s) = \frac{k_P^{dm} K_{conv} (1 + s\tau_I^{dm}) e^{-sT_D}}{R_w \tau_I^{dm} s (1 + s\tau_P^{dm})} \quad (5.2)$$

onde  $K_{conv}$  é o ganho do conversor e é igual a  $V_{dc,1}/2$ .

A margem de fase da  $FTMA_{cc}^{idm}(s)$  na frequência de cruzamento  $\omega_C$  em radianos é dada por:

$$\begin{aligned} & \angle \{ G_C^{dm}(j\omega_C) e^{-j\omega_C T_D} K_{conv} G_P^{dm}(j\omega_C) \} \\ &= \angle \left\{ - \frac{k_P^{dm} K_{conv} (1 + j\omega_C \tau_I^{dm}) e^{-j\omega_C T_D}}{R_w \tau_I^{dm} j\omega_C (1 + j\omega_C \tau_P^{dm})} \right\} \\ &= -\pi + \phi_M \\ &= \tan^{-1}(\omega_C \tau_I^{dm}) - \pi/2 - \omega_C T_D - \tan^{-1}(\omega_C \tau_P^{dm}) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Normalmente,  $\omega_C \tau_P^{dm} \approx \pi/2$ , assim, a partir de (5.3), o constante de tempo integrativo é dado por:

$$\tau_I^{dm} = \frac{\tan(\phi_M + \tan^{-1}(\omega_C T_D))}{\omega_C} \quad (5.4)$$

E uma vez que o ganho da  $FTMA_{cc}^{idm}(s)$  é igual a 1 na frequência de cruzamento, o ganho proporcional é dado por:

$$k_P^{dm} = - \frac{R_w \tau_I^{dm}}{K_{conv}} \omega_C \sqrt{\frac{1 + \omega_C^2 (\tau_P^{dm})^2}{1 + \omega_C^2 (\tau_I^{dm})^2}} \quad (5.5)$$

Normalmente,  $\omega_C T_P^{dm} \gg 1$ , e  $\omega_C \tau_I^{dm} \gg 1$ , então o ganho proporcional se reduz a:

$$k_P^{dm} \approx -\frac{\omega_C(2M + L_k)}{K_{conv}} \cong -\frac{2\omega_C L}{K_{conv}} \quad (5.6)$$

Por outro lado, em relação a malha (II), o controlador PI para a corrente de modo comum é definido como:

$$G_C^{cm}(s) = k_P^{cm} \left[ 1 + \frac{1}{s\tau_I^{cm}} \right] \quad (5.7)$$

A função de transferência de malha aberta da corrente de modo diferencial com controlador  $FTMA_{cc}^{icm}(s)$  pode ser dada por:

$$G_C^{dm}(s)e^{-sT_D} K_{conv} G_P^{dm}(s) = \frac{k_P^{dm} K_{conv}}{(2R_{Lf} + R_w)\tau_I^{dm}} \frac{(1 + s\tau_I^{dm}) e^{-sT_D}}{s(1 + s\tau_P^{dm})} \quad (5.8)$$

Comparando  $FTMA_{cc}^{idm}(s)$  e  $FTMA_{cc}^{icm}(s)$ , a diferença se limita a função de transferência da planta. Dessa forma, a metodologia para encontrar o ganho proporcional, bem como a constante de tempo integral para  $G_C^{cm}$ , é semelhante à desenvolvida para o controlador de modo diferencial. Assim:

$$k_P^{cm} \approx -\frac{\omega_C(2L_f + L_k)}{K_{conv}} \cong -\frac{2\omega_C L_f}{K_{conv}} \quad (5.9)$$

$$\tau_I^{cm} = \tau_I^{dm} \quad (5.10)$$

### 5.1.2 Malhas de tensão

Para o sistema de controle em cascata apresentado na Figura 44, é importante notar que o sistema de malha fechada de corrente é considerado pela malha de tensão simplesmente como uma constante, definida como o inverso do ganho do sensor de corrente, que assumido como unitário simplifica o sistema, como investigado de forma semelhante por (REIS *et al.*, 2020).

A função de transferência de malha aberta da tensão diferencial com compensador  $FTMA_{cc}^{vdf}(s)$  é definida como:

$$G_C^{vdf}(s)G_P^{vdf}(s)G_f(s) = \frac{k_P^{vdf}}{C_1\tau_I^{vdf}} \frac{(1 + s\tau_I^{vdf})}{s^2(1 + s\tau_f)} \quad (5.11)$$

onde  $G_f(s)$  é a função de transferência do filtro passa-baixa de primeira ordem, e  $\tau_f$  é a constante de tempo do filtro igual a  $1/(2\pi f_o)$ .

O ângulo de fase de  $FTMA_{cc}^{vdiff}(s)$  na frequência de cruzamento  $\omega_C$ , em radianos, é dado por:

$$\begin{aligned}
& \angle \left\{ G_C^{vdiff}(j\omega_C) G_P^{vdiff}(j\omega_C) G_f(j\omega_C) \right\} \\
&= \angle \left\{ \frac{k_P^{vdiff} (1 + j\omega_C \tau_I^{vdiff})}{C_1 \tau_I^{vdiff} (j\omega_C)^2 (1 + j\omega_C \tau_f)} \right\} \\
&= -\pi + \phi_M \\
&= \tan^{-1}(\omega_C \tau_I^{vdiff}) - \pi - \tan^{-1}(\omega_C \tau_f)
\end{aligned} \tag{5.12}$$

Assim, reorganizando (5.12), a constante de tempo integral é dada por:

$$\tau_I^{vdiff} = \frac{\tan(\phi_M + \tan^{-1}(\omega_C \tau_f))}{\omega_C} \tag{5.13}$$

E uma vez que o ganho de  $FTMA_{cc}^{vdiff}(s)$  é igual a 1, na frequência de cruzamento, o ganho proporcional é:

$$k_P^{vdiff} = C_1 \tau_I^{vdiff} \omega_C^2 \sqrt{\frac{1 + \omega_C^2 \tau_f^2}{1 + \omega_C^2 (\tau_I^{vdiff})^2}} \tag{5.14}$$

Semelhante ao desenvolvido para a malha de tensão diferencial, a constante de tempo integral e o ganho proporcional para a malha de tensão do barramento primário são dados, respectivamente, por:

$$\tau_I^{vdc1} = \frac{\tan(\phi_M + \tan^{-1}(\omega_C \tau_f))}{\omega_C} \tag{5.15}$$

$$k_P^{vdc1} = C_1 \tau_I^{vdc1} \omega_C^2 \sqrt{\frac{1 + \omega_C^2 \tau_f^2}{1 + \omega_C^2 (\tau_I^{vdc1})^2}} \tag{5.16}$$

## 5.2 Estratégia de controle usada no lado secundário

O diagrama de blocos com o controlador responsável por regular a tensão do lado secundário (lado CC) do conversor também é mostrado na Figura 44.

A função de transferência de malha aberta da tensão do barramento secundário  $FTMA_{cc}^{vdc2}(s)$ , a malha (V), é dada por:

$$G_C^{vdc2}(s) G_P^{vdc2}(s) G_f(s) = \frac{k_P^{vdc2} K_{DAB} R_o (1 + s \tau_I^{vdc2})}{\tau_I^{vdc2} s (1 + s \tau_{DAB}) (1 + s \tau_f)} \tag{5.17}$$

Semelhante ao desenvolvimento das malhas de tensão no lado primário, escolhendo a margem de fase e a frequência de cruzamento, a constante de tempo integral e o ganho proporcional são dados, respectivamente, por:

$$\tau_I^{vdc2} = \frac{\tan(\phi_M - \pi/2 + \tan^{-1}(\omega_C \tau_{DAB}) + \tan^{-1}(\omega_C \tau_f))}{\omega_C} \quad (5.18)$$

$$k_P^{vdc2} = \frac{\tau_I^{vdc2}}{K_{DAB} R_o} \omega_C \sqrt{\frac{(1 + \omega_C^2 \tau_{DAB}^2)(1 + \omega_C^2 \tau_f^2)}{1 + \omega_C^2 (\tau_I^{vdc2})^2}} \quad (5.19)$$

### 5.3 Considerações Finais

Através das relação desenvolvidas anteriormente podemos obter os ganhos dos controladores que são utilizados na simulação e procedimentos experimentais do conversor. Vale ressaltar que embora os procedimentos sejam aparentemente complicados, eles constituem uma técnica alternativa ao método do lugar das raízes e são semelhante ao do fator K.

## 6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação em malha fechada realizados através do *software* PSIM. Primeiramente, são apresentados as especificações e condições nominais de operação do conversor e os parâmetros dos controladores. Em seguida, é mostrado o resultado do pré-carregamento do barramento primário. Por fim, são apresentados os ensaios da inversão do fluxo de potência e da mudança da carga para validar, respectivamente, as malhas de controle da tensão e da corrente de saída do conversor.

### 6.1 Considerações de Projeto

#### 6.1.1 Indutor de filtro de entrada

De acordo com (FLORICAU; FLORICAU; GATEAU, 2011), a indutância do filtro de entrada é dada por:

$$L_f \geq \frac{V_{dc,1}}{32f_s \Delta I_{L_f}} \quad (6.1)$$

onde  $\Delta I_{L_f}$  é a ondulação de corrente através do indutor  $L_f$ .

#### 6.1.2 Indutor de transferência de potência

O indutor de transferência de potência, obtido pelo modelo fundamental da potência ativa na frequência de chaveamento, pode ser calculado como:

$$L_s \cong \frac{V_{dc,1} V_{dc,2} \text{sen}(\phi)}{n\pi^4 f_s P_o} \int_0^{2\pi} \text{sen}^2(\delta(\omega_o t)) d(\omega_o t) \quad (6.2)$$

onde  $n$  é a relação de espiras do transformador e  $P_o$  é a potência nominal (SANTOS *et al.*, 2018). Observe que não existe uma solução de forma fechada para  $L_s$  e é necessário algum método numérico, tal qual apresentado na Seção 3.6.

#### 6.1.3 Indutor acoplados transformador

O indutor acoplado e o transformador de alta frequência são obtidos levando-se em consideração a tensão máxima, a corrente rms e a frequência de chaveamento desses elementos,

utilizando os critérios estabelecidos em (MCLYMAN, 2004).

#### 6.1.4 Capacitores de filtro

O projeto de capacitância é realizado considerando sua energia acumulada (SANTOS *et al.*, 2011). As capacitâncias dos barramentos primário e secundário são determinadas, respectivamente, como:

$$C_{1,p} = C_{1,n} \geq \frac{P_o}{2f_o V_{dc,1} \Delta V_{dc,1}} \quad (6.3)$$

$$C_2 \geq \frac{P_o}{8f_o V_{dc,2} \Delta V_{dc,2}} \quad (6.4)$$

#### 6.1.5 Procedimentos de projeto

As especificações de projeto do I2TDF1 estão listadas na Tabela 4 cujos valores estão adequadas às condições estruturais do laboratório do GPEC e os componentes usados na implementação do protótipo experimental estão listados na Tabela 5 de acordo as considerações anteriormente apresentadas.

Tabela 4 – Parâmetros e especificações do conversor.

Descrição	Símbolo	Valor
Potência nominal	$P_o$	850 W
Tensão de entrada (rms)	$V_{ac}$	127 V
Ripple da corrente de entrada	$\Delta I_{L_f}$	0.5 A
Frequência da rede	$f_o$	60 Hz
Frequência de chaveamento	$f_s$	21 kHz
Tensão do barramento primário	$V_{dc,1}$	404 V
Ripple Tensão do barramento primário	$\Delta V_{dc,1}$	12 V
Tensão do barramento secundário ( <i>output</i> )	$V_{dc,2}$	220 V
Ripple Tensão do barramento secundário	$\Delta V_{dc,2}$	6 V
Phase-shift nominal	$\phi$	30°

Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 6.1.6 Ajuste dos Controladores

As margens de fase e frequências de cruzamento foram escolhidas com o compromisso entre a velocidade de resposta do sistema e a possibilidade de implementação embarcada,

Tabela 5 – Elementos do estágio de potência.

<b>Descrição</b>	<b>Especificação</b>
Resistência da carga ( <i>saída</i> )	$R_o = 56.94 \Omega$
Capacitância do barramentos CC	$C_{1,p}, C_{1,n}, C_2 = 3 \times 470 \mu\text{F} / 450 \text{ V}$ (EPCOS) em paralelo
Indutor de filtro	Núcleo MMT034T7725 (Magmattec) $N = 160$ turns / Wire: 9 x 22AWG $L_f = 1.1 \text{ mH}$
Indutor acoplado	Núcleo MMT140T5020 (Magmattec) $N_p = N_s = 72$ turns / Wire: 4 x 22AWG indutância própria $L(L_a, L_b) = 30.006 \text{ mH}$ Indutância de dispersão $L_k = 6 \mu\text{H}$ Indutância mútua $M = 30 \text{ mH}$
Transformador	Núcleo MMT140T5020 (Magmattec) $N_p = 49$ turns / Wire: 9 x 22AWG $N_s = 54$ turns / Wire: 8 x 22AWG Relação de espiras do transformador $n = 49/54$
Indutor de transferência de potência	Núcleo MMT002T7713 (Magmattec) $N = 89$ turns / Wire: 8 x 22AWG $L_s = 85 \mu\text{H}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

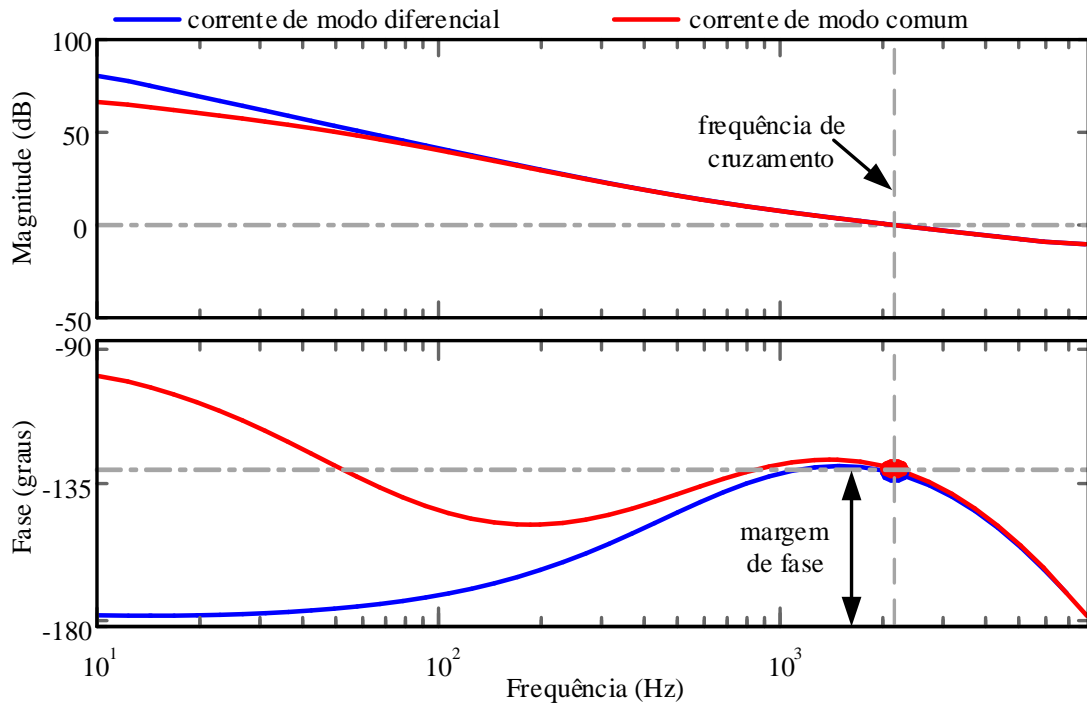
considerando os pressupostos encontrados na literatura, semelhantes aos encontrados em (REIS *et al.*, 2020).

Os ganhos dos controladores de corrente de modo diferencial e comum foram escolhidos a fim de manter a margem de fase como  $f_s/10$ , e a frequência de cruzamento como  $50^\circ$ , conforme mostrado na Fig. 45. A frequência de cruzamento para as malhas de tensão de barramento primário e secundário foi escolhida como  $f_o/4 = 15 \text{ Hz}$ , enquanto a margem de fase é  $75^\circ$ , conforme apresentado na Fig. 46 e Fig. 47, respectivamente. Além disso, a frequência de cruzamento para a tensão diferencial foi escolhida como  $f_{cudif} = f_o/10 = 6 \text{ Hz}$  e a margem de fase é  $75^\circ$ , conforme apresentado em Fig. 46. Partindo das equações apresentadas no capítulo 5 e utilizando os valores listados nas Tabelas 4 e 5, bem como as especificações acima mencionadas, os ganhos dos controladores são apresentados na Tabela 6.

Vale ressaltar que pensando na implementação digital através do microcontrolador TMS320F28379D da Texas Instruments, é considerada uma frequência de amostragem de 42 kHz, ou seja, duas vezes a frequência de chaveamento e uma conversão A/D de 12 bits. A discretização dos controladores foi feita através do Método Trapezoidal, também conhecido como Transformada de Tustin ou Bilinear, com o auxílio da função do MATLAB `c2d` que converte um modelo em tempo contínuo em um modelo em tempo discreto.

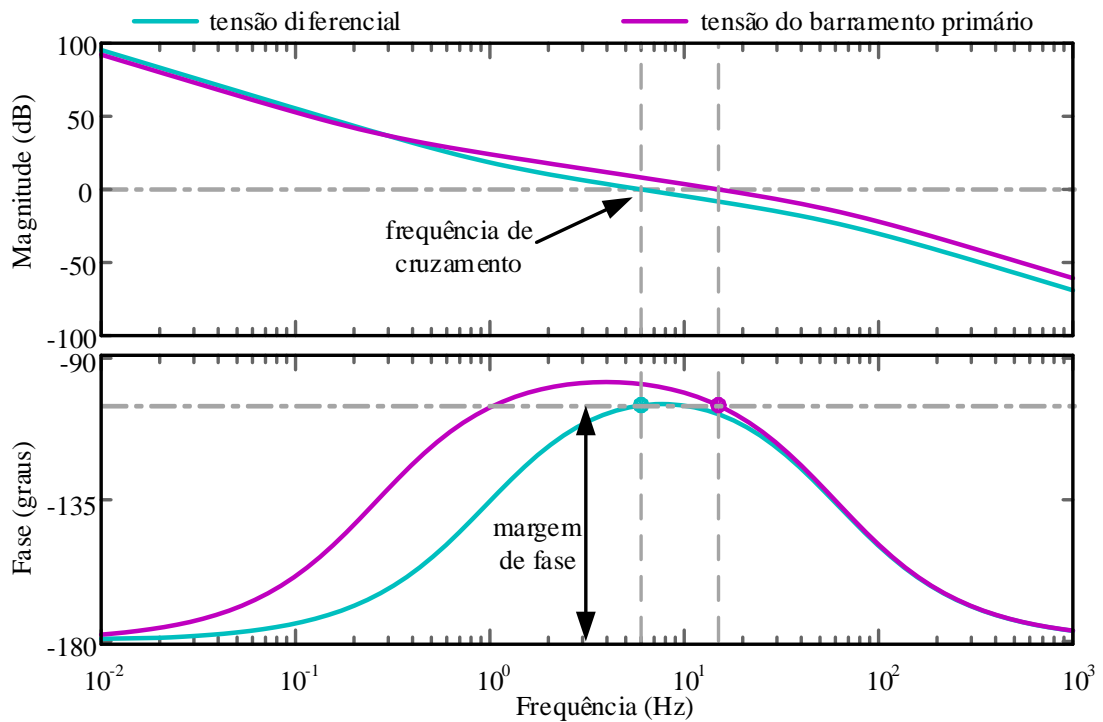


Figura 45 – Diagrama de Bode de  $FTMA_{cc}^{idm}(s)$  e  $FTMA_{cc}^{icm}(s)$ .

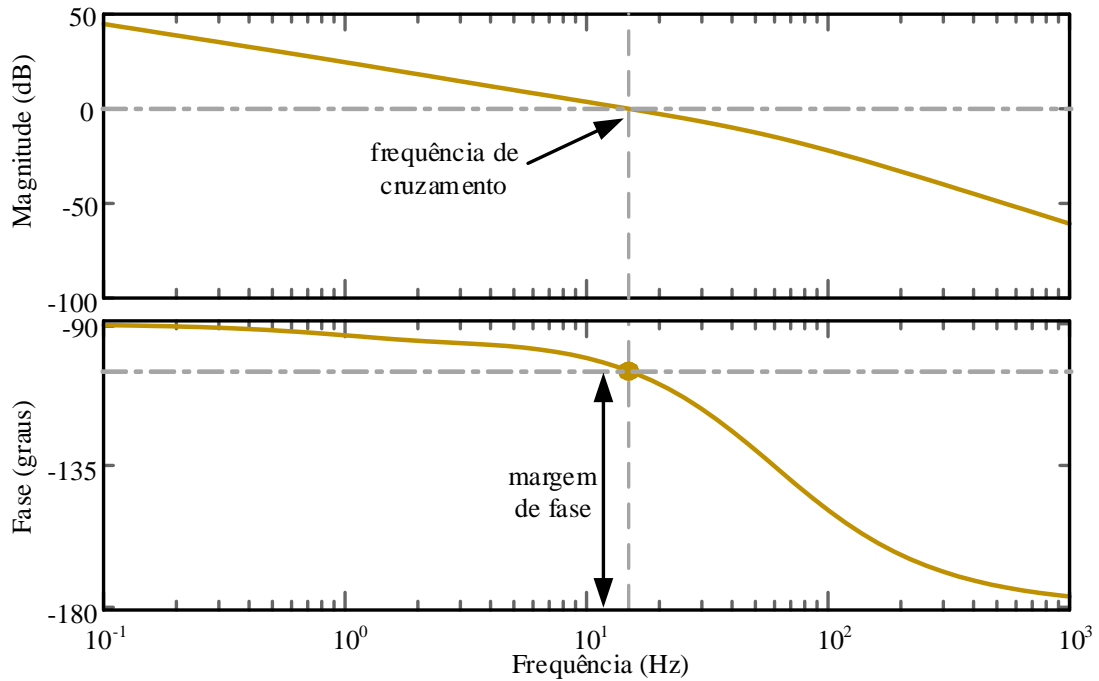


Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 46 – Diagrama de Bode de  $FTMA_{cc}^{vdiff}(s)$  e  $FTMA_{cc}^{vdc1}(s)$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 47 – Diagrama de Bode de  $FTMA_{cc}^{vdc2}(s)$ .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 6 – Ganho dos controladores.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Controlador da corrente de entrada		
Ganho proporcional	$k_P^{cm}$	-0,1437
Constante de tempo integrativo	$\tau_I^{cm}$	$2,8749e-04$ s
Controlador da corrente de circulação		
Ganho proporcional	$k_P^{dm}$	-3,9200
Constante de tempo integrativo	$\tau_I^{dm}$	$2,8749e-04$ s
Controlador do barramento primário		
Ganho proporcional	$k_P^{vdc1}$	0,1370
Constante de tempo integrativo	$\tau_I^{vdc1}$	0,6307 s
Controlador da tensão diferencial		
Ganho proporcional	$k_P^{vdif}$	0,0527
Constante de tempo integrativo	$\tau_I^{vdif}$	0,1622 s
Controlador da tensão de saída		
Ganho proporcional	$k_P^{vdc2}$	0,0242
Constante de tempo integrativo	$\tau_I^{vdc2}$	0,0711 s

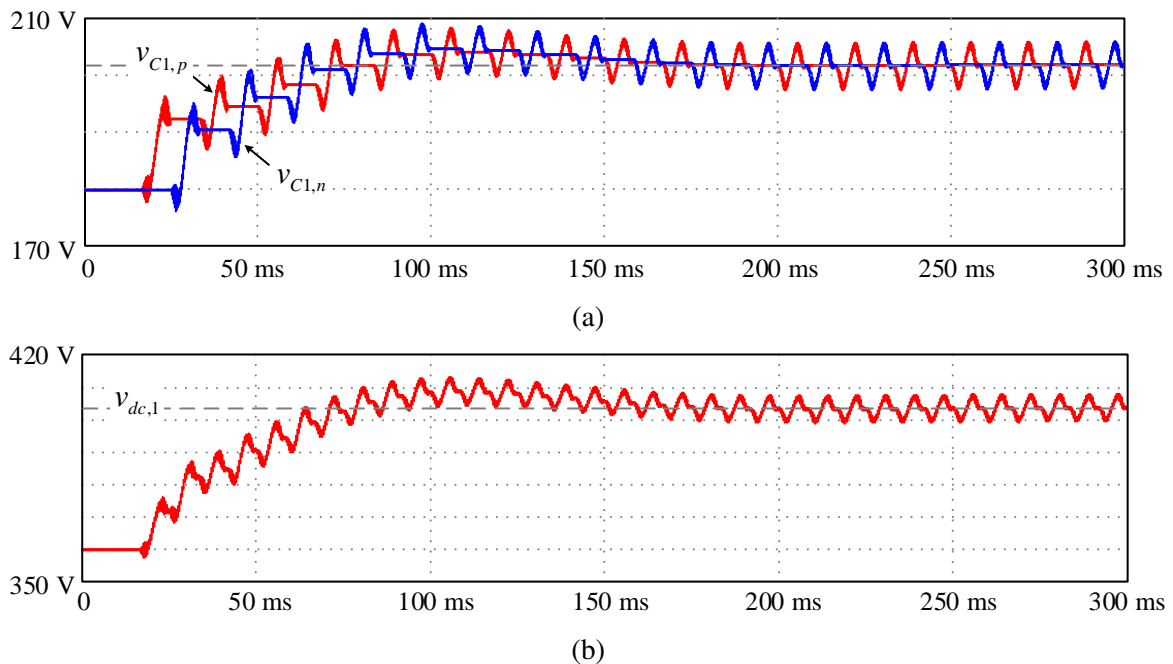
Fonte: Elaborada pelo autor.

## 6.2 Estágio de pré-carregamento

A configuração inicial (*setup*) consiste no carregamento da tensão do barramento primário antes do início do controle do barramento secundário. Esse processo visa diminuir as derivadas de tensão e conseqüentemente os picos de corrente sobre os elementos magnéticos, e assim evitar que as chaves queimem ou que as proteções do conversor atuem precocemente.

Inicialmente, quando não há pulso em nenhuma das chaves, a tensão sobre os capacitores  $C_{1,p}$  e  $C_{1,n}$  é igual a tensão da rede (Figura 48a). No instante 20 ms é iniciado o pré-carregamento dos capacitores, o controle é habilitado de modo obter a tensão nominal no barramento primário. O regime permanente ocorre por volta de 150 ms. Note que há o equilíbrio da tensão do ponto neutro visto que as tensões apresentam em média o mesmo valor de 202 V. Na Figura 48b, é verificado que a tensão total do barramento primário atinge o valor nominal de 404 V por volta de 250 ms.

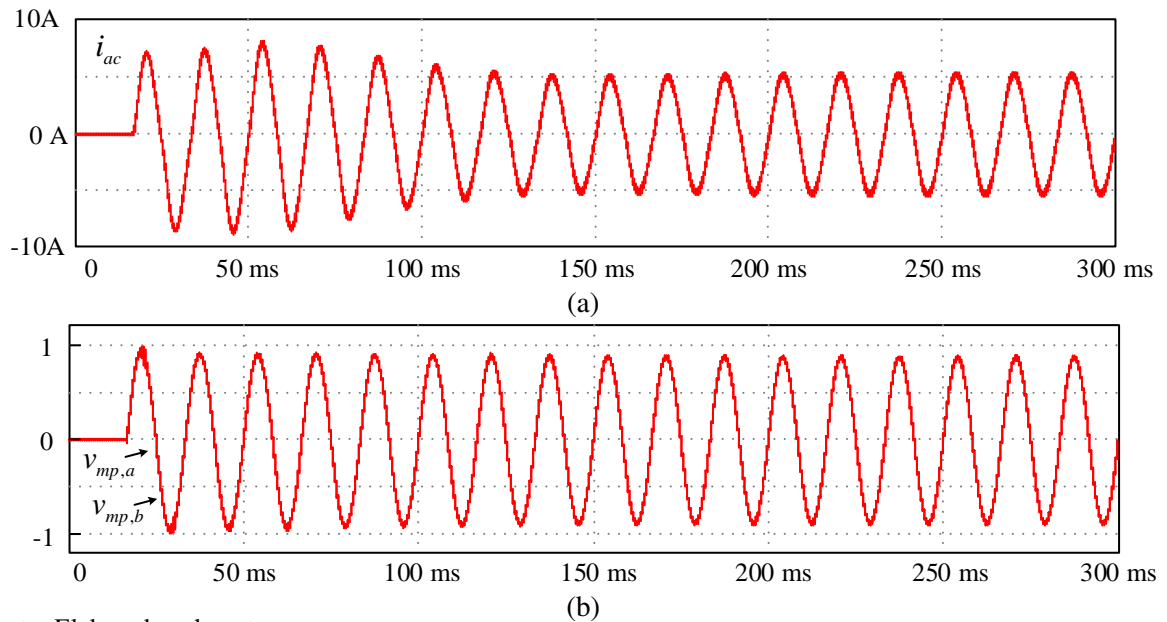
Figura 48 – Resultados de simulação do *setup*: (a) tensões nos capacitores  $v_{C1,p}$  e  $v_{C1,n}$ ; (b) tensão no barramento  $V_{dc,1}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 49a apresenta o comportamento da corrente de entrada  $i_{ac}$ , note que nessa etapa inicial não houve grande variação do valor máximo da corrente, atingindo o valor de aproximadamente 7,5 A. Na Figura 49b os sinais de modulação têm comportamento senoidal estável, visto que não há saturação, ou seja, estão dentro dos limites máximos estabelecidos de  $\pm 1$ .

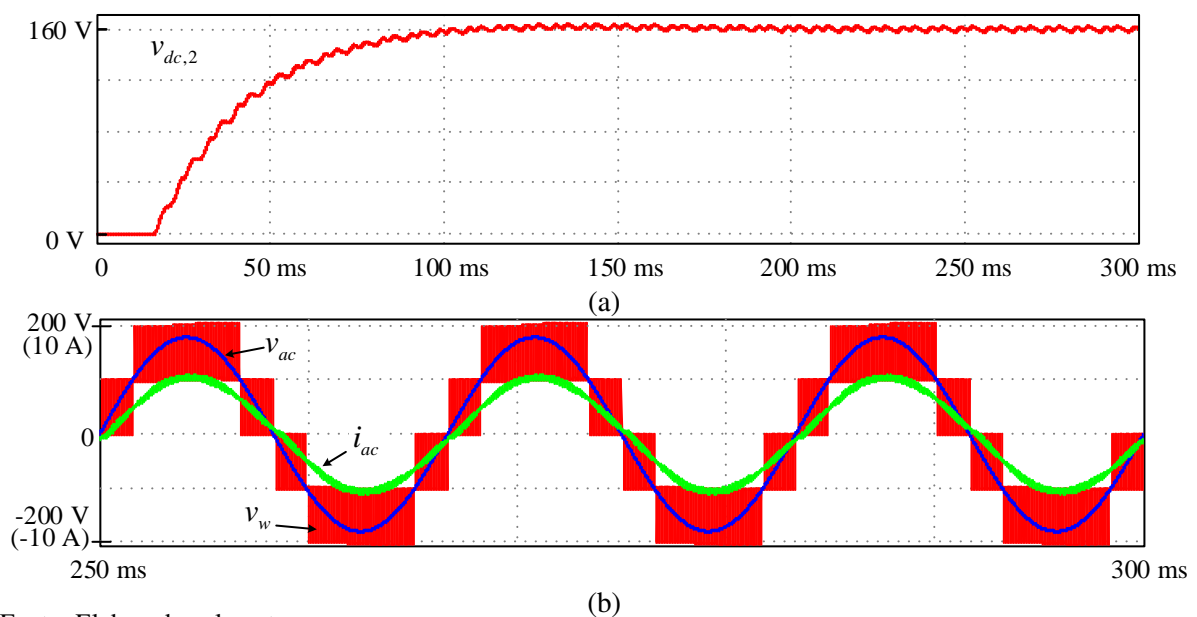
Figura 49 – Resultados de simulação do *setup*: (a) corrente da entrada  $i_{ac}$ ; (b) sinais das moduladoras.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Através da Figura 50a é possível perceber que a partir do início do controle do barramento primário no instante de 20 ms há fluxo de potência do lado primário para o lado secundário do conversor através dos diodos em antiparalelo às chaves. A tensão no barramento secundário  $V_{dc,2}$  chega a aproximadamente 160 V. A Figura 50b mostra a tensão multinível  $v_m$  e que a corrente da entrada  $i_{ac}$  está em fase com a tensão da rede elétrica. O THD e o fator de potência FP não foram calculados porque esse é um estágio inicial de operação do conversor.

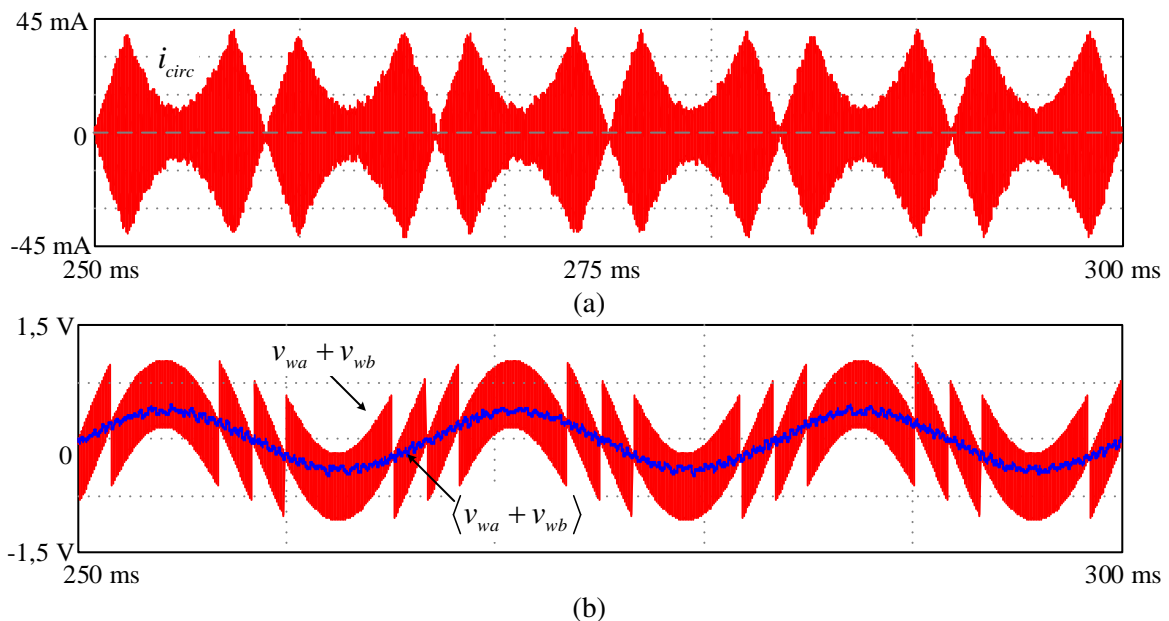
Figura 50 – Resultados de simulação do *setup*: (a) tensão no barramento  $V_{dc,2}$ ; (b) tensão multinível e tensão e corrente da entrada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 51a mostra que a corrente de circulação está controlada e apresenta valor médio em torno de zero. Segundo Floricaeu, Floricaeu e Gateau (2011), o valor médio da tensão do enrolamento do indutor deve ser nulo em cada estado topológico do conversor para evitar a saturação do IC ou o desequilíbrio significativo das correntes do enrolamento do indutor. A Figura 51b mostra a soma da tensão  $v_{wa} + v_{wb}$  sobre cada enrolamento individual do IC e o valor médio dentro de um período de chaveamento  $\langle v_{wa} + v_{wb} \rangle$ . Esse, apresenta valor médio aproximadamente nulo dentro do período da rede  $T$ .

Figura 51 – Resultados de simulação do *setup*: (a) corrente de circulação; (b) tensão sobre os enrolamentos do indutor acoplado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 6.3 Controle da tensão e da corrente

São considerados dois modos de operação: 1) modo de controle de tensão (CV); 2) modo de controle de corrente (CC). No primeiro é feito o controle da tensão de saída. Já no segundo, é feito o controle da corrente de saída. Esses dois modos de operação são independentes, de modo a realizar o controle em modo paralelo.

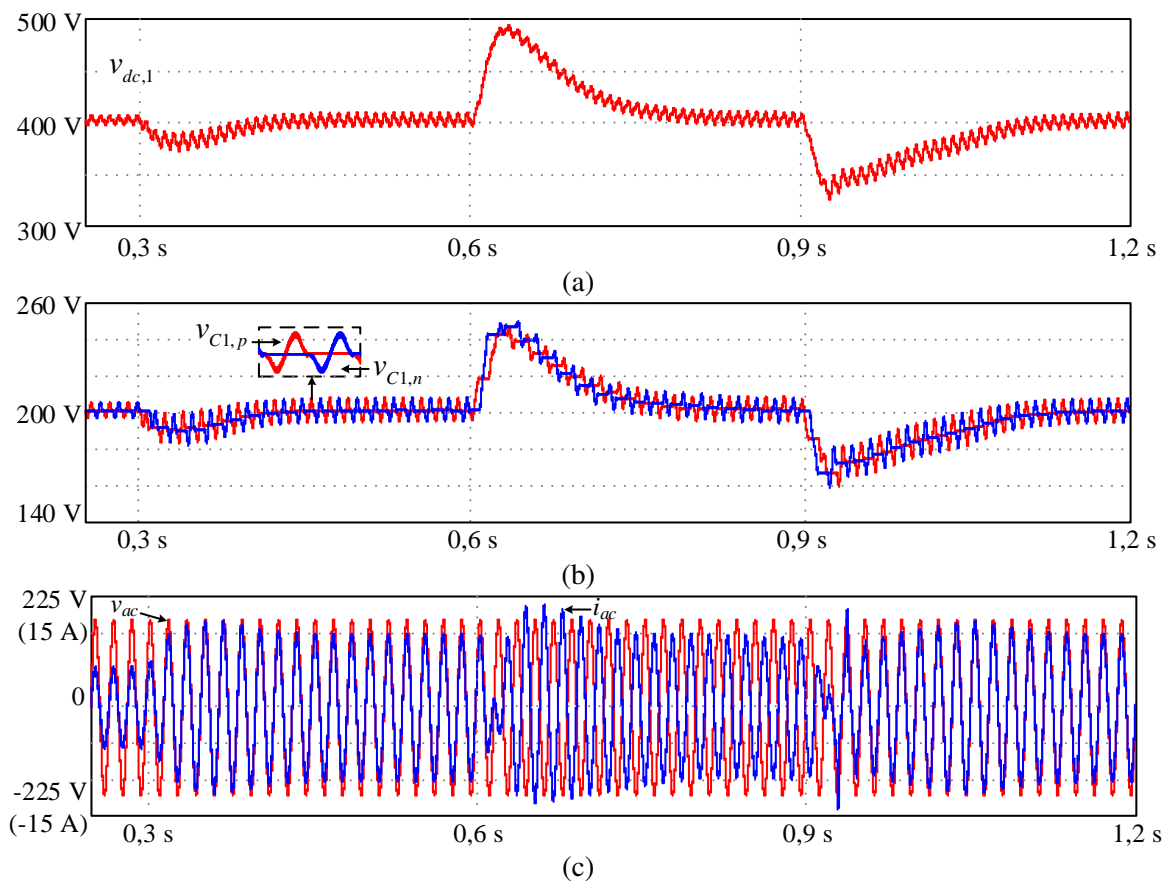
#### 6.3.1 Modo de tensão

No instante de 0,3 s é iniciado o controle do barramento secundário, note que há uma pequena oscilação na tensão do barramento primário (Figura 52a). No instante de 0,6 s é

feita a inversão de 100% no fluxo de potência, voltando ao fluxo de potência inicial no instante de 0,9 s, a oscilação da tensão do barramento primário não ultrapassou os 25%. As tensões sobre os capacitores do barramento primário apresentam comportamento semelhante (Figura 52b), ou seja, o sobressinal e o afundamento de tensão não ultrapassaram os 20%.

Na Figura 52c é mostrado o comportamento da corrente de entrada, que está sobreposta à tensão para evidenciar a inversão no fluxo de potência. No modo retificador G2V, quando a potência flui da rede para a bateria, foi obtido um fator de potência  $fp$  de 99,8147% e uma THD da corrente de entrada de 3,9706%. Já no modo inversor V2G, quando a potência flui da bateria para a rede, foi obtido um fator de potência de 99,9058% e uma THD de 3,7922%.

Figura 52 – Resultados de simulação do modo CV: (a) tensão no barramento primário; (b) tensões sobre os capacitores do barramento primário; (c) tensão e corrente de entrada.

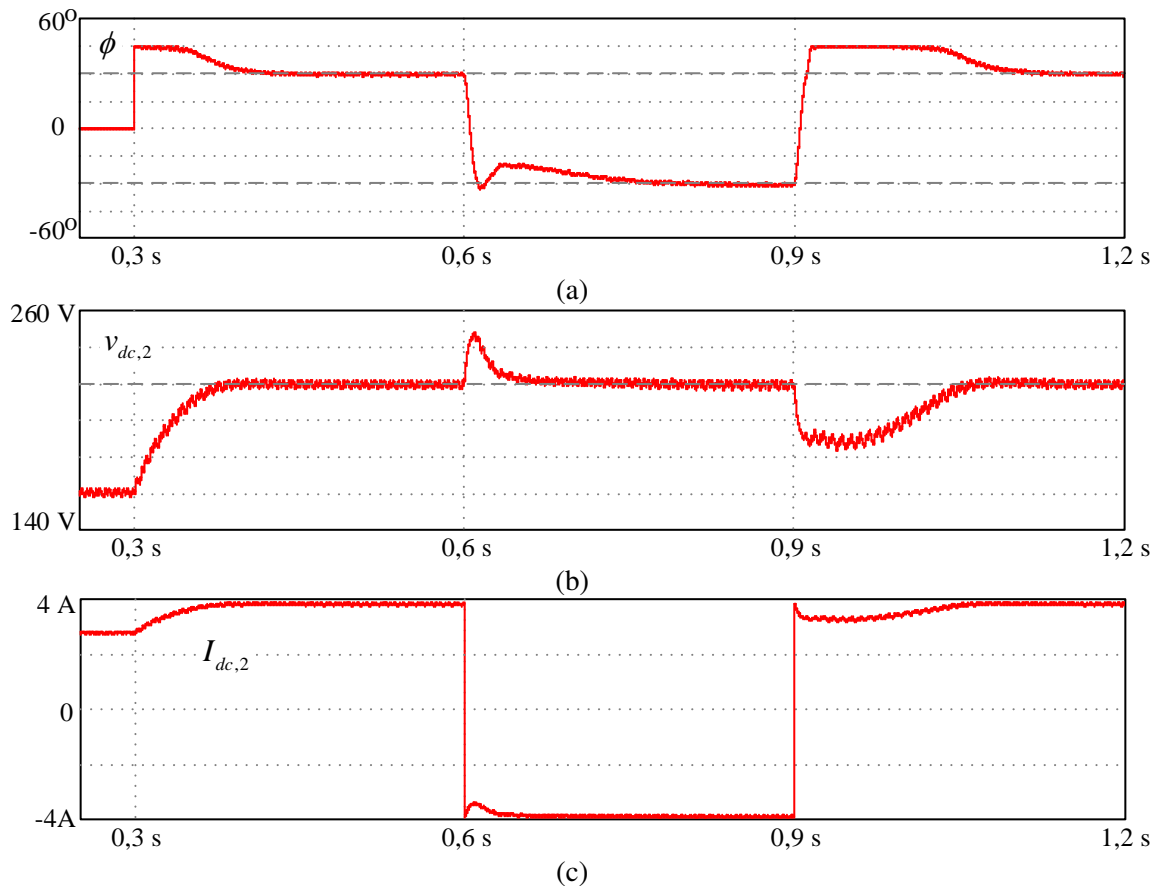


Fonte: Elaborada pelo autor.

O valor do ângulo de *phase shift* foi limitado entre  $45^\circ$  e  $-45^\circ$  (Figura 53a). No modo retificador  $\phi$  é igual a  $30,7577^\circ$  e no modo inversor  $\phi$  é igual a  $30,7062^\circ$ . Note que ambos os valores são próximos ao valor do ângulo de *phase shift* nominal ideal de  $30^\circ$ . Na Figura 53b é mostrada a tensão do barramento secundário, há um sobressinal de menor que 14% após o

instante 0,6 s e um afundamento da tensão de aproximadamente 40 V. A Figura 53c mostra que corrente de saída do conversor tem valor negativo durante a inversão do fluxo de potência.

Figura 53 – Resultados de simulação do modo CV: (a) *phase-shift*; (b) tensão no barramento  $V_{dc,2}$ ; (c) corrente da carga.



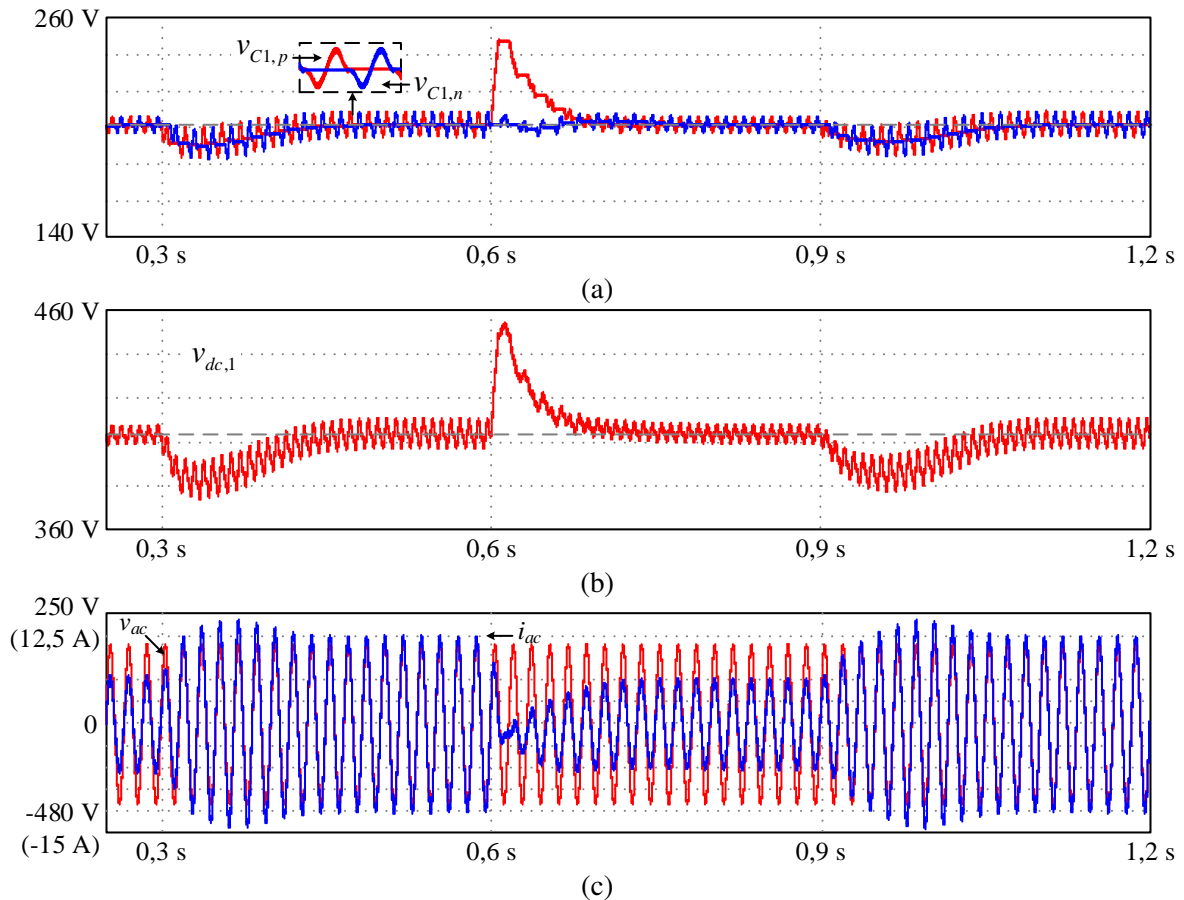
Fonte: Elaborada pelo autor.

### 6.3.2 Modo de corrente

Para validar o controlador no modo de corrente<sup>2</sup>, foi realizado um degrau de carga de 100% para 50% no instante  $t = 0,6$  s e de 50% para 100% no instante  $t = 0,9$  s. Na Figura 54a é mostrada as tensões sobre os capacitores do barramento primário. Após o primeiro degrau de carga as tensões voltam ao valor nominal de 202 V depois de 100 ms e o valor máximo atingindo é de aproximadamente 250 V. No segundo degrau de carga há uma pequena oscilação nessas tensões.

<sup>2</sup>Em relação ao controle de corrente do lado secundário a constante de tempo integrativo dado a margem de fase e a frequência de cruzamento é dado por  $\tau_I^{idc2} = \tau_I^{vdc2}$  e o ganho proporcional é  $k_P^{idc2} = k_P^{vdc2} R_o$ .

Figura 54 – Resultados de simulação do modo CC. (a) tensão no barramento  $V_{dc,1}$ ; (b) tensão; (c) tensão e corrente da entrada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

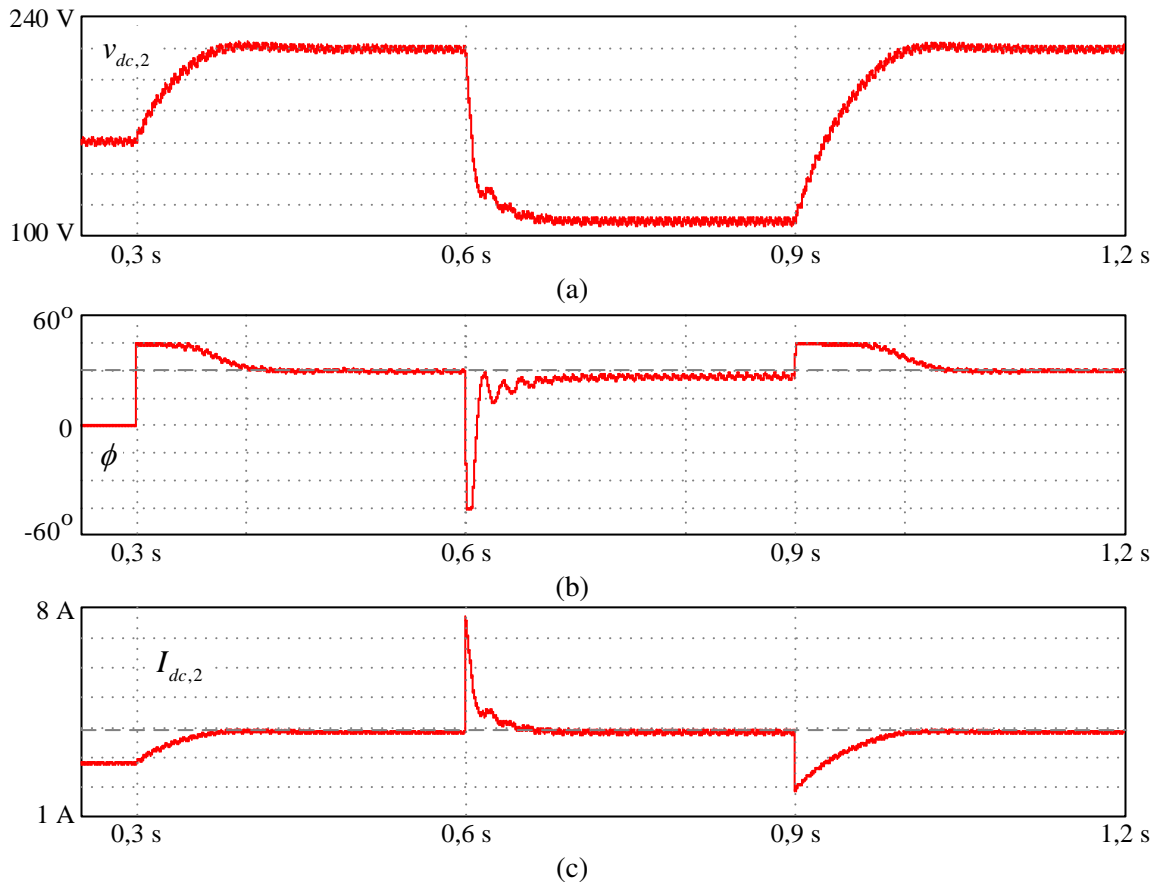
É apresentado na Figura 54b a tensão do barramento primário, seu valor máximo durante os teste nesse modo de operação foi de 250 V, 11,13% a mais do valor nominal. Na Figura 54c é visto que a corrente de entrada se mantém em fase com a tensão de entrada.

Como neste modo de operação a corrente tende a ter valor médio constante fixo, a tensão do barramento secundário é de 220 V com 100% da carga nominal e 110 V com 50% da carga nominal (Figura 55a). Isso também pode ser percebido através da Figura 55b, onde o ângulo de *phase shift* permanece próximo ao seu valor nominal, evidenciando a característica do conversor de funcionar fonte de corrente.

Na Figura 55c é possível perceber que no instante 0,6 s a corrente de saída atinge instantaneamente o dobro do valor nominal, chegando a aproximadamente 8 A. Isso ocorre por nesse momento haver tensão total na saída do conversor. Já no instante 0,9 s, há um afundamento de aproximadamente 2 A na corrente de saída, devido o conversor apresentar metade da tensão de saída nesse instante e ser conectada 100% da carga.



Figura 55 – Resultados de simulação do modo CC: (a) *phase shift*; (b) tensão no barramento  $V_{dc,2}$ ; (c) corrente da carga.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 6.4 Análise de Perdas

. As perdas calculadas dos conversores I2TDF1 e I2NDF1 com potência nominal são mostradas na Fig. 56. A análise das perdas dos semicondutores foi estimada utilizando a metodologia descrita em (TECHNOLOGIES., 1999), (BHALLA; GLADISH; DOLNY, 1999), (RASOOL *et al.*, 2021). As perdas de potência de condução do IGBT durante um período de comutação  $T_s$  são dadas por:

$$P_{cond} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{CE}(t) i_{CE}(t) dt \quad (6.5)$$

onde  $v_{CE}$  é a tensão do coletor-emissor e  $i_{CE}$  é a corrente do coletor.

As perdas de condução dos diodos em antiparalelos (diodo do corpo) ou dos diodos do conversor I2NDF1 são dadas por:

$$P_{Dloss} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_F(t) i_F(t) dt \quad (6.6)$$

onde  $v_F$  é a tensão direta do diodo e  $i_F$  é a corrente direta do diodo.

As perdas de comutação IGBT podem ser estimadas a partir da equação abaixo:

$$P_{Loss} = (E_{on} + E_{off})f_s \quad (6.7)$$

onde  $E_{on}$  e  $E_{off}$  são, respectivamente, as perdas de comutação ao ligar e desligar.

Além disso, as perdas dos componentes magnéticos foram calculadas usando os procedimentos apresentados em (MCLYMAN, 2004), uma vez que as perdas de cobre são definidas como:

$$P_{copper} = I_{s,rms}^2 R_s \quad (6.8)$$

onde  $I_{s,rms}$  é a corrente eficaz fluindo através do condutor e  $R_s$  é a resistência do condutor.

As perdas do núcleo são dadas pela Equação de Steinmetz:

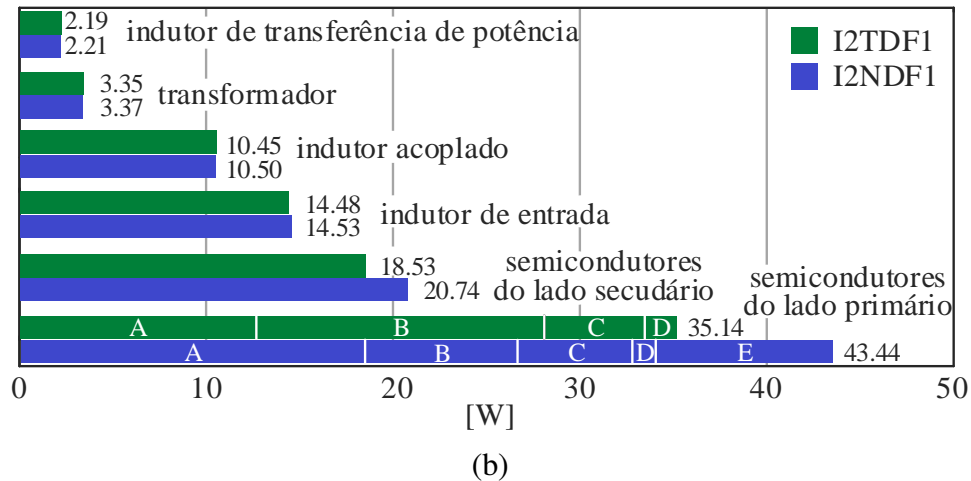
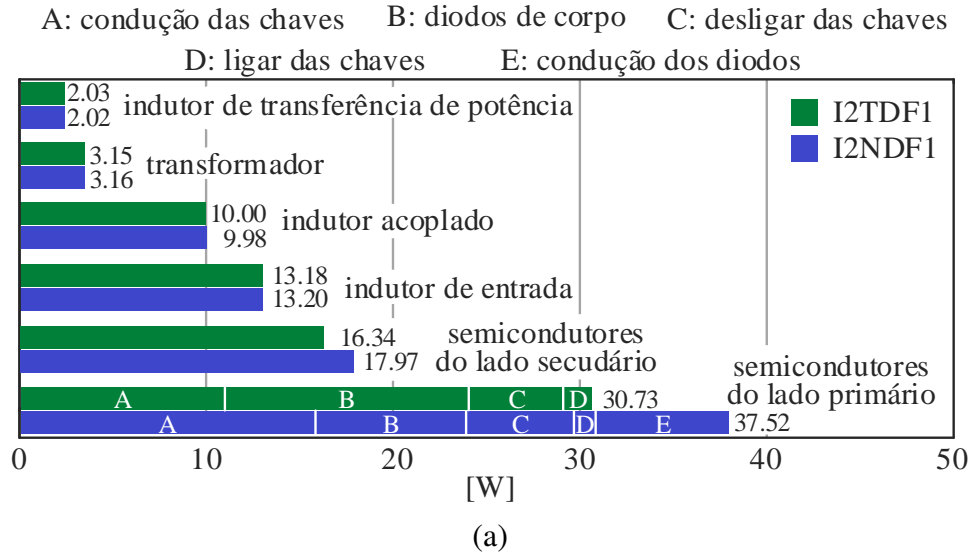
$$P_{core} = k f^\alpha B^\beta \quad (6.9)$$

onde  $k$ ,  $\alpha$  e  $\beta$  são parâmetros relacionados às propriedades do núcleo (valores empíricos), enquanto  $f$  é a frequência do campo magnético e  $B$  é a densidade do fluxo magnético (COUGO T. FRIEDLI; KOLAR, 2012).

Portanto, levando em consideração os parâmetros listados nas Tabelas 4 e 5, e considerando os valores apresentados na ficha do IGBT IRGP50B60PD e do diodo SCS230AE2, foi utilizada uma rotina MATLAB para realizar os cálculos de (6.5) para (6.9), durante todo o período elétrico da rede elétrica.

Considerando o modo de operação retificador, a Fig. 56 a apresenta as perdas totais dos conversores I2TDF1 e I2NDF1, que são iguais a 75,43 W e 82,22 W, respectivamente. Enquanto que no modo de operação inversor, as perdas gerais dos conversores I2TDF1 e I2NDF1 são iguais a 84,14 W e 94,79 W, respectivamente, conforme mostrado na Fig. 56b. Em ambas as situações, o I2TDF1 apresentou perdas menores que o conversor I2NDF1. Além disso, através da Fig. 56, pode-se observar que as maiores perdas são devidas aos semicondutores do lado primário.

Figura 56 – Distribuição de perdas na condição de carga nominal: (a) modo retificador; (b) modo inversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

## 6.5 Considerações Finais

Foram apresentados os resultados de simulação em malha fechada para um conversor pertencente ao nível 1 do Padrão SAE operando no modo de tensão ou de corrente. Os resultados obtidos estão de acordo com a análise teórica apresentada nos capítulos anteriores, bem como evidenciam o correto funcionamento dos malhas de controle.

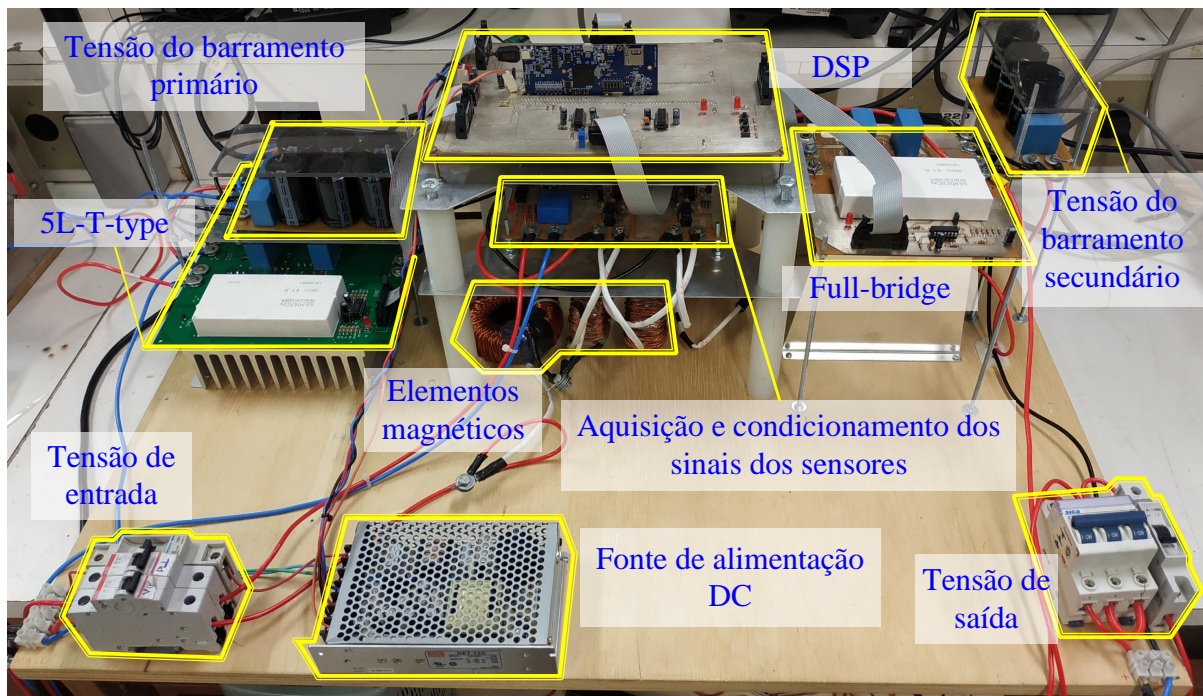
## 7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais da topologia proposta relacionados aos testes de degraus de carga e à inversão do fluxo de potência. Além disso, é apresentada análise de potência leva em consideração os seguintes aspectos: fator de potência, eficiência, distorção harmônica total e medição do conteúdo harmônico.

### 7.1 Descrição do Protótipo Experimental

Para verificar a viabilidade do conversor proposto, um protótipo foi construído e testado de acordo com as especificações listadas nas Tabelas 4 e 5, conforme apresentado na Figura 57 A plataforma de controle é um TMS320F28379D DSP da Texas Instruments. As aquisições dos sinais de correntes e tensões são obtidas através dos sensores HO 25-NP / SP33 e LV 20-P, respectivamente, ambos do fabricante LEM. As chaves nos lados primário e secundário são IGBT IRGP50B60PD do driver SEMIKRON SKHI61R, enquanto os diodos SCS230AE2 são usados no lado primário do NPC.

Figura 57 – Protótipo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 7.1.1 *Pré-carga do barramento primário*

A configuração inicial consiste em carregar a tensão do barramento primário antes de iniciar o controle do barramento secundário. Este processo visa reduzir as derivadas de tensão indesejáveis e, conseqüentemente, picos de corrente nos elementos magnéticos, evitando que os IGBTs sejam danificados ou as proteções do conversor atuem antecipadamente.

Inicialmente, para evitar isso, os interruptores estão todos desligados e a tensão entre os capacitores  $C_{1,p}$  e  $C_{1,n}$  são iguais ao pico de tensão do lado CA. Então, para pré-carregar os capacitores, o controle é habilitado para obter a tensão nominal no barramento primário. Assim, quando ocorre o regime permanente, há situação de equilíbrio no ponto neutro, pois as tensões,  $C_{1,p}$ , e  $C_{1,n}$ , apresentam o mesmo valor médio de  $V_{dc,1}/2$ . Uma vez concluído esse processo, o controle do barramento secundário é ativado.

### 7.1.2 *Testes Dinâmicos*

#### 7.1.2.1 *Degrau de carga no modo de operação retificador (ROM)*

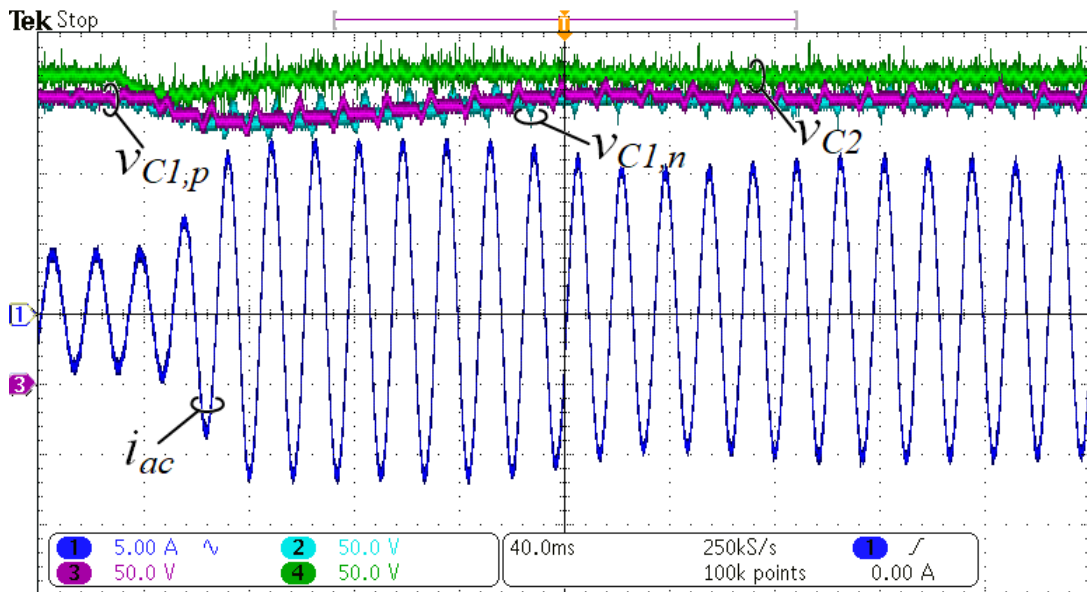
Para verificar a estabilidade das malhas de controle, foi realizado um degrau de carga de 50% a 100% da carga nominal, conforme apresentado na Figura 58a. Analisando as tensões CC é possível notar que:  $V_{C,2}$  se estabiliza em aproximadamente 40 ms, enquanto as tensões  $V_{C1,p}$  e  $V_{C1,n}$  se estabilizam aproximadamente em 160 ms.

A Figura 58b indica o degrau de carga de 100 % a 50 %, onde a tensão do barramento  $V_{C,2}$  estabiliza em torno de 40 ms, enquanto  $V_{C1,p}$  e  $V_{C1,n}$  estabilizam em, aproximadamente, 120 ms. Percebe-se, que ao retirar 50% da carga, a corrente de entrada fica zerada momentaneamente para evitar que haja um aumento da tensão do barramento  $V_{C1}$ . Pode-se observar em ambas as etapas que as malhas de controle funcionaram conforme o esperado.

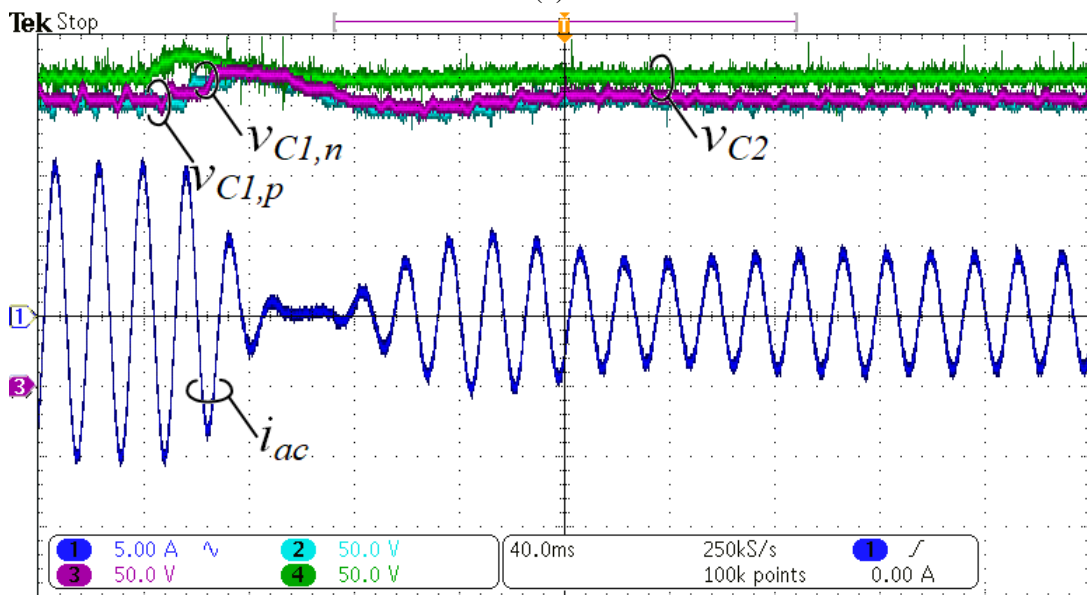
#### 7.1.2.2 *Degrau de carga no modo de operação inversor (IOM)*

Conforme observado quando a etapa foi realizada no modo retificador, as malhas de controle também atuaram para trazer as variáveis aos seus valores de referência e os tempos de estabilização também foram semelhantes, conforme mostrado nas Figura 59a e 59b. A diferença

Figura 58 – Modo retificador: corrente de entrada  $i_{ac}$ , canal 1 (2 A/div); tensão sobre os capacitores  $C_{1,p}$ ,  $v_{C1,p}$ ; canal 2 (50 V/div); tensão sobre o capacitor  $C_{1,n}$ ,  $v_{C1,n}$ ; canal 3 (50 V/div); tensão sobre o capacitor  $C_2$ ,  $v_{C2}$ , canal 4 (50 V/div). (a) step-load up. (b) step-load down.



(a)



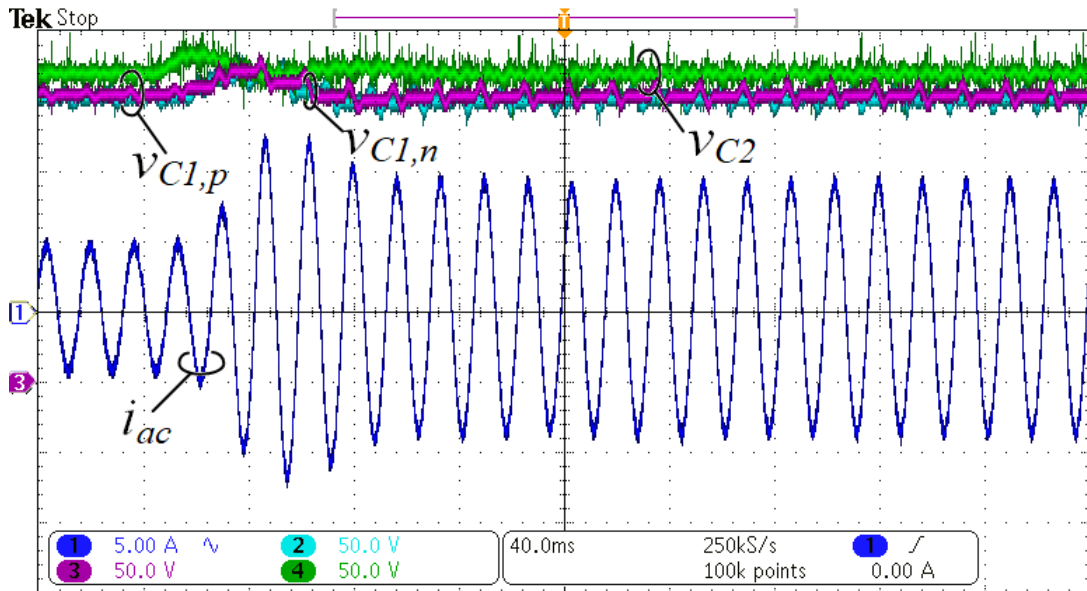
(b)

Fonte: Elaborada pelo autor.

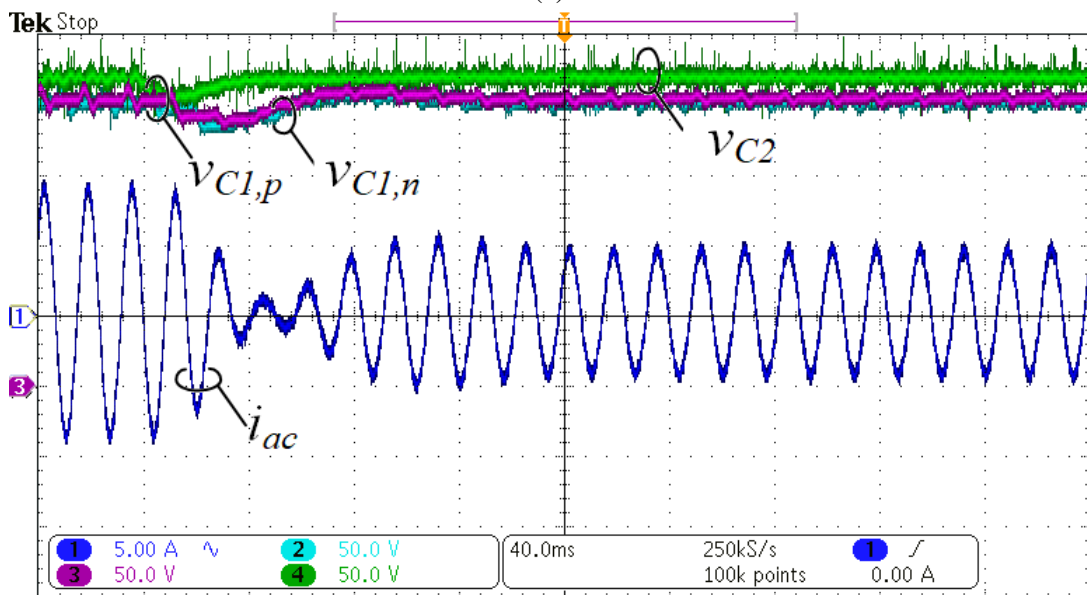
é que houve uma oscilação maior na tensão e na corrente do lado primário até que estivessem estáveis.

Conforme observado durante os degraus de carga na ROM, as malhas de controle também foram capazes de estabilizar as variáveis em seus valores de referência no IOM, conforme as Figuras 59a e 59b. Como pode ser observado, a principal diferença é uma maior oscilação de tensão e corrente no lado primário enquanto o processo retorna às suas tensões nominais.

Figura 59 – Modo inversor: corrente de entrada  $i_{ac}$ , canal 1 (2 A/div); tensão sobre os capacitores  $C_{1,p}$ ,  $v_{C1,p}$ ; canal 2 (50 V/div); tensão sobre o capacitor  $C_{1,n}$ ,  $v_{C1,n}$ ; canal 3 (50 V/div); tensão sobre o capacitor  $C_2$ ,  $v_{C2}$ , canal 4 (50 V/div). (a) degrau de carga (entrada). (b) degrau de carga (saída).



(a)



(b)

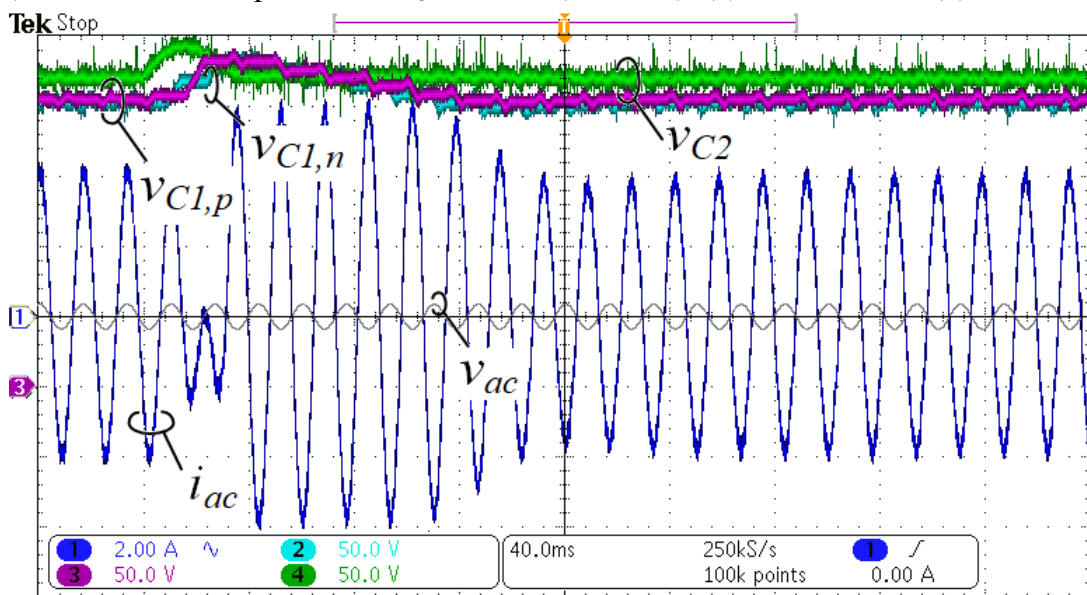
Fonte: Elaborada pelo autor.

## 7.2 Testes de Bidirecionalidade

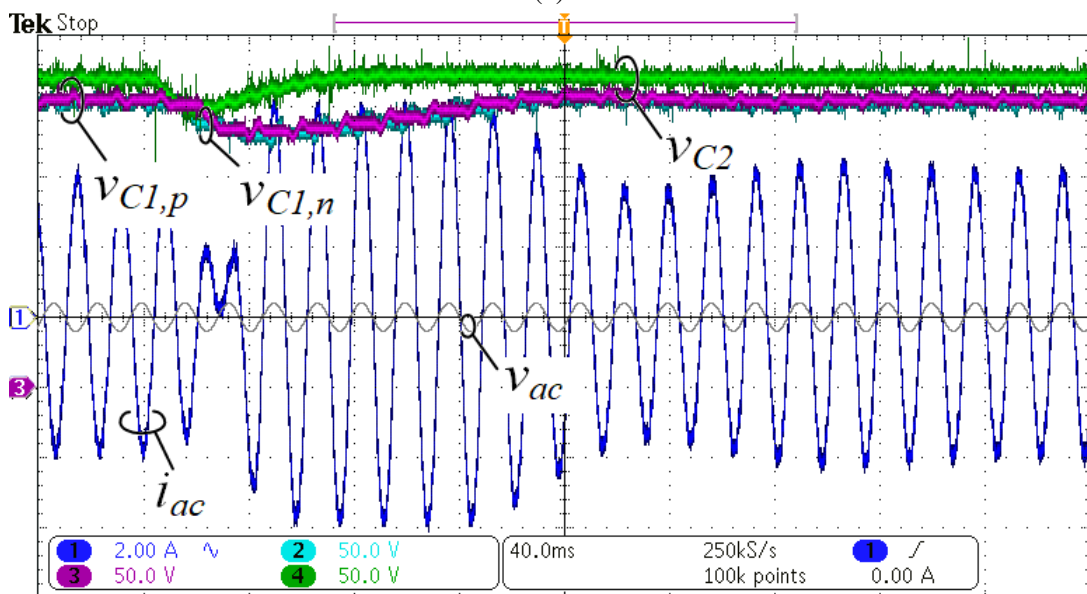
Nestes testes o conversor opera com potência de saída de 360 W em ambos os modos de operação. Inicialmente, o conversor está funcionando no ROM, até que o fluxo de potência é invertido, em 40 ms, conforme mostrado na Figura 60a. Pode-se notar que as tensões do barramento se estabilizam, o que comprova o bom desempenho da malha de controle de tensão.

A inversão do fluxo de potência é observada em 60 ms, quando a corrente fica defasada de fase da forma de onda da tensão de referência em  $180^\circ$  (curva em cinza claro). Por outro lado, a Figura 60b mostra um processo semelhante ao anterior, mas o conversor está inicialmente no IOM. A inversão ocorre cerca de 20 ms após o início do processo. Também pode ser notado que as malhas de tensão regulam os barramentos CC.

Figura 60 – Inversão de fluxo de potência: corrente de entrada  $i_{ac}$ , canal 1 (2 A/div); tensão sobre os capacitores  $C_{1,p}$ ,  $v_{C1,p}$ ; canal 2 (50 V/div); tensão sobre o capacitor  $C_{1,n}$ ,  $v_{C1,n}$ ; canal 3 (50 V/div); tensão sobre o capacitor  $C_2$ ,  $v_{C2}$ , canal 4 (50 V/div). (a) ROM to IOM. (b) IOM to ROM.



(a)



(b)

Fonte: Elaborada pelo autor.

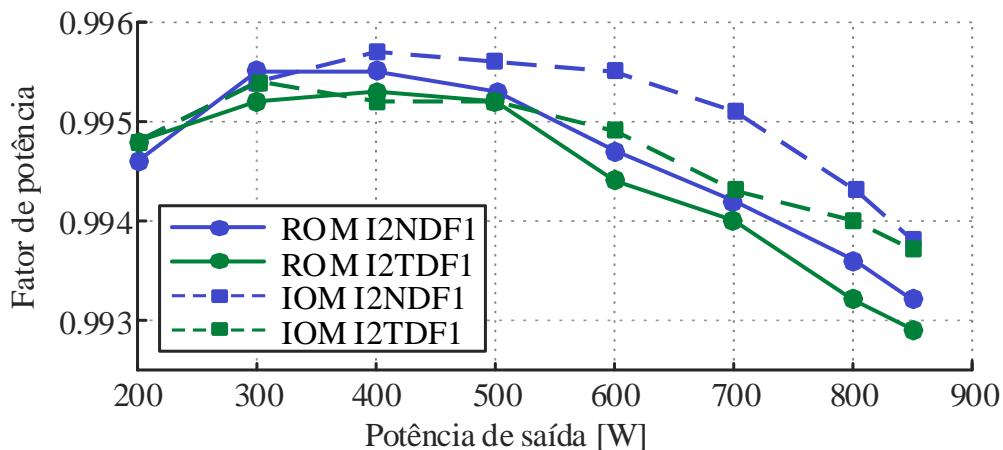


### 7.3 Análise de Potência

A análise de potência leva em consideração os seguintes aspectos: fator de potência, eficiência, distorção harmônica total da corrente ( $THDi$ ) e medição do conteúdo harmônico da corrente para ambos os modos de operação (ROM e IOM) considerando o padrão internacional IEC 61000-3-2 para equipamentos de classe A. Os testes foram realizados considerando uma potência de saída inicial de 200 W, com incrementos de 100 W, até atingir a potência nominal de 850 W, para os conversores I2NDF1 e I2TDF1.

Dois analisadores de energia (YOKOGAWA WT310) foram conectados à entrada e à saída de ambos os conversores. O fator de potência chega a quase 0,996 em ambos os modos, como pode ser visto na Figura 61. No ROM, o fator de potência aumenta e atinge seu valor máximo em 300 W e diminui para 0,993 na potência nominal de 850 W. Por outro lado, no IOM, atinge seu máximo em 400 W e então diminui para 0,994, novamente na potência nominal. Ambos os conversores apresentam alto fator de potência e tendência semelhante quanto à variação dos níveis de potência.

Figura 61 – Fator de potência medido para variações de carga.

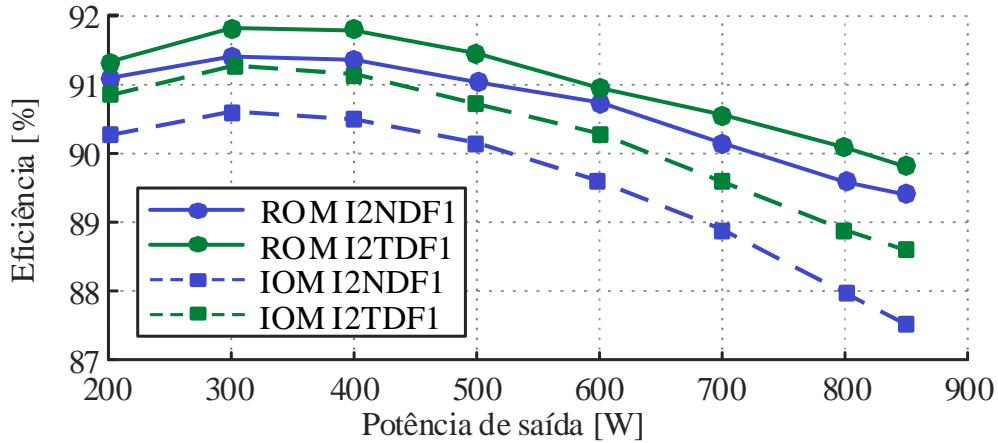


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 62 mostra as curvas de eficiência para os modos retificador e inversor de ambos os conversores. Pode-se observar que a topologia I2TDF1 teve um desempenho um pouco melhor do que a I2NDF1 para toda a faixa de potência de operação, apresentando um melhor resultado na potência nominal de saída em torno de 1%. Mais particularmente, o conversor I2TDF1 apresentou sua eficiência máxima em torno de 300 W, sendo 91,398% e 90,602% nos modos retificador e inversor, respectivamente. Quanto à potência nominal, as eficiências são 89,397% e 87,515%, respectivamente, e em média, foi 1,23% menor que a eficiência estimada,

conforme detalhado na Figura 56 da Seção 6.4. Vale ressaltar que a eficiência pode ser melhorada com um projeto otimizado dos elementos magnéticos e chaves mais modernas.

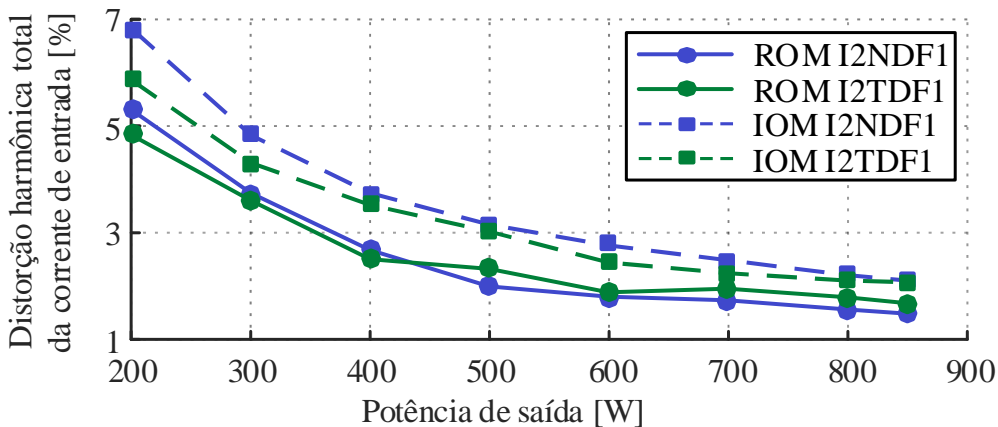
Figura 62 – Curvas de eficiência medidas para diferentes condições de carga.



Fonte: Elaborada pelo autor.

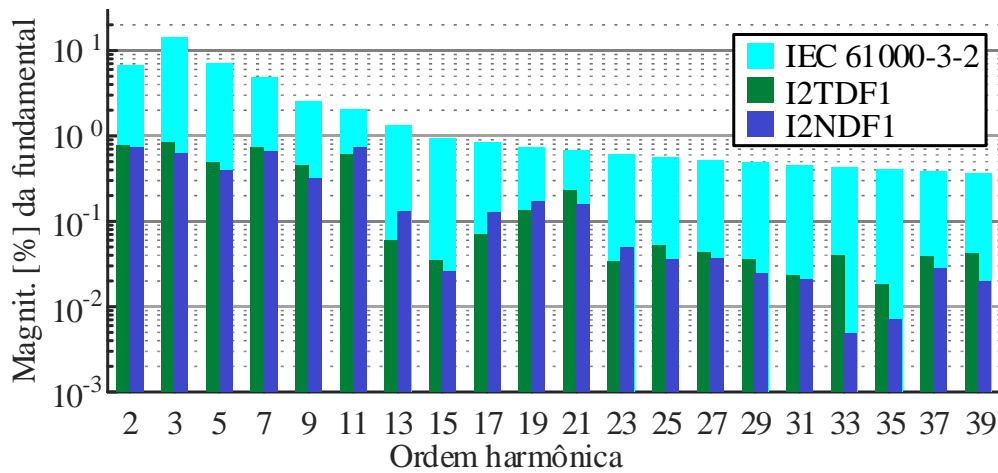
Para os resultados da análise harmônica, no modo retificador o  $THDi$  é menor que 5% para quase toda a faixa de operação, como pode ser observado na Figura 63. Além disso, este valor ainda é mantido baixo enquanto a operação está em torno de 200 W. Acima de 300 W, ambos os conversores apresentam  $THDi$  menor que 5% para ambos os modos de operação. Também foi verificado que, quando a potência de carga é reduzida, a 11ª harmônica é maior que a prevista na norma IEC 61000-3-2. Mais especificamente, no ROM tal comportamento é verificado até 350 W, enquanto no IOM até 400 W. Das Figuras 64a e 64b, é possível verificar que ambos os conversores estão de acordo com o padrão internacional IEC 61000-3-2 para ambos os modos de operação de potência nominal.

Figura 63 – Curvas de  $THDi$  medidas para variações de carga.

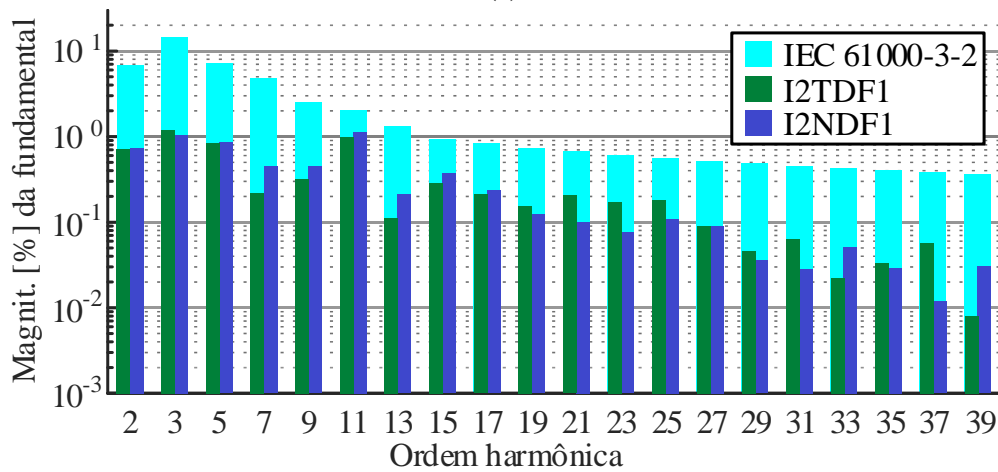


Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 64 – Espectro harmônico da corrente de entrada na condição de carga nominal: (a) modo retificador; (b) modo inversor.



(a)



(b)

Fonte: Elaborada pelo autor.

## 7.4 Considerações Finais

Os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo de 850 W corroboram a análise teórica realizada. O conversor foi submetido a testes de degraus de carga e inversão do fluxo de potência em que se mantiveram estáveis as tensões e correntes do conversor. A análise de potência comprova que ambos os conversores estão adequados para operarem segundo o padrão internacional IEC 61000-3-2.

## 8 CONCLUSÃO

Essa tese apresentou um conversor CA-CC isolado bidirecional baseado na célula de comutação de múltiplos estados (MSSC) com uma célula do tipo T (TNPC) no lado primário. A modelagem do conversor é um ponto fundamental para seu correto funcionamento e compreensão, pois o modelo encontrado também é utilizado para ambos os conversores. Além disso, uma grande vantagem desses tipos de conversores é a possibilidade de empregar um método de controle relativamente simples, pois utiliza técnicas de controle clássico em sua estrutura.

Os resultados experimentais em condições nominais mostraram um alto fator de potência na rede CA, de aproximadamente 0,993, e um baixo THDi, menor que 3%, para ambos os modos de operação (retificador e inversor). Testes dinâmicos e bidirecionais foram realizados para validar a estrutura proposta e compará-la com o conversor NPC. Notou-se que a topologia I2TDF1 obteve um melhor desempenho do que I2NDF1, sendo mais eficiente por empregar apenas chaves ativas e nenhum diodo adicional. Com efeito, observou-se que as eficiências experimentais foram em média inferiores a 1,23% dos valores estimados obtidos na análise de perdas elaborada.

Portanto, o conversor proposto deve ser visto como uma solução atraente para substituir as topologias de conversor de potência baseado em NPC em aplicações como Transformadores de Estado Sólido em tração MV e em carregamento de bateria, onde um fluxo de potência bidirecional e correção do fator de potência são obrigatórios.

### 8.1 Publicações

1. ★ LIMA, W. S.; MAZZA, L. C. dos S.; HENN, G. A. de L.; HONÓRIO, D. de A.; PRAÇA, P. P. ; OLIVEIRA Jr., D. de S; BARRETO, L. H. S. C. A Bidirectional Isolated Integrated AC-DC Converter Based on an Interleaved 3-Level T-type Power Converters. *IEEE Access*.
2. MAZZA, L. C. dos S.; DE SOUZA, J. J. S.; LIMA, W. S; OLIVEIRA Jr., D. de S; ANTUNES, F. L. M.; DE OLIVEIRA, R. N. M. ; DOS SANTOS, C. A. A single-phase five level ac/dc solid state transformer based on the interleaving of npc arms. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 24, p. 459-469, 2019.
3. FONSECA, J. M. L.; QUEIROZ, S. S.; LIMA, S. R.; LIMA, W. S.; ALMEIDA, R. G.; LIMA, F. K. A.; BRANCO, C. G. C. Performance analysis of synchroniza-

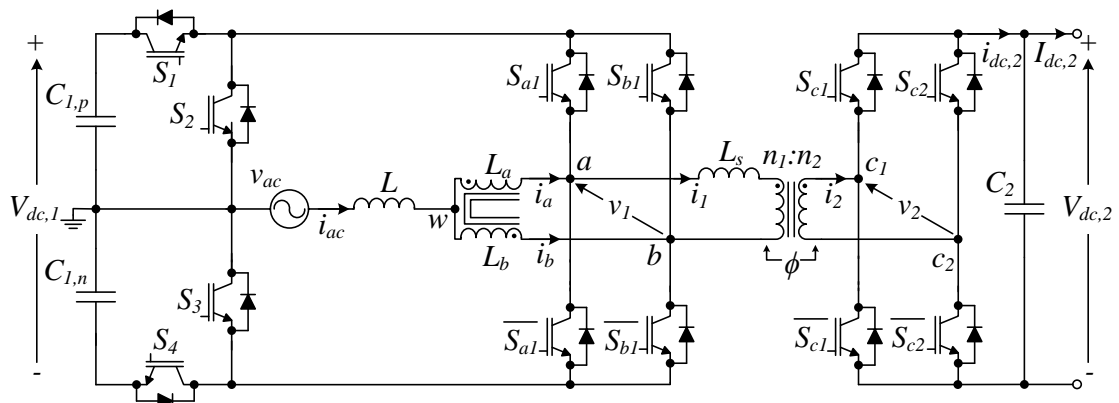
tion algorithms for grid-connected power converters under sub and inter-harmonics distortion. *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, San Antonio.

4. **LIMA, W. da S.;** BARRETO, L. H. S. C. Inversor monofásico T-type NPC assimétrico de sete níveis com tensão de saída bivolt (110 ou 220 V). *XXII Congresso Brasileiro de Automática*, 2018, João Pessoa. XXII CBA, 2018.

## 8.2 Estrutura alternativa

O conversor proposto apresentado na Figura 65 é uma estrutura semelhante a que foi analisada nessa tese. A diferença está no lado do primário que contém o conversor proposto por Floricaud, Floricaud e Gateau (2011). Nessa topologia, todas as chaves do lado primário ficam submetidas à metade da tensão do barramento primário, ou seja, a tensão máxima em cima das chaves é  $V_{dc,1}/2$ . Contudo, as correntes que circulam pelas chaves  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  quando estão em condução são iguais à corrente de entrada  $i_{ac}$ , enquanto que as correntes nas chaves  $S_{a1}$ ,  $\overline{S_{a1}}$ ,  $S_{b1}$  e  $\overline{S_{b1}}$  são iguais a  $i_{ac}/2$ .

Figura 65 – Topologia baseada no conversor 5L-ANPC-CI.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Esse conversor apresenta um estratégia de modulação diferente da proposta na Seção 3.2, sendo necessário um estágio de comparação e outro de combinação lógica para o seu funcionamento (FLORICAUD; FLORICAUD; GATEAU, 2011).

Devido a essas características, seria interessante fazer um estudo comparativo entre esse conversor e a topologia de Mazza *et al.* 2016 e a apresentada nessa tese, analisando tanto a parte de potência, quanto a modulação.

## REFERÊNCIAS

- BAKER, R. H. Bridge converter circuit. *U.S. Patent 4 270 163*, May. 1981.
- BHAGWAT, P. M.; STEFANOVIC, V. R. Generalized structure of a multilevel pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-19, n. 6, p. 1057–1069, 1983.
- BHALLA, A.; GLADISH, J.; DOLNY, G. Effect of igbt switching dynamics on loss calculations in high speed applications. *IEEE Electron Device Letters*, v. 20, n. 1, p. 51–53, 1999.
- BRUCKNER, T.; BERNET, S.; GULDNER, H. The active npc converter and its loss-balancing control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 3, p. 855–868, 2005.
- CACAU, R. G. de A. *Inversor de cinco níveis baseado na célula de comutação de múltiplos estados tipo T*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.
- CACAU, R. G. de A. *et al.* Five-level t-type inverter based on multistate switching cell. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 6, p. 3857–3866, Nov 2014. ISSN 0093-9994.
- CASTELINO, G. *et al.* A bi-directional, isolated, single-stage, dab-based ac-dc converter with open-loop power factor correction and other advanced features. *2012 IEEE International Conference on Industrial Technology*, p. 938–943, March 2012.
- CHEN, T. *et al.* A single-stage bidirectional dual-active-bridge ac-dc converter based on enhancement mode gan power transistor. *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, p. 723–728, March 2018. ISSN 2470-6647.
- COMMISSION, I. E. *History of International Electrotechnical Commission*. [S.l.], 2019. Acesso: 27 jan. 2019. Disponível em: <<https://www.iec.ch/about/history/>>.
- COUGO T. FRIEDLI, D. O. B. B.; KOLAR, J. W. Comparative evaluation of individual and coupled inductor arrangements for input filters of pv inverter systems. *Int. Conf. Integ. Power Electr. Systems (CIPS)*, p. 1–8, March 2012.
- DE ALMEIDA, B. R. *et al.* Conversor ca-cc trifásico bidirecional de único estágio com correção de fator de potência e isolado em alta frequência. *Revista Brasileira de Eletrônica de Potência*, v. 21, n. 2, p. 117–125, Jun 2016. ISSN 0885-8993.
- DE ALMEIDA, B. R. *et al.* A single-stage three-phase bidirectional ac/dc converter with high-frequency isolation and pfc. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 10, p. 8298–8307, Oct 2018. ISSN 0885-8993.
- EVERTS, J.; VAN DEN KEYBUS, J.; DRIESEN, J. Switching control strategy to extend the zvs operating range of a dual active bridge ac/dc converter. *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, p. 4107–4114, Sep. 2011. ISSN 2329-3721.
- EVERTS, J. *et al.* Switching control strategy for full zvs soft-switching operation of a dual active bridge ac/dc converter. *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, p. 1048–1055, Feb 2012. ISSN 1048-2334.

FLORICAU, D.; FLORICAU, E.; GATEAU, G. New multilevel converters with coupled inductors: Properties and control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 12, p. 5344–5351, Dec. 2011. ISSN 0278-0046.

FRANQUELO, L. G. *et al.* The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, 2008.

GHOSHAL, A.; VINOD, J. A method to improve pll performance under abnormal grid conditions. *National Power Electronics Conference*, 2007.

HABIB, S. *et al.* A comprehensive study of implemented international standards, technical challenges, impacts and prospects for electric vehicles. *IEEE Access*, v. 6, p. 13866–13890, 2018. ISSN 2169-3536.

HOLMES, D. G. *et al.* Optimized design of stationary frame three phase ac current regulators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 11, p. 2417–2426, Nov. 2009. ISSN 0885-8993.

INTERNATIONAL, S. *Hystory of SAE International*. [S.l.], 2019. Acesso: 25 de outubro de 2021. Disponível em: <<https://www.sae.org/about/history>>.

JAUCH, F.; BIELA, J. Single-phase single-stage bidirectional isolated zvs ac-dc converter with pfc. *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, p. LS5d.1–1–LS5d.1–8, Sep. 2012.

JAUCH, F.; BIELA, J. Modelling and zvs control of an isolated three-phase bidirectional ac-dc converter. *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, p. 1–11, Sep. 2013.

KHERALUWALA, M. H.; DE DONCKER, R. W. Single phase unity power factor control for dual active bridge converter. *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, p. 909–916 vol.2, Oct 1993.

KOMEDA, S.; FUJITA, H. Power decoupling control method for an isolated single-phase ac-to-dc converter based on high-frequency cycloconverter topology. *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, p. 1059–1064, June 2017.

KOURO, S. *et al.* Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010.

KOUSHKI, B. *et al.* A bi-directional single-stage isolated ac-dc converter for ev charging and v2g. *2015 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, p. 36–44, Oct 2015.

LATHI, B. P. *Sinais e sistemas lineares*. 2. ed. Tradução de Gustavo Guimarães Parma. Porto Alegre: Bookman, 2007.

LI, X. *et al.* A bidirectional dual-bridge high-frequency isolated resonant dc/dc converter. *2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, p. 49–54, June. 2013. ISSN 2156-2318.

LIN, B.-R.; HUNG, Z.-L. Analysis of a novel bi-directional rectifier with double dc bus voltage. *ISIE 2001. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (Cat. No.01TH8570)*, v. 3, p. 1965–1970, June. 2001.

- MAZZA, L. C. *et al.* Bidirectional converter with high frequency isolation feasible to solid state transformer applications. *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, p. 1–9, Sep. 2016.
- MAZZA, L. C. *et al.* Transformador de estado sólido ca-cc monofásico 5 níveis baseado no intercalamento de braços npc. *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, v. 24, n. 4, p. 459–469, Dez. 2019.
- MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and inductor design handbook*. California, USA: California, USA, 2004.
- MENNICKEN, H. *Stromrichter System mit Wechsel-spannungszwischenkreis und seine Anwendung in der Traktionstechnik*. Dissertação (Mestrado) — RWTH, Aachen, Germany, 1978.
- MONTEIRO, V.; PINTO, J. G.; AFONSO, J. L. Operation modes for the electric vehicle in smart grids and smart homes: Present and proposed modes. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 65, n. 3, p. 1007–1020, March 2016. ISSN 0018-9545.
- NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, 1981.
- NASSARY, M. *et al.* Single-phase isolated bidirectional ac-dc battery charger for electric vehicle – review. *2019 International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering (ITCE)*, p. 581–586, Feb 2019.
- NORRGA, S. A soft-switched bi-directional isolated ac/dc converter for ac-fed railway propulsion applications. *2002 International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (Conf. Publ. No. 487)*, p. 433–438, June 2002. ISSN 0537-9989.
- NORRGA, S. Experimental study of a soft-switched isolated bidirectional ac–dc converter without auxiliary circuit. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 6, p. 1580–1587, Nov 2006. ISSN 0885-8993.
- NORRGA, S.; MEIER, S.; OSTLUND, S. A three-phase soft-switched isolated ac/dc converter without auxiliary circuit. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 3, p. 836–844, May 2008. ISSN 0093-9994.
- OLIVEIRA, D. S. *et al.* A bidirectional single stage ac-dc converter with high frequency isolation feasible to dc distributed power systems. *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, p. 1–7, Nov. 2012.
- PRASANNA, U. R.; SINGH, A. K.; RAJASHEKARA, K. Novel bidirectional single-phase single-stage isolated ac–dc converter with pfc for charging of electric vehicles. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 3, n. 3, p. 536–544, Sep. 2017. ISSN 2332-7782.
- RAMOS, L. A.; MEZARоба, M. Bidirectional isolated ac-dc converter for electric vehicles multifunctional chargers. *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, p. 1789–1794, Feb 2018.
- RASOOL, H. *et al.* Design optimization and electro-thermal modeling of an off-board charging system for electric bus applications. *IEEE Access*, v. 9, p. 84501–84519, 2021.



- REIS, F. E. U. *et al.* Bidirectional three-level stacked neutral-point-clamped converter for electric vehicle charging stations. *IEEE Access*, v. 8, p. 37565–37577, 2020.
- SANTOS, C. A. D. *et al.* A four-port single-stage ac-dc converter for sst applications. *2018 13th IEEE International Conf. on Ind. Appl. (INDUSCON)*, p. 31–37, 2018.
- SANTOS, W. M. D. *et al.* Design and conception of a dab converter (dual active bridge) using the gyrators theory. *XI Brazilian Power Electron. Conf.*, p. 359–364, 2011.
- SFAKIANAKIS, G. E.; EVERTS, J.; LOMONOVA, E. A. Overview of the requirements and implementations of bidirectional isolated ac-dc converters for automotive battery charging applications. *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, p. 1–12, March 2015.
- SHI, Y. *et al.* Intercell transformer (ict) design optimization and interphase crosstalk mitigation of a 100-kw sic filter-less grid-connected pv string inverter. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, v. 1, p. 51–63, 2020.
- SHI, Y. *et al.* A 60-kw 3-kw/kg five-level t-type sic pv inverter with 99.2% efficiency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 11, p. 9144–9154, Nov 2017. ISSN 0278-0046.
- SHIN, H. *et al.* Power loss comparison with different pwm methods for 3l-npc inverter and 3l-t type inverter. *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, p. 1322–1327, 2014.
- SILVA, T. L. da *et al.* Study of the 5l-t-type npc converter for photovoltaic application. *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, p. 1–6, 2015.
- STEWART, J. *Cálculo, volume I*. Tradução técnica de Antônio Carlos Moretti e Antônio Carlos Gilli Martins; Revisão técnica de Helena Castro. São Paulo: Cengage Learning, 2012.
- SUBOTIC, I.; LEVI, E. A review of single-phase on-board integrated battery charging topologies for electric vehicles. *2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, p. 136–145, March 2015.
- TECHNOLOGIES., I. Calculation of major igbt operating parameters. *Infineon Application note ANIP9931E*, Nurembergue, Alemanha, p. 359–364, Aug 1999.
- TEIXEIRA, C. A.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Closed-loop current control of multilevel converters formed by parallel complementary unidirectional phase legs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 2, p. 1621–1629, Mar. 2015. ISSN 0093-9994.
- THRIMAWITHANA, D. J. *et al.* A novel matrix converter based resonant dual active bridge for v2g applications. *2012 10th International Power Energy Conference (IPEC)*, p. 503–508, Dec 2012. ISSN 1947-1270.
- TRUBITSYN, A. *et al.* High-efficiency inverter for photovoltaic applications. *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, p. 2803–2810, Sep. 2010. ISSN 2329-3721.
- VAISHNAV, S. N.; KRISHNASWAMI, H. Single-stage isolated bi-directional converter topology using high frequency ac link for charging and v2g applications of phev. *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, p. 1–4, Sep. 2011. ISSN 1938-8756.

- WANG, L. *et al.* Ground leakage current analysis and suppression in a 60-kw 5-level t-type transformerless sic pv inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 2, p. 1271–1283, 2018.
- WEISE, N. Dq current control of a bidirectional, isolated, single-stage ac-dc converter for vehicle-to-grid applications. *2013 IEEE Power Energy Society General Meeting*, p. 1–5, July 2013. ISSN 1932-5517.
- YANG, Y. *et al.* Benchmarking of phase locked loop based synchronization techniques for grid-connected inverter systems. *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, p. 2167–2174, 2015.
- YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2151–2169, May 2013. ISSN 0885-8993.
- YOON, Y. .; KWON, S. .; LEE, J. . Single-stage battery charger for light electric vehicles based on dc-src with current-boosting circuit. *Electronics Letters*, v. 49, n. 16, p. 1023–1025, Aug 2013. ISSN 0013-5194.
- ZHAO, B. *et al.* Universal high-frequency-link characterization and practical fundamental-optimal strategy for dual-active-bridge dc-dc converter under pwm plus phase-shift control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 12, p. 6488–6494, Dec. 2015. ISSN 0885-8993.

## APÊNDICE A - MISCELÂNEAS

### A.1 Identidades Trigonométricas

$$\cos\left(x - \frac{\pi}{2}\right) = \text{sen}(x) \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{aligned} A[\text{sen}(x) - \text{sen}(x - y)] &= C \text{sen}(x + \theta) \\ C &= A\sqrt{2[1 - \cos(y)]}, \theta = \tan^{-1}\left[\frac{\text{sen}(y)}{1 - \cos(y)}\right] \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

$$\text{sen}(x) \cos(y) = \frac{1}{2} [\text{sen}(x + y) + \text{sen}(x - y)] \quad (\text{A.3})$$

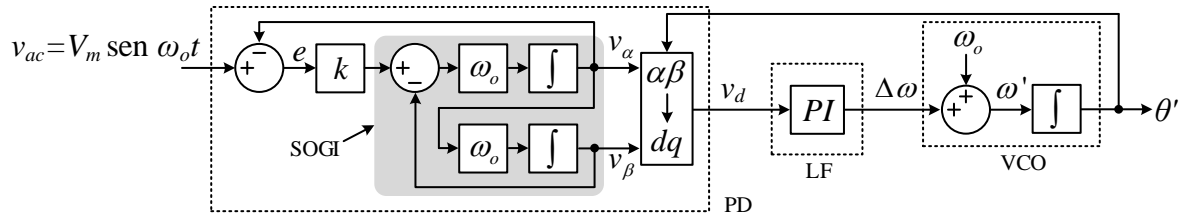
### A.2 Integrais definidas

$$\frac{1}{T} \int_0^T (\sin(ax + y) + \sin(y)) dx = \text{sen}(y) \quad T = \frac{2\pi}{a} \quad (\text{A.4})$$

## APÊNDICE B - PLL INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM

A estrutura geral de um PLL integrador generalizado de segunda ordem (SOGI-PLL) é mostrada na Figura 66 e é composta por: detector de fase (PD); malha de filtro (LF); e oscilador controlado por tensão (VCO) (YANG *et al.*, 2015).

Figura 66 – Diagrama de blocos do SOGI-PLL monofásico.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Da Figura 66, as funções de transferência características do bloco SOGI podem ser definidas como

$$V_{\alpha\beta}(s) = \begin{bmatrix} V_{\alpha}(s) \\ V_{\beta}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k\omega_o s}{s^2 + k\omega_o s + \omega_o^2} \\ \frac{k\omega_o^2}{s^2 + k\omega_o s + \omega_o^2} \end{bmatrix} V_{ac}(s) \quad (\text{B.1})$$

onde  $\omega_o$  é a frequência de ressonância e  $k$  é um ganho associado ao fator de amortecimento.

Para o dimensionamento dos parâmetros do controlador PI é utilizado o Método Simétrico Ótimo (Symmetrical optimum - SO), escolhido por ser uma técnica tradicional em aplicações em redes. (GHOSHAL; VINOD, 2007).

$$\frac{\theta'(s)}{V_d(s)} = \left( K_c \frac{sT_c + 1}{sT_c} \right) \left( \frac{1}{sT_s + 1} \right) \left( \frac{V_m}{s} \right) \quad (\text{B.2})$$

onde  $T_s$  é a frequência de amostragem,  $T_c = 4T_s$ , e  $K_c = 1/(2V_m T_s)$ .

## APÊNDICE C - POLINÔMIO DA POTÊNCIA NORMALIZADA

$$P_N(\phi) = p_1\phi^3 + p_2\phi^2 + p_3\phi + p_4 \quad (\text{C.1})$$

$$P_N(\phi) = \begin{cases} -P_N(\phi + 180^\circ) & -180^\circ < \phi \leq -90^\circ \\ -P_N(-\phi) & -90^\circ < \phi \leq 0^\circ \\ P_N(\phi) & 0^\circ < \phi \leq 90^\circ \\ P_N(-\phi + 180^\circ) & 90^\circ < \phi \leq 180^\circ \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

Tabela 7 – Parâmetros do conversor.

<b>M</b>	<b><math>p_1</math></b>	<b><math>p_2</math></b>	<b><math>p_3</math></b>	<b><math>p_4</math></b>	<b>Var*</b>
0,5	-5,1670E-09	-9,1831E-06	1,7874E-03	-1,8458E-04	0,2076
0,51	-4,5810E-09	-9,4046E-06	1,8143E-03	-1,8268E-04	0,1986
0,52	-4,2329E-09	-9,5815E-06	1,8383E-03	-1,9706E-04	0,1960
0,53	-4,1462E-09	-9,7115E-06	1,8595E-03	-2,3423E-04	0,2026
0,54	-4,3541E-09	-9,7846E-06	1,8769E-03	-2,7984E-04	0,2331
0,55	-4,8765E-09	-9,7997E-06	1,8906E-03	-3,2691E-04	0,2785
0,56	-5,8605E-09	-9,7305E-06	1,8993E-03	-3,7202E-04	0,3269
0,57	-7,3240E-09	-9,5720E-06	1,9026E-03	-3,9806E-04	0,3765
0,58	-8,9993E-09	-9,3631E-06	1,9018E-03	-4,0668E-04	0,4022
0,59	-1,0995E-08	-9,0855E-06	1,8961E-03	-3,9131E-04	0,4100
0,6	-1,3194E-08	-8,7559E-06	1,8863E-03	-3,6553E-04	0,3946
0,61	-1,5278E-08	-8,4217E-06	1,8739E-03	-3,2063E-04	0,3551
0,62	-1,7180E-08	-8,0934E-06	1,8596E-03	-2,7162E-04	0,3113
0,63	-1,8915E-08	-7,7687E-06	1,8431E-03	-2,1158E-04	0,2588
0,64	-2,0217E-08	-7,4914E-06	1,8264E-03	-1,5062E-04	0,2229
0,65	-2,1157E-08	-7,2503E-06	1,8092E-03	-9,6832E-05	0,2034
0,66	-2,1422E-08	-7,0999E-06	1,7938E-03	-6,0249E-05	0,2064
0,67	-2,1444E-08	-6,9740E-06	1,7776E-03	-2,4851E-05	0,2254
0,68	-2,0840E-08	-6,9379E-06	1,7636E-03	-6,1504E-06	0,2348
0,69	-1,9969E-08	-6,9388E-06	1,7498E-03	1,9512E-06	0,2460
0,7	-1,8832E-08	-6,9826E-06	1,7366E-03	2,6918E-06	0,2447
0,71	-1,7528E-08	-7,0599E-06	1,7239E-03	-5,5582E-06	0,2359
0,72	-1,6186E-08	-7,1503E-06	1,7111E-03	-2,1280E-05	0,2278
0,73	-1,4959E-08	-7,2367E-06	1,6976E-03	-3,4112E-05	0,2185
0,74	-1,3965E-08	-7,3010E-06	1,6828E-03	-4,7361E-05	0,2112
0,75	-1,3067E-08	-7,3611E-06	1,6674E-03	-6,2762E-05	0,2012

Fonte: Elaborada pelo autor.

\*Var é erro médio quadrático.

Tabela 8 – Parâmetros do conversor.

<b>M</b>	<b><math>p_1</math></b>	<b><math>p_2</math></b>	<b><math>p_3</math></b>	<b><math>p_4</math></b>	<b>Var</b>
0,76	-1,2330E-08	-7,4069E-06	1,6510E-03	-6,1472E-05	0,2038
0,77	-1,1701E-08	-7,4398E-06	1,6335E-03	-6,7261E-05	0,1995
0,78	-1,0831E-08	-7,5070E-06	1,6169E-03	-8,3322E-05	0,1958
0,79	-9,7107E-09	-7,6035E-06	1,6005E-03	-1,0408E-04	0,1944
0,8	-8,2591E-09	-7,7386E-06	1,5848E-03	-1,2375E-04	0,2018
0,81	-6,4756E-09	-7,9104E-06	1,5698E-03	-1,6303E-04	0,2281
0,82	-4,4866E-09	-8,0974E-06	1,5545E-03	-1,9192E-04	0,2544
0,83	-2,3953E-09	-8,2849E-06	1,5385E-03	-2,2294E-04	0,2958
0,84	-2,1507E-10	-8,4713E-06	1,5218E-03	-2,4770E-04	0,3326
0,85	1,9903E-09	-8,6470E-06	1,5042E-03	-2,7435E-04	0,3583
0,86	4,0015E-09	-8,7826E-06	1,4846E-03	-2,7875E-04	0,3631
0,87	5,7547E-09	-8,8700E-06	1,4630E-03	-2,8080E-04	0,3541
0,88	7,1668E-09	-8,9005E-06	1,4391E-03	-2,6110E-04	0,3303
0,89	8,1978E-09	-8,8699E-06	1,4129E-03	-2,2836E-04	0,2820
0,9	8,8049E-09	-8,7756E-06	1,3847E-03	-1,8888E-04	0,2270
0,91	8,9954E-09	-8,6215E-06	1,3548E-03	-1,4643E-04	0,1922
0,92	8,7538E-09	-8,4072E-06	1,3232E-03	-9,0557E-05	0,1961
0,93	8,2158E-09	-8,1551E-06	1,2910E-03	-3,8421E-05	0,2347
0,94	7,4774E-09	-7,8819E-06	1,2591E-03	3,5819E-07	0,2748
0,95	6,5420E-09	-7,5892E-06	1,2275E-03	3,8599E-05	0,3021
0,96	5,6146E-09	-7,3082E-06	1,1977E-03	5,2260E-05	0,3149
0,97	4,7258E-09	-7,0429E-06	1,1697E-03	5,8286E-05	0,2968
0,98	4,0337E-09	-6,8177E-06	1,1445E-03	4,1854E-05	0,2698
0,99	3,4907E-09	-6,6241E-06	1,1216E-03	1,7741E-05	0,2383
1	3,1097E-09	-6,4613E-06	1,1008E-03	-3,1066E-06	0,2291

Fonte: Elaborada pelo autor.

\*Var é erro médio quadrático.

## ANEXO A - DEFINIÇÃO DE INTEGRAL DEFINIDA

Se  $f$  é uma função contínua definida em  $a \leq x \leq b$ , dividimos o intervalo  $[a, b]$  em  $n$  subintervalos de comprimentos iguais  $\Delta x = (b - a)/n$ . Sejam  $x_0 (= a), x_1, x_2, \dots, x_n (= b)$  as extremidades desses subintervalos, escolhemos os **pontos amostrais**  $x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*$  nesses subintervalos, de forma que  $x_i^*$  esteja no  $i$ -ésimo subintervalo  $[x_{i-1}^*, x_i^*]$ . Então a **integral definida de  $f$  de  $a$  a  $b$**  é

$$\int_a^b f(x)dx = \lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^n f(x_i^*)\Delta x$$

desde que este limite exista. Se ele existir, dizemos que  $f$  é integrável em  $[a, b]$  (STEWART, 2012).