



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

**MATEUS PACHECO VIEIRA**

**CONVERSOR CC-CC BOOST INTERCALADO DE ALTO GANHO DE TENSÃO**  
**ACIONADO POR DSP**

**FORTALEZA**

**2018**

MATEUS PACHECO VIEIRA

CONVERTOR *CC-CC* BOOST INTERCALADO DE ALTO GANHO DE TENSÃO  
ACIONADO POR DSP

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

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé

Coorientador: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça

FORTALEZA

2018

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)

---

- V716c Vieira, Mateus Pacheco.  
Conversor CC-CC Boost Intercalado de Alto Ganho de Tensão Acionado por DSP / Mateus Pacheco Vieira. – 2018.  
142 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2018.  
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.  
Coorientação: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.
1. Conversor CC-CC. 2. Intercalamento de Conversores CC-CC. 3. Modulação Digital com DSP. 4. Célula de Comutação de Três Estados. I. Título.

CDD 621.3

---

MATEUS PACHECO VIEIRA

CONVERTOR *CC-CC* BOOST INTERCALADO DE ALTO GANHO DE TENSÃO  
ACIONADO POR DSP

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

Aprovada em: 20 de abril de 2018

BANCA EXAMINADORA

---

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

---

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

---

Prof. PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Ing. Sérgio Daher  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. José Antenor Pomílio  
Universidade Estadual de Campinas (Unicamp)

Dedico este trabalho...

ao meu Deus, pelas oportunidades que me presenteia para ser uma pessoa melhor;

aos meus pais, Tarcísio e Eula, e à minha irmã, Bianca, por serem a minha fortaleza;

ao amor da minha vida, Ana Clara, pelo imensurável amor e compreensão;

## AGRADECIMENTOS

A Deus (Jesus Cristo) e a sua Mãe Santíssima, que, através de suas intercessões divinas, possibilitaram-me vencer este desafio. A todos os amigos e familiares que dedicaram suas orações a esta conquista. Aos meus pais, Tarcísio e Eula, à minha irmã, Bianca, e à minha namorada, Ana Clara, por terem sido o meu porto seguro durante os percalços deste desafio.

À Univesidade Federal do Ceará (*UFC*) e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (*CAPES*), que através dos recursos investidos em ensino e pesquisa, possibilitaram o acesso a laboratórios, materiais, profissionais e literatura de excelente qualidade. A todo o povo brasileiro, que através do dinheiro dos impostos, mantem majoritariamente essas instituições.

Aos amigos Francisco Brito Jr. e Breno Chaves pela parceria e dedicação a este projeto, contribuindo de forma inestimável para concretização dele. Aos amigos Juliano Pacheco, Cícero Alisson, Kristian Pessoa, Nonato Oliveira, Bruno Almeida, Silas Alysson, Daniel Parente, Kevin Costa, bem como aos outros membros do *GPEC* e do *LCE* que contribuíram direta ou indiretamente com o andamento deste trabalho, por sempre estarem dispostos a ajudar e pelo tratamento acolhedor que me incentivou a seguir em frente. Ao amigo Acácio Aguiar (*LESC*), também, pelo apoio a este projeto e por sua eterna boa vontade em ajudar os outros.

Ao Prof. Dr. René Bascopé pela orientação, apoio, contribuição com material, pela disponibilidade para tirar dúvidas e por demonstrar boa vontade em transmitir seu conhecimento. Ao Prof. Dr. Paulo Praça por sempre ter demonstrado seu apoio e interesse em contribuir com minha formação e com este trabalho, e pela participação ativa como co-orientador. Aos Professores PhD. Fernando Antunes, Dr. Ing. Sérgio Daher, Dr. Demercil Oliveira Jr., Dr. Domenico Sgro, bem como aos outros membros do corpo docente do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da *UFC* (*PPGEE-UFC*), por exercerem com excelência seu papel de educadores e por contribuírem de forma singular com o ensino e pesquisa no Brasil. Ratifico o agradecimento a todos os membros da banca examinadora pertencentes ao *PPGE-UFC* pela disposição e boa vontade em avaliar este trabalho. Agradeço ao Prof. Dr. Antenor Pomilio (*Unicamp*) pela disposição e boa vontade em avaliar este trabalho, também, como membro da banca externo ao *PPGE-UFC* e pela excepcional contribuição como docente na minha formação acadêmica durante o curso de Engenharia Elétrica da Unicamp, que foi a base do conhecimento técnico necessário para a conclusão deste trabalho. Aos servidores da *UFC* que apoiaram direta ou indiretamente o andamento deste trabalho.

*“Caíam mil homens à tua direita e dez mil à tua esquerda, tu não serás atingido.”*

*(Salmo 90/91)*

*“É triste falhar na vida, porém mais triste ainda é não tentar vencer.”*

*(Franklin Roosevelt)*

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma topologia *boost CC-CC* de alto ganho intercalado com capacitores de filme na saída que pode ser usado na alimentação de cargas não lineares e que é modulado por um *Processador de Sinal Digital/ Digital Signal Processor (DSP)*, programado utilizando blocos do *Simulink*. O conversor sob estudo pode alimentar inversores de tensão monofásicos e trifásicos. A técnica de intercalamento de conversores permite reduzir a capacitância do capacitor filtro de saída, e, assim, usar capacitores de filme, os quais apresentam uma vida útil duas vezes maior em relação aos capacitores eletrolíticos. Para o conversor sob estudo, foram realizadas análises qualitativa e quantitativa. Baseado na análise quantitativa, foi realizado um exemplo de projeto para potência de saída de  $1\text{ kW}$ , tensão de entrada de  $60\text{ V}$ , e tensão de saída de  $400\text{ V}$ . Foi construído um protótipo da topologia baseado no projeto para coleta de resultados experimentais. Os resultados experimentais foram comparados com resultados de simulação e com formas de onda teóricas. Os resultados experimentais obtidos validaram o conversor proposto, pois se aproximaram dos valores documentados na análise teórica.

**Palavras-chave:** Conversor *CC-CC*. Intercalamento de Conversores *CC-CC*. Modulação Digital com *DSP*. Célula de Comutação de Três Estados.

## ABSTRACT

This work presents a DC-DC high gain boost interleaved topology built with output film capacitors in order to be used for supplying non-linear loads and is modulated by a DSP programmed with Simulink blocks. The studied converter can supply single phase and three phase inverters. The interleaving technic in DC-DC converters requires a much lower output capacitance, allowing the use of film capacitors, whose life-time is twice bigger than the electrolytic capacitors. Based on the studied converter, qualitative and quantitative analisys were performed. The quantitative analisys was used to develop a project example with 1 kW power, 60 V input voltage, and 400 V output voltage. An prototype was built based on the project for experimental results harversting. The experimental results were properly compared to simulation results and theoretical waveforms. The experimental results validated the proposed converter, because its waveforms were similar to the ones documented in the theoretical analisys.

**Keywords:** DC-DC Converters. Digital Modulation using DSP. Interleaving of DC-DC Converters. Three States Switching Cell.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Modelo real aproximado para o capacitor . . . . .	27
Figura 2.2 – Estrutura interna de um <i>Al-Cap</i> . . . . .	28
Figura 2.3 – Estrutura interna de um <i>MPPF-Cap</i> . . . . .	29
Figura 2.4 – Relação capacitância por ondulação de corrente dos <i>Al-Caps</i> e <i>MPPF-Caps</i>	31
Figura 2.5 – Conversor <i>CC-CC boost AGT-CCTE</i> . . . . .	32
Figura 2.6 – Definição de fase dos sinais PWM dos conversores <i>CC-CC boost</i> . . . . .	33
Figura 2.7 – Conversor <i>boost</i> intercalado com três fases de chaveamento . . . . .	34
Figura 2.8 – Conversor <i>CC-CC boost</i> intercalado multifásico . . . . .	34
Figura 2.9 – Conversor <i>CC-CC boost</i> de alto ganho de tensão intercalado 1 . . . . .	36
Figura 2.10–Conversor <i>CC-CC boost</i> de alto ganho de tensão intercalado 2 . . . . .	37
Figura 2.11–Conversor <i>CC-CC boost</i> não isolado com alta razão cíclica . . . . .	38
Figura 2.12–Conversor <i>CC-CC boost</i> intercalado com alto ganho de tensão . . . . .	39
Figura 2.13–Topologia proposta neste trabalho . . . . .	40
Figura 3.1 – Topologia proposta . . . . .	43
Figura 3.2 – Formas de onda teóricas para o conversor <i>CC-CC boost AGT-CCTE</i> em modo de condução contínua . . . . .	44
Figura 3.3 – Formas de onda teóricas para o conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> em modo de condução contínua . . . . .	45
Figura 3.4 – Etapas de operação do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> (etapas I a IV) .	49
Figura 3.5 – Etapas de operação do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> (etapas V a VIII)	50
Figura 3.6 – Curvas teóricas de ganho estático tomado como parâmetro a relação de espiras do transformador . . . . .	52
Figura 4.1 – <i>Snubber RCD</i> dissipativo . . . . .	77
Figura 4.2 – Produto de áreas por volume físico para <i>NEEs</i> . . . . .	84
Figura 5.1 – Estrutura do bloco <i>PWM</i> disponível no <i>Simulink</i> para programação do <i>DSP</i>	88
Figura 5.2 – Geração do <i>PWM</i> no módulo <i>ePWM9A</i> . . . . .	89
Figura 5.3 – Blocos de programação do <i>Simulink</i> utilizados para geração de códigos-fonte	90
Figura 5.4 – Protótipo do conversor proposto . . . . .	92
Figura 5.5 – Simulação das correntes de entrada e nos indutores . . . . .	93
Figura 5.6 – Correntes de entrada e nos indutores . . . . .	94
Figura 5.7 – Simulação das correntes nos enrolamentos do transformador $T_X$ . . . . .	96

Figura 5.8 – Correntes nos enrolamentos do transformador $T_X$ . . . . .	96
Figura 5.9 – Correntes nos enrolamentos do transformador $T_Y$ . . . . .	97
Figura 5.10–Simulação das correntes nos enrolamentos do transformador $T_X$ considerando não idealidades . . . . .	100
Figura 5.11–Simulação das correntes na saída resultante e nos conversores $X$ e $Y$ . . . . .	101
Figura 5.12–Correntes na saída resultante e nos conversores $X$ e $Y$ . . . . .	102
Figura 5.13–Simulação das correntes nos enrolamentos do transformador $T_X$ considerando não idealidades . . . . .	103
Figura 5.14–Simulação das tensões na saída e em um estágio do conversor proposto . . . . .	104
Figura 5.15–Tensões na saída e nos estágios do conversor proposto . . . . .	105
Figura 5.16–Curva de rendimento . . . . .	107
Figura C.1 – Diagrama de blocos do sistema . . . . .	123
Figura C.2 – Diagrama de <i>Bode</i> para a $FTLA_{sci}(s)$ . . . . .	126
Figura C.3 – Diagrama de <i>Bode</i> para $C_i(s)$ . . . . .	128
Figura C.4 – Diagrama de <i>Bode</i> para $FTLA_{cci}(s)$ . . . . .	128
Figura C.5 – Diagrama de <i>Bode</i> para $FTLA_{scv}(s)$ . . . . .	129
Figura C.6 – Diagrama de <i>Bode</i> para $C_v(s)$ . . . . .	131
Figura C.7 – Diagrama de <i>Bode</i> para $FTLA_{ccv}(s)$ . . . . .	131
Figura C.8 – Simulação com degrau de carga entre 100% e 50% da carga nominal . . . . .	134
Figura C.9 – Carga não linear conectada no barramento da saída no conversor proposto . . . . .	135
Figura C.10–Simulação da tensão e corrente na saída do inversor e da tensão no barramento $CC$ . . . . .	136
Figura C.11–Simulação da corrente no capacitor filtro de saída com o conversor $CC-CC$ <i>boost AGTI-CCTE</i> alimentando uma carga não linear e uma carga resistiva . . . . .	137
Figura C.12–Simulação da corrente no capacitor filtro de saída durante um ciclo de opera- ção do inversor . . . . .	138
Figura B.1 – <i>PCB</i> do protótipo - vista superior . . . . .	141
Figura B.2 – <i>PCB</i> do protótipo - vista inferior . . . . .	141
Figura B.3 – Esquemático do protótipo . . . . .	142

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparativo entre <i>Al-Caps</i> e <i>MPPF-Caps</i> . . . . .	31
Tabela 4.1 – Principais dados dos indutores . . . . .	69
Tabela 4.2 – Principais dados dos transformadores . . . . .	74
Tabela 4.3 – Principais dados das chaves . . . . .	76
Tabela 4.4 – Principais dados dos <i>snubbers</i> . . . . .	78
Tabela 4.5 – Principais dados dos diodos . . . . .	79
Tabela 4.6 – Dados para núcleos de ferrite ( <i>NEE</i> ) . . . . .	84
Tabela 4.7 – Volume ideal dos magnéticos projetados . . . . .	85
Tabela 5.1 – Parâmetros dos magnéticos . . . . .	92
Tabela 5.2 – Correntes na entrada e nos indutores do conversor proposto . . . . .	95
Tabela 5.3 – Correntes nos enrolamentos dos transformadores do conversor proposto . . . . .	98
Tabela 5.4 – Correntes na saída resultante e nos conversores <i>X</i> e <i>Y</i> . . . . .	102
Tabela 5.5 – Tensões na saída e nos estágios do conversor proposto . . . . .	105
Tabela 5.6 – Rendimento do conversor para diferentes cargas . . . . .	106
Tabela B.1 – Principais dados do indutor . . . . .	119
Tabela B.2 – Principais dados do transformador . . . . .	120
Tabela B.3 – Perdas para os diodos e chaves do conversor <i>CC-CC boost AGT-CCTE</i> . . . . .	120

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>AGT-CCTE</i>	Conversor <i>Boost</i> de Alto Ganho de Tensão Baseado na Célula de Comutação de Três Estados
<i>AGTI-CCTE</i>	Conversor <i>Boost</i> de Alto Ganho de Tensão Intercalado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados
<i>AWG</i>	<i>American Wire Gauge</i>
<i>Al-Cap</i>	Capacitor Eletrolítico de Alumínio/ <i>Aluminium Electrolytic Capacitor</i>
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CCS</i>	<i>Code Composer Studio</i>
<i>CCTE</i>	Célula de Comutação de Três Estados
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CPU</i>	Unidade Central de Processamento/ <i>Central Processing Unit</i>
<i>DSP</i>	Processador de Sinal Digital/ <i>Digital Signal Processor</i>
<i>ESL</i>	Indutância Série Equivalente
<i>ESR</i>	Resistência Série Equivalente
<i>FC</i>	Célula de Combustível/ <i>Fuel Cell</i>
<i>FD</i>	Fator de Dissipação
<i>IDDB</i>	<i>Dual Double Boost Interleaved</i>
<i>MCC</i>	Modo de Condução Contínua
<i>MIPS</i>	Milhões de Instruções por Segundo/ <i>Millions of Instructions per Second</i>
<i>MPPF-Cap</i>	Capacitor de Filme Metalizado/ <i>Metalized Polypropylene Film Capacitor</i>
<i>MPPT</i>	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência/ <i>Maximum Power Point Tracking</i>
<i>NEE</i>	Núcleo com Formato <i>EE</i>
<i>PCB</i>	Placa de Circuito Impresso/ <i>Printed Circuit Board</i>
<i>PET</i>	Filme de Poliéster (Politetrafato de Etileno)
<i>PFC</i>	Correção do Fator de Potência/ <i>Power Factor Correction</i>
<i>PV</i>	Painéis Fotovoltaicos
<i>PWM</i>	Modulação por Largura de Pulso/ <i>Pulse Width Modulation</i>
<i>TI</i>	<i>Texas Instruments</i>
<i>ZVS</i>	Comutação sob Tensão Zero/ <i>Zero-Voltage-Switching</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>	<b>[Unidade]</b>
$\alpha_N$	Avanço de fase da planta, com $N=\{2\}$	[ $^\circ$ ]
$\Delta$	Penetração de corrente no condutor devido ao efeito pelicular	[cm]
$\Delta I_{Lx}$	Ondulação na corrente em um dos indutores do conversor	[A]
$\Delta I_e$	Ondulação da corrente na entrada do conversor	[A]
$\Delta T$	Variação de temperatura em um transformador	[ $^\circ C$ ]
$\Delta Q_{CX1}$	Descarga de um capacitor de grampeamento	[C]
$\Delta V_{CX1}$	Ondulação de tensão nos terminais do capacitor de grampeamento	[C]
$\Delta V_o$	Ondulação de tensão na saída do conversor	[C]
$\phi$	Número de fases de um conversor CC-CC	[C]
$\sigma$	Comprimento do entreferro	[ $cm^4$ ]
$\mu_o$	Permeabilidade magnética do ar	[ $B/H$ ]
$\mu_r$	Permeabilidade relativa do material	[ ]
$\eta$	Rendimento do conversor	[ ]
$\eta_p, \eta_r$	Rendimento calculado no projeto e rendimento real	[ ]
$\rho$	Resistividade do cobre	[ $\Omega.m$ ]
$a$	Relação de espiras	[ ]
$a_e$	Relação de espiras equivalente	[ ]
$a_{p1 \rightarrow sec}$	Relação de espiras do secundário $\rightarrow$ primário 1	[ ]
$a_{p2 \rightarrow sec}$	Relação de espiras do secundário $\rightarrow$ primário 2	[ ]
$a_{p2 \rightarrow p1}$	Relação de espiras do primário 2 $\rightarrow$ primário 1	[ ]
$A_e, A_w$	Áreas efetiva e área da janela do núcleo tipo <i>NEE</i>	[ $cm^2$ ]
$A_e A_w$	Produto de áreas do núcleo tipo <i>NEE</i>	[ $cm^4$ ]
$A_{fio_p}$	Seção total de espiras nos primários	[ ]
$A_{fio_s}$	Seção total de espiras no secundário	[ ]
$A_{w_{carr}}$	Área da janela do carretel	[ $cm^2$ ]

$B_{max}$	Densidade de fluxo máxima	[T]
$C_e$	Capacitância equivalente na saída	[ $\mu F$ ]
CMPK	Comparadores dos módulos <i>PWM</i> do <i>DSP</i> , com $K=A,B$	[ ]
$C_{KN}$	Capacitância do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> , com $K=\{X,Y\}$ e $N=\{1,2\}$	[ ]
CKN	Capacitor do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> , com $K=\{X,Y\}$ e $N=\{1,2\}$	[ ]
$C_g$	Capacitância do circuito <i>snubber</i>	[F]
$C_{iK}(s)$	Controlador de corrente no domínio contínuo, com $K=\{X,Y\}$	[ ]
$C_{iK}(z)$	Controlador de corrente no domínio discreto, com $K=\{X,Y\}$	[ ]
$C_o$	Capacitância do capacitor filtro na saída	[F]
Co	Capacitor na saída do conversor sob estudo	[ ]
$C_v(s)$	Controlador de tensão no domínio contínuo, com $K=\{X,Y\}$	[ ]
$C_v(z)$	Controlador de tensão no domínio discreto, com $K=\{X,Y\}$	[ ]
$D$	Razão cíclica	[ ]
$D_e$	Razão cíclica equivalente	[ ]
$D_{iam}$	Comprimento médio de uma espira	[cm]
$D_{KN}$	Diodo do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> , com $K=\{X,Y\}$ e $N=\{1,2,3,4,5,6\}$	[ ]
ePWM $_{pq}$	Módulos <i>PWM</i> do <i>DSP</i> , com $p=\{1,3,7,8,9\}$ e $q=A$	[ ]
$F$	Fator de espraçamento	[ $cm^4$ ]
$FTLA_{sca}(s)$	Função de transferência de laço aberto sem o controlador no domínio contínuo, com $a=\{i,v\}$	[ ]
$f_a$	Frequência de amostragem do sinal	[kHz]
$f_{ce}$	Frequência de chaveamento equivalente	[kHz]
$f_{ck}$	Frequência de cruzamento, com $K=\{i,v\}$	[kHz]
$f_{lc}$	Frequência de oscilação do circuito LC série	[kHz]
$f_{pa}$	Frequência do pólo alocado nas malhas de tensão e corrente $a=\{v\}$	[Hz]

$f_s$	Frequência de chaveamento	[kHz]
$f_{pa}$	Frequência do zero alocado nas malhas de tensão e corrente $a=\{v\}$	[Hz]
$G_{avK}$	Ganho do controlador, com $K=\{v, i\}$	[ ]
$G_v$	Ganho estático do conversor	[ ]
$G_i(s)$	Função de transferência relacionando corrente no indutor com a razão cíclica no domínio contínuo	[ ]
$H_K(s)$	Ganho da realimentação da malha, com $K=\{i, v\}$	[ ]
$i_{DXN}$	Correntes nos diodos do conversor $X$ , com $N=\{1, 2, 3, 4\}$	[A]
$i_{DXNP}$	Correntes de pico nos diodos do conversor $X$ , com $N=\{1, 2\}$	[A]
$i_e$	Corrente na entrada do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i>	[A]
$i_{eP}$	Correntes de pico na entrada do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i>	[A]
$i_{inv}$	Corrente na saída do inversor alimentado pelo conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i>	[A]
$i_{LK}$	Correntes nos indutores do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> , com $K = \{X, Y\}$	[A]
$i_M$	Correntes de pico nos indutores do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i>	[A]
$i_{PKN}$	Correntes nos primários, com $K=\{X, Y\}$ e $N=\{1, 2\}$	[A]
$i_{PKNP}$	Correntes de pico nos primários, com $K=\{X, Y\}$ e $N=\{1, 2\}$	[A]
$i_{SECKP}$	Correntes de pico nos secundários, com $K=\{X, Y\}$	[A]
$i_{SXNP}$	Correntes de pico nas chaves do conversor $X$ , com $N=\{1, 2\}$	[A]
$i_{SXN}$	Correntes nas chaves do conversor $X$ , com $N=\{1, 2\}$	[A]
$i_{SXNP}$	Correntes de pico nas chaves do conversor $X$ , com $N=\{1, 2\}$	[A]
$i_{sk}$	Correntes na saída do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> , com $k=\{x, y\}$	[A]
$i_{skP}$	Correntes de pico na saída do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> , com $k=\{x, y\}$	[A]
$I_{C_{oef}}, I_{C_{om}}, I_{C_{omin}}$	Corrente eficaz, máxima e mínima no capacitor na saída	[A]
$I_{C_{oRo}}$	Corrente eficaz que o capacitor de saída fornece à carga durante $t_{LxH}$	[A]
$I_{CX1}$	Corrente eficaz no capacitor $C_{X1}$ durante o período de descarga	[A]

$I_{Def}, I_{Dm}, I_{Dmed}$	Corrente eficaz, máxima e média em um diodo do conversor	[A]
$I_e, I_{em}, I_{emin}$	Corrente instantânea, máxima e mínima na entrada do conversor	[A]
$I_{FN}$	Corrente nominal do diodo	[A]
$I_{Lm}, I_{Lmin}$	Correntes máxima e mínima em um indutor	[A]
$I_{pm}, I_{pef}$	Corrente máxima e eficaz nos primários do transformador	[A]
$I_{sef}, I_{sm}, I_{smin}$	Corrente eficaz, máxima e mínima na saída do conversor	[A]
$I_{sef}, I_{sm}, I_{smed}$	Corrente eficaz, máxima e média em uma chave do conversor	[A]
$I_{secm}, I_{sec ef}$	Corrente eficaz e máxima no secundário do transformador	[A]
$I_{xsef}, I_{xsm}$	Corrente eficaz e máxima na saída do conversor X	[A]
$I_{ys}$	Corrente na saída do conversor Y	[A]
$I_{Yo}$	Valor instantâneo da corrente de saída do conv. Y em $t = 0$	[A]
$J_{max}$	Densidade de corrente máxima	[A/cm <sup>2</sup> ]
$K_{Hall}$	Ganho do sensor Hall	[V/A]
$K_{dif}$	Ganho do sensor diferencial	[ ]
$k_a$	Fator k para alocação de pólos e zero, com a=v	[ ]
$k_t$	Fator de topologia	[ ]
$k_u$	Fator de utilização da janela do núcleo	[ ]
$k_{u_{real}}$	Fator de utilização real da janela do núcleo	[ ]
$k_w$	Fator de utilização da janela do carretel	[ ]
$l_g$	Comprimento total do entreferro	[cm]
$L_d$	Indutância total de dispersão nos primários	[H]
$L_{dp}$	Indutância de dispersão em um primário	[H]
$L_K$	Indutores na entrada dos conversores <i>boost</i> , com k=b,X,Y	[ ]
$L_x$	Indutância dos indutores na entrada	[H]
$L_e$	Indutância equivalente na entrada	[H]
$m$	Massa do núcleo no transformador	[g]
$n_{fLx}$	Número de fios paralelos no indutor	[ ]
$n_{pri}$	Número de fios paralelos em um primário	[ ]

$n_{sec}$	Número de fios paralelos no secundário	[ ]
$N_{bra}$	Número de braços em paralelo para o chaveamento de um conversor	[ ]
$N_{Lx}$	Número de espiras do indutor	[ ]
$N_{Lx_{novo}}$	Novo número de espiras do indutor	[ ]
$N_p$	Número de espiras em um primário	[ ]
$N_s$	Número de espiras no secundário	[ ]
$P_{Cu_p}, P_{Cu_s}$	Perdas no cobre dos enrolamentos do transformador	[W]
$P_{D_{cond}}$	Perdas de condução em um diodo	[W]
$P_{D_{total}}$	Perdas totais nos diodos do conversor	[W]
$P_e$	Perdas no cobre do transformador	[W]
$P_i$	Potência na entrada do conversor	[W]
$P_g$	Perdas no resistor do circuito <i>snubber</i>	[W]
$P_n$	Perdas no núcleo do transformador	[W]
$P_o$	Potência na saída do conversor	[W]
$P_p$	Perdas por grama no núcleo do transformador	[W/g]
$P_{tr}$	Potência processada pelos enrolamentos do transformador	[W]
$P_t$	Perdas totais nos transformadores do conversor	[W]
$P_{S_{cond}}$	Perdas de condução em uma chave	[W]
$P_{S_{com}}$	Perdas de comutação em uma chave	[W]
$P_{S_{cond}}$	Perdas de condução em uma chave	[W]
$P_{S_{total}}$	Perdas totais nas chaves do conversor	[W]
$P_{Totais}$	Perdas totais no conversor	[W]
$Q_{C_o}$	Carga instantânea acumulada do capacitor na saída	[C]
$R_{\theta_{CD}}$	Resistência térmica entre o componente e o dissipador	[°C/W]
$R_{\theta_{JC}}$	Resistência térmica entre a junção e o componente	[°C/W]
$R_{cse}$	Resistência série equivalente	[Ω]
$R_{ds}$	Resistência dreno-fonte da chave	[Ω]
$Rel_A$	Fator real de preenchimento da janela	[ ]

$R_g$	Resistência do circuito <i>snubber</i>	[ $\Omega$ ]
$R_o$	Resistência nominal na saída do conversor	[ $\Omega$ ]
$R_o$	Resistor na saída do conversor	[ ]
$R_{oe}$	Resistência equivalente na saída	[ $\Omega$ ]
$R_{th}$	Resistência térmica do material	[ $^{\circ}C/W$ ]
$S_{22AWGS}$	Seção do fio 22AWG	[ $cm^2$ ]
$S_{Lx}$	Seção total das espiras do indutor	[ $cm^2$ ]
$S_{KNq}$	Chave do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> , com $K=\{X, Y\}$ , $N=\{1, 2, 3, 4\}$ e $q=\{a, b\}$	[ ]
$S_{pri}$	Seção total de espiras em um primário	[ $cm^2$ ]
$S_{sec}$	Seção total de espiras no secundário	[ $cm^2$ ]
SYCLKOUT	Registrador base da frequência de operação do <i>DSP</i>	[ ]
$t_q$	Intervalos das etapas de operação, com $q=\{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8\}$	[s]
$t_{fn}$	Tempo de descida na chave	[s]
$t_{LxH}$	Tempo de duração dos estágios ímpares do conversor	[s]
$t_{rn}$	Tempo de subida na chave	[s]
$T_a$	Temperatura ambiente	[ $^{\circ}C$ ]
TBCTR	Registrador gerador da onda moduladora do <i>PWM</i> de cada módulo	[ ]
TBPRD	Registrador base de tempo para o período de um módulo <i>PWM</i> do <i>DSP</i>	[ ]
$T_{ds}$	Temperatura da junção do dissipador para as chaves	[ $^{\circ}C$ ]
$T_{dd}$	Temperatura da junção do dissipador para os diodos	[ $^{\circ}C$ ]
$T_j$	Temperatura na junção	[ $^{\circ}C$ ]
$T_s$	Período de chaveamento	[s]
$T_K$	Transformador dos conversores <i>CC-CC boost AGT-CCTE</i> ou <i>AGTI-CCTE</i> , com $K=\{r, X, Y\}$	[ ]
$v_{GSKN}$	Tensão porta-fonte nas chaves, com $K=\{X, Y\}$ e $N=\{1, 2, 3, 4\}$	[V]
$v_{CKNp}$	Tensões nos capacitores de grampeamento com $K=\{X, Y\}$ , $N=\{1, 2\}$	[V]
$v_i$	Tensão de entrada do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i>	[V]

$v_{inv}$	Tensão na saída do inversor alimentado pelo conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i>	[V]
$v_o$	Tensão de saída do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i>	[V]
$V_{be}$	Tensão na saída equivalente do conversor	[V]
$V_C$	Queda de tensão no capacitor real	[V]
$V_{D1 \rightarrow 2_m}$	Tensão máxima nos diodos 1 e 2 dos conversores X e Y	[V]
$V_{D3 \rightarrow 6_m}$	Tensão máxima nos diodos 3 a 6 dos conversores X e Y	[V]
$V_{DS}$	Tensão dreno-fonte em uma chave	[V]
$V_e$	Volume efetivo do núcleo de ferrite tipo <i>NEE</i>	[cm <sup>3</sup> ]
$V_{ESL}$	Queda de tensão devido a <i>ESL</i> do cap. real	[V]
$V_{ESR}$	Queda de tensão devido a <i>ESR</i> do cap. real	[V]
$V_{fn}$	Queda de tensão direta máxima no diodo	[V]
$V_{fo}$	Queda de tensão direta média no diodo	[V]
$V_g$	Volume físico estimado do núcleo de ferrite tipo <i>NEE</i>	[cm <sup>3</sup> ]
$V_i$	Tensão na entrada do conversor	[V]
$V_o$	Tensão na saída do conversor	[V]
$V_{refa}$	Tensão de referência das malhas de corrente e tensão, com $a=\{i\}$	[V]
$V_{pef}, V_{pm}$	Tensão eficaz e máxima em um primário do transformador	[V]
$V_{Sm}, V_{Sef}$	Tensão eficaz e máxima em uma chave	[V]
$V_{sec_{ef}}, V_{sec_m}$	Tensão eficaz e máxima no secundário do transformador	[V]
$W_{KN}$	Enrolamentos dos transf. do conversor <i>CC-CC boost AGTI-CCTE</i> , com $K=\{X, Y\}$ e $N=\{1, 2, 3\}$	[ ]
$Z(s)$	Planta da tensão em função da corrente no domínio contínuo	[ ]

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL</b> . . . . .	23
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b> . . . . .	26
<b>2.1</b>	<b>Introdução</b> . . . . .	26
<b>2.2</b>	<b>Capacitores Eletrolíticos Versus Capacitores de Filme</b> . . . . .	26
<b>2.2.1</b>	<i>Capacitor Eletrolítico de Alumínio (Al-Cap)</i> . . . . .	27
<b>2.2.2</b>	<i>Capacitor de Filme de Polipropileno Metalizado (MPPF-Cap)</i> . . . . .	28
<b>2.2.3</b>	<i>Análise Comparativa da Durabilidade das Tecnologias</i> . . . . .	30
<b>2.3</b>	<b>Conversor CC-CC Boost de Alto Ganho de Tensão Baseado na Célula de Comutação de Três Estados</b> . . . . .	31
<b>2.3.1</b>	<i>Definição de Fase de Modulação dos Sinais PWM em Conversores CC-CC de Alto Ganho de Tensão</i> . . . . .	32
<b>2.3.2</b>	<i>Conversores CC-CC com Sinais PWM de Três ou Múltiplas Fases</i> . . . . .	33
<b>2.3.3</b>	<i>Características da CCTE</i> . . . . .	34
<b>2.4</b>	<b>Conversores CC-CC Boost com Alto Ganho de Tensão Intercalados-Uma Revisão</b> . . . . .	35
<b>2.4.1</b>	<i>Conversor CC-CC Boost de Alto Ganho de Tensão Intercalado 1</i> . . . . .	35
<b>2.4.2</b>	<i>Conversor CC-CC Boost de Alto Ganho de Tensão Intercalado 2</i> . . . . .	36
<b>2.4.3</b>	<i>Conversor CC-CC Boost Não-Isolado com Alta Razão Cíclica</i> . . . . .	37
<b>2.4.4</b>	<i>Conversor CC-CC Boost Intercalado com Alto Ganho de Tensão</i> . . . . .	38
<b>2.5</b>	<b>Proposta da Dissertação</b> . . . . .	39
<b>2.6</b>	<b>Conclusões</b> . . . . .	40
<b>3</b>	<b>CONVERSOR CC-CC BOOST AGTI-CCTE</b> . . . . .	42
<b>3.1</b>	<b>Introdução</b> . . . . .	42
<b>3.2</b>	<b>Análise Qualitativa</b> . . . . .	42
<b>3.2.1</b>	<i>Descrição da Topologia</i> . . . . .	42
<b>3.2.2</b>	<i>Formas de Onda Teóricas</i> . . . . .	44
<b>3.2.3</b>	<i>Etapas de Operação</i> . . . . .	45
<b>3.3</b>	<b>Análise Quantitativa</b> . . . . .	51
<b>3.3.1</b>	<i>Esforços de Corrente e Tensão nos Indutores de Armazenamento</i> . . . . .	53
<b>3.3.2</b>	<i>Análise da Corrente de Entrada</i> . . . . .	53

3.3.3	<i>Esforços de Corrente e Tensão nos Transformadores</i> . . . . .	54
3.3.4	<i>Esforços de Corrente e Tensão nas Chaves</i> . . . . .	58
3.3.5	<i>Esforços de Corrente e Tensão nos Diodos</i> . . . . .	59
3.3.6	<i>Análise das Correntes de Saída</i> . . . . .	60
3.3.7	<i>Análise do Capacitor de Saída</i> . . . . .	61
3.3.8	<i>Análise dos Capacitores de Grampeamento</i> . . . . .	62
3.4	<b>Conclusões</b> . . . . .	63
4	<b>PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BOOST AGTI-CCTE</b> . . . . .	65
4.1	<b>Introdução</b> . . . . .	65
4.2	<b>Especificações e Considerações de Projeto</b> . . . . .	65
4.2.1	<i>Especificações de Projeto</i> . . . . .	65
4.2.2	<i>Considerações de Projeto</i> . . . . .	65
4.2.3	<i>Outros Parâmetros</i> . . . . .	66
4.3	<b>Projeto do Circuito de Potência</b> . . . . .	66
4.3.1	<i>Dimensionamento dos Indutores de Armazenamento</i> . . . . .	67
4.3.2	<i>Dimensionamento dos Transformadores</i> . . . . .	69
4.3.3	<i>Dimensionamento das Chaves</i> . . . . .	74
4.3.4	<i>Projeto dos Circuitos Snubbers</i> . . . . .	76
4.3.5	<i>Dimensionamento dos Diodos</i> . . . . .	78
4.3.6	<i>Dimensionamento dos Capacitores</i> . . . . .	80
4.3.7	<i>Dimensionamento do Dissipador</i> . . . . .	81
4.3.8	<i>Análise de Perdas e Rendimento</i> . . . . .	81
4.4	<b>Comparativo entre o Conversor CC-CC Boost AGTI-CCTE e o Conversor CC-CC Boost AGT-CCTE</b> . . . . .	82
4.4.1	<i>Comparativo no Projeto dos Magnéticos</i> . . . . .	82
4.4.2	<i>Comparativo no Dimensionamento dos Semicondutores</i> . . . . .	85
4.5	<b>Conclusões</b> . . . . .	86
5	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CC-CC BOOST AGTI-CCTE</b> . . . . .	87
5.1	<b>Introdução</b> . . . . .	87
5.2	<b>Interface para Programação Digital via Blocos do Simulink</b> . . . . .	87
5.2.1	<i>Geração de Código em Alto Nível</i> . . . . .	87

<b>5.3</b>	<b>Descrição do Protótipo</b> . . . . .	91
<b>5.4</b>	<b>Resultados de Simulação e Experimentais em Regime Permanente</b> . . .	92
<b>5.4.1</b>	<i>Correntes na Entrada e nos Indutores</i> . . . . .	93
<b>5.4.2</b>	<i>Correntes nos Enrolamentos dos Transformadores</i> . . . . .	95
<b>5.4.3</b>	<i>Correntes na Saída Resultante e nos Conversores X e Y</i> . . . . .	100
<b>5.4.4</b>	<i>Tensões na Saída e nos Estágios do Conversor Proposto</i> . . . . .	104
<b>5.5</b>	<b>Análise de Perdas e Rendimento Experimental</b> . . . . .	106
<b>5.6</b>	<b>Conclusões</b> . . . . .	107
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO GERAL</b> . . . . .	109
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	112
	<b>APÊNDICES</b> . . . . .	115
	<b>APÊNDICE A</b> – Funções das Tensões e Correntes no Domínio do Tempo .	115
	<b>APÊNDICE B</b> – Projeto Comparativo de um Conversor <i>CC-CC Boost AGT-CCTE</i> . . . . .	118
	<b>APÊNDICE C</b> – Projeto dos Compensadores . . . . .	122
	<b>ANEXOS</b> . . . . .	138
	<b>ANEXO A</b> – Código-Fonte Gerado pelo Simulink . . . . .	139
	<b>ANEXO B</b> – Esquemático e <i>Layout</i> do Protótipo . . . . .	141

## 1 INTRODUÇÃO GERAL

Os conversores *CC-CC* têm diversas aplicações em eletrônica de potência, suas características peculiares de elevação e/ou abaixamento de tensão os tornam úteis para geração de barramentos seguros que podem alimentar todos os tipos de cargas. As cargas alimentadas por barramentos Corrente Contínua (*CC*) podem variar desde equipamentos do dia-a-dia (impressoras, computadores, celulares, entre outros) até equipamentos industriais, como motores e máquinas industriais, que são acionados por conversores *CC-CA* ou inversores conectados aos barramentos de *CC*. Outras funções dos barramentos *CC* encontram-se na distribuição e transmissão de energia elétrica em Corrente Alternada (*CA*), como auxiliar o acoplamento de painéis fotovoltaicos à rede, ou na transmissão de energia por corrente *CC*, utilizada, por exemplo, em algumas transmissões com longas distâncias.

Dentre os conversores, destaca-se o conversor *boost*, ou conversor elevador, que é bastante utilizado nas indústrias para geração de barramentos *CC* que alimentam inversores, os quais compõem sistemas industriais. O conversor *boost* clássico permite obter saídas de, no máximo, três vezes o valor da entrada, a partir de uma razão cíclica de 66% (ANTENOR POMILIO, 2010). Valores maiores ou próximos do limite fazem o sistema tender a instabilidade, principalmente para aplicações em potências maiores. Devido a essa instabilidade, sempre buscou-se novas topologias (como *Full-bridge*, *Half-bridge*, *Push-pull*, dentre outras) que, muitas vezes, fazem uso de transformadores para isolar a saída e torná-la mais confiável; obtendo, pois, ganhos mais elevados de tensão. Por isso, há uma grande variedade de conversores *boost* de alto ganho de tensão na literatura.

Mesmo com as melhores técnicas de controle, as topologias de conversores *boost*, em geral, sofrem com problemas de ondulação de tensão e principalmente de corrente, que geram muitas perdas para o sistema, sendo uma solução conhecida, mas pouco explorada, o intercalamento (*interleaving*) de conversores. O intercalamento pode gerar inúmeras topologias com diversas vantagens em relação ao funcionamento individual dos conversores que as compõem. No intercalamento, os conversores processam energia em diferentes instantes, o que permite reduzir o volume de alguns magnéticos. Além disso, as técnicas de intercalamento não só permitem uma significativa diminuição das ondulações de tensão e corrente, como dispensam a necessidade de altas capacitâncias na saída do conversor para regulação da tensão de saída. A diminuição da capacitância possibilita o uso de capacitores de filme, esses, por sua vez, possuem inúmeras vantagens (a serem discutidas mais adiante) em relação aos eletrolíticos, geralmente

utilizados para tal função por estarem disponíveis no mercado em capacitâncias elevadas, preços competitivos e tamanho reduzido.

O principal objetivo da dissertação é propor uma topologia de conversor *boost* de alto ganho de tensão utilizando a técnica de intercalamento. Será feito um estudo detalhado de suas características, verificando sua aplicabilidade na redução das ondulações de corrente na saída com o intuito de utilizar capacitores de filme para tal fim. Por outro lado, há a interferência das cargas não lineares representados principalmente por inversores de tensão. Nos inversores monofásicos aparece no barramento *CC* a frequência de  $120\text{ Hz}$  e nos inversores trifásicos a frequência de  $360\text{ Hz}$ .

Este trabalho é composto por quatro capítulos, divididos de forma a: apresentar o estado da arte no qual ele é baseado; analisar a topologia proposta a fim de desenvolver a argumentação do porquê dela ser mais vantajosa que sua versão semelhante da literatura; documentar o projeto baseado na topologia proposta, que foi utilizado para desenvolvimneto de um protótipo; e documentar os resultados experimentais obtidos, que, uma vez comparados com resultados teóricos e de simulação, validam a topologia proposta. Paralelo a esse estudo, é apresentada uma ferramenta de programação em alto nível para o *DSP*, que aciona as chaves do conversor.

O Capítulo 2 traz um estudo detalhado acerca dos principais tipos de capacitores (eletrolíticos e de filme) utilizados na eletrônica, fazendo um comparativo que justifique as vantagens dos capacitores de filme. Em seguida, apresenta-se o conversor *CC-CC boost AGT-CCTE*, a partir do qual a nova topologia é construída. Em seguida, faz-se uma compilação dos principais trabalhos existentes acerca do uso da técnica de intercalamento em conversores *boost* de alto ganho. Por fim, a topologia proposta neste trabalho é apresentada. Essa topologia é composta por dois conversores *CC-CC boost AGT-CCTE* conectados em paralelo.

O Capítulo 3 apresenta o estudo do Conversor *Boost* de Alto Ganho de Tensão Intercalado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados (*AGTI-CCTE*), fazendo uma análise qualitativa detalhada, descrevendo seus princípios de operação e suas formas de onda teóricas. Além disso, faz-se uma análise quantitativa, apresentando as equações dos principais esforços do conversor.

O Capítulo 4 traz um exemplo de projeto de um conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*, detalhando passo a passo as etapas de projeto dos componentes de potência, bem como os cálculos dos seus esforços para o desenvolvimento de um protótipo. No final deste capítulo,

faz-se uma análise comparativa das vantagens e desvantagens do projeto apresentado em relação a um possível projeto utilizando um conversor equivalente simples, ou seja, utilizando apenas um Conversor *Boost* de Alto Ganho de Tensão Baseado na Célula de Comutação de Três Estados (*AGT-CCTE*) que compõe a topologia proposta.

A análise comparativa mostra-se pertinente pois, no momento que dois conversores simétricos são intercalados, o projeto torna-se inevitavelmente mais complexo e o número de componentes é dobrado, incluindo magnéticos e semicondutores. Dessa forma, surgem alguns questionamentos como: se o volume do conversor intercalado tende a ser maior; ou se o rendimento do conversor intercalado é maior. Portanto, a intenção do comparativo feito no Capítulo 4 é mostrar que a topologia intercalada pode ser mais vantajosa que sua versão equivalente simples, apesar da maior complexidade do projeto.

Por fim, o Capítulo 5 traz alguns detalhes de como foi feita a programação do *DSP* em alto nível utilizando blocos do *Simulink* visando a geração de sinais que utilizam Modulação por Largura de Pulso/ *Pulse Width Modulation (PWM)*, responsáveis por acionar as chaves do conversor. É feita uma breve descrição do protótipo montado em laboratório. Em seguida, são apresentados os resultados de simulação e experimentais, esses últimos obtidos a partir do protótipo descrito operando com uma carga linear. Por fim, faz-se um estudo do rendimento experimental do conversor proposto, analisando sua ondulação em função da carga e comparando o rendimento experimental com o rendimento estipulado no projeto.

As conclusões são apresentadas parcialmente no final de cada capítulo e ratificadas na Conclusão Geral no final deste trabalho. Além de recapitular as conclusões de cada capítulo, a Conclusão Geral também traz os principais desafios encontrados no desenvolvimento do projeto, bem como sugestões para trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Introdução

Este capítulo faz uma abordagem geral do tema explorando os principais pontos para motivação e entendimento do trabalho como um todo. Nele são apresentados os principais tipos de capacitores disponíveis no mercado: o Capacitor Eletrolítico de Alumínio/ *Aluminium Electrolytic Capacitor (Al-Cap)* e o Capacitor de Filme Metalizado/ *Metalized Polypropylene Film Capacitor (MPPF-Cap)*. Durante a seção dos *MPPF-Caps* são mostrados alguns sub-tipos como o de poliéster e o *PET*, dentre outros. São descritas as principais vantagens e desvantagens de cada um para que seja feita uma comparação das tecnologias com o intuito de desvendar qual possui o melhor custo-benefício. Em seguida, é feita uma revisão bibliográfica da literatura técnica disponível apresentando, inicialmente, a topologia de conversores *boost* de alto ganho de tensão na qual este trabalho foi baseado seguida de algumas topologias de conversores *boost* intercaladas de alto ganho de tensão. Por fim, é apresentada a topologia proposta neste trabalho.

### 2.2 Capacitores Eletrolíticos Versus Capacitores de Filme

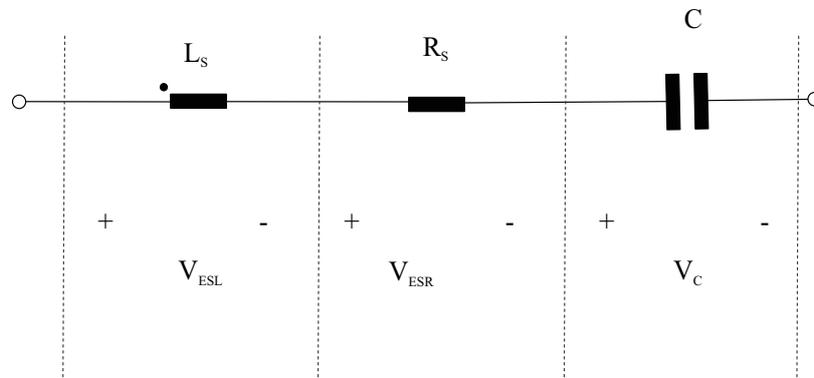
Na eletrônica de potência, utiliza-se majoritariamente dois tipos de capacitores: o capacitor eletrolítico de alumínio e o capacitor de filme metalizado. Esse último é mais utilizado quando fabricado com filmes de polipropileno ou poliéster, dentre outros.

A Figura 2.1 mostra o modelo simplificado do capacitor mais comumente utilizado em análises *CA*, que é composto apenas pela Indutância Série Equivalente (*ESL*), a Resistência Série Equivalente (*ESR*) e a capacitância, respectivamente  $L_s$ ,  $R_s$  e  $C$  (VILLANUEVA, 2012).

O *MPPF-Cap* apresentado na Figura 2.1 é um modelo aproximado que dissipa, teoricamente, a mesma potência que o capacitor real. A ondulação de corrente no *MPPF-Cap* sobreaquece o capacitor e diminui seu tempo de vida útil, esse fenômeno é mais intenso e comprometedor em *Al-Caps*.

Outro parâmetro para avaliação de perdas no capacitor é o Fator de Dissipação (*FD*). Baseando-se no modelo da Figura 2.1, considerando frequências muito abaixo da frequência de ressonância, a reatância indutiva associada a  $L_s$  possui um valor muito baixo e a queda de tensão  $V_{ESL}$  pode ser desconsiderada.

Figura 2.1 – Modelo real aproximado para o capacitor



Fonte: (AG EPCOS, 2015).

### 2.2.1 Capacitor Eletrolítico de Alumínio (*Al-Cap*)

Um Capacitor Eletrolítico de Alumínio (*Al-Cap*) é constituído de duas películas de alumínio de extrema pureza, separadas por papel embebido em eletrólito líquido, conforme mostrado na Figura 2.2. Uma das folhas passa por um processo de anodização, tornando-se o anodo do sistema. A superfície dessa folha é coberta por uma camada isolante e uniforme de óxido de alumínio ( $Al_2O_3$ ), que atua como dielétrico. Ao contrário de outros capacitores, o catodo de um capacitor eletrolítico é um condutor líquido (eletrólito). A segunda folha de alumínio (folha de catodo) atua como uma grande superfície de contato para passagem de corrente do eletrólito.

Os *Al-Caps* são polarizados e, por isso, sua aplicação geralmente restringe-se a sistemas *CC*. Uma eventual inversão de polaridade desses capacitores pode causar curto-circuitos. O uso de *Al-Cap* em sistemas *CA* limita-se apenas para aplicações em alta frequência com pequenas ondulações.

Os *Al-Caps* podem atingir altas densidades de energia e, geralmente, seu custo é baixo, no entanto, possuem *ESR* relativamente altas (maiores perdas). Dessa forma, sua eficácia é comprometida mais rapidamente com a evaporação do eletrólito, principalmente em aplicações de baixa potência. Além disso, sua tolerância a picos de tensão e corrente é baixa, podendo ser avariado mais facilmente com eventuais picos (WANG; BLAABJERG, 2014).

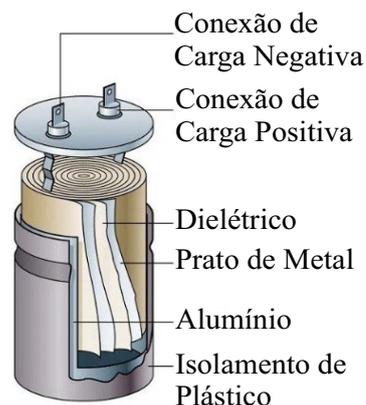
A redução do volume do eletrólito gera um decaimento na capacitância e um aumento do *ESR*. O aumento do *ESR* leva o capacitor a mais perdas e a um aumento de temperatura,

propagando esse efeito e diminuindo seu tempo de vida.

Por apresentarem altas capacitâncias, os *Al-Caps* são ótimas opções para projetos em que o critério de escolha do capacitor baseia-se no armazenamento de energia, como para balancear a diferença instantânea de potência em retificadores com Correção do Fator de Potência/ *Power Factor Correction (PFC)* que apresentam entrada de potência pulsada e saída de potência constante (GU *et al.*, 2009).

Em geral, para o projeto de conversores *CC-CC*, principalmente de alta potência, são utilizados *Al-Caps*, pois esses estão disponíveis a preços acessíveis no mercado em capacitâncias com valores mais elevados e com tensões de pico mais elevadas. Além disso, os *Al-Caps* possuem outras desvantagens a serem discutidas mais adiante na Sub-Seção 2.2.3.

Figura 2.2 – Estrutura interna de um *Al-Cap*



Fonte: (GLEYSON OLIVEIRA, 2017).

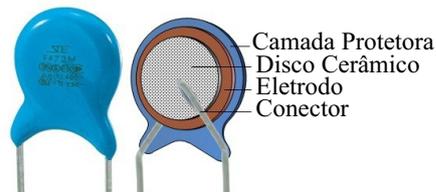
### 2.2.2 Capacitor de Filme de Polipropileno Metalizado (*MPPF-Cap*)

Os capacitores de filme usam uma película de filme como dielétrico e, em geral, são não-polarizados como mostra a Figura 2.3. O material mais utilizado como dielétrico é o polipropileno, pois apresenta características elétricas como: menores perdas no dielétrico; alta resistência de isolamento; baixa absorção dielétrica; uma rigidez dielétrica muito alta; um baixo *FD*, que gera menor aquecimento interno e menores ondulações; e uma maior resistência a umidade, gerando uma boa estabilidade a longo prazo.

Outro material bastante utilizado como dielétrico é o Filme de Poliester (Politetrafito de Etileno) (*PET*), porém, o fato de possuir alto *FD* dificulta suas aplicações na regulação de altas ondulações de corrente. Também pode-se fabricar *MPPF-Caps* com outros materiais

como o policarbonato e o sulfeto de polifenileno, que possuem características adequadas para aplicações em eletrônica de potência, no entanto, seu escasso suprimento os tornam relativamente caros (DUBILIER, 2016).

Figura 2.3 – Estrutura interna de um *MPPF-Cap*



Fonte: (GLEYSON OLIVEIRA, 2017).

Os capacitores de filme de polipropileno possuem três tipos de fabricação: filme metalizado (Figura 2.3); com folha de alumínio (*film/oil capacitors*); e híbrido. Dentre os tipos de capacitores de filme disponíveis, o metalizado apresenta a maior densidade de energia, além da boa capacidade de auto-recuperação (*self-healing*) (GEBBIA, 2000) (DUBILIER, 2016).

O *MPPF-Cap* utiliza entre seus eletrodos uma fina camada de vapor de alumínio, zinco ou liga (alumínio-zinco) depositado. Os *MPPF-Caps* possuem tamanho reduzido, ampla faixa de frequência de operação, baixas perdas e capacidade de lidar com pulsos.

Os *MPPF-Caps* fabricados com uma camada de zinco, são utilizados em aplicações mais extremas, com altos picos de corrente ou elevada corrente *RMS*. Apesar do baixo aquecimento e redução das perdas, o *MPPF-Cap* com folha de alumínio não possui capacidade de auto-recuperação e sua densidade de energia é baixa se comparado ao *MPPF-Cap* de filme metalizado. Já os *MPPF-Caps* tipo híbrido combinam os benefícios dos dois anteriores, resultando em um capacitor com características moderadas (DUBILIER, 2016).

A característica mais importante do *MPPF-Cap* é a sua capacidade de auto-recuperação, ou seja, sua capacidade de eliminar falhas como fissuras e impurezas no filme. Todos os tipos de filme estão sujeitos a fissuras, geralmente começando com uma ruptura inicial nos pontos fracos do dielétrico, devido à sobretensão, por exemplo, que pode durar um tempo máximo em torno de 8 a 10 segundos (dependendo do fabricante) sem comprometer o funcionamento do capacitor. O capacitor recupera-se da falha, levando como ônus apenas uma redução desprezível no valor de sua capacitância (GEBBIA, 2000).

A auto-recuperação consegue tratar um número razoável de ocorrências, sofrendo perdas paramétricas aceitáveis de até 2% de seu valor inicial, sem risco de curto-circuito. O

capacitor é considerado inutilizável quando sofre perdas maiores que 3% na sua capacitância (AVX, 2015).

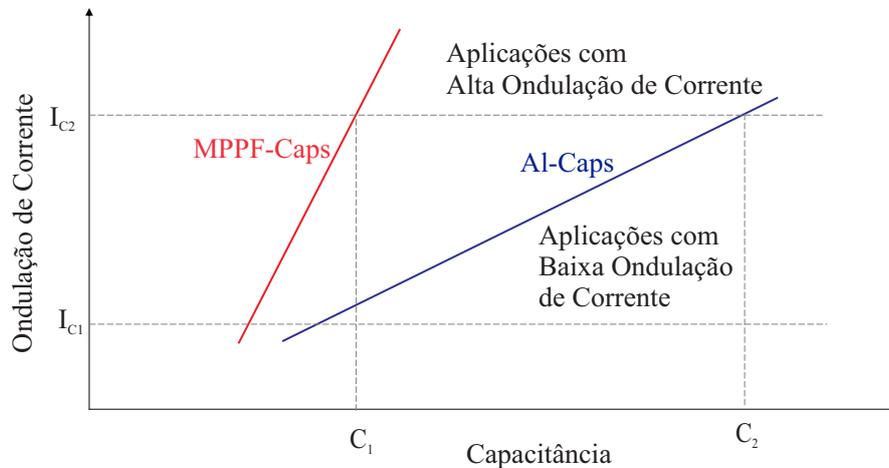
### 2.2.3 *Análise Comparativa da Durabilidade das Tecnologias*

Apesar de ser um componente confiável, devido à sua boa capacidade de auto-recuperação, os *MPPF-Caps* não estão isentos de falha. No entanto, suas falhas são muitas vezes reversíveis e menos perigosas. Devido à sua construção a seco, o capacitor de filme está livre de falhas como explosão do eletrólito líquido, incidente comum em bancos de dez ou mais capacitores eletrolíticos utilizados em aplicações de alta tensão (DUBILIER, 2016).

Para capacitores eletrolíticos, o valor da *ESR* é mais alto em baixas temperaturas e frequências menores que  $10\text{ kHz}$  (MACOMBER, 2011). Por outro lado, a *ESR* do capacitor de filme é diretamente proporcional à frequência e à temperatura, pois essa resistência não está associada a um eletrólito líquido, mas sim às bordas dos eletrodos e às resistências de contato (AVX, 2015). Os capacitores eletrolíticos possuem *ESR* muito superior aos capacitores de filme com mesma capacitância.

Os *Al-Caps* oferecem maior capacitância por unidade de volume e maior densidade de energia em relação aos capacitores de filme, porém sua *ESR* é muito superior à dos capacitores de filme, fazendo-se necessário o uso de muitos capacitores em paralelo para diminuir a *ESR* equivalente, isso pode resultar no superdimensionamento de bancos de capacitores para reduzir a ondulação de corrente e as perdas. Os *MPPF-Caps* possuem uma *ESR* inferior e, já que são não-polarizados, possuem a suportabilidade adequada para aplicações de controle de ondulação CA (DUBILIER, 2016).

Para os dois tipos de capacitores, o gráfico da Figura 2.4 mostra que a tolerância ao nível de ondulação de corrente de um capacitor é proporcional ao valor de sua capacitância (WANG; BLAABJERG, 2014). Para aplicações com baixa ondulação de corrente, ambos os tipos com capacitância mínima de  $C_1$  podem ser empregados. No entanto, para aplicações com alta ondulação de corrente, os *Al-Caps* com capacitância  $C_1$  não suportam o esforço de corrente causado pela ondulação devido à sua baixa relação  $A/\mu F$ . Assim, para alta ondulação, faz-se necessário a utilização de *Al-Caps* com uma capacitância maior,  $C_2$ , enquanto os *MPPF-Caps* com capacitância mínima  $C_1$  continuam suportando altas ondulações de corrente.

Figura 2.4 – Relação capacitância por ondulação de corrente dos *Al-Caps* e *MPPF-Caps*

Fonte: (WANG; BLAABJERG, 2014).

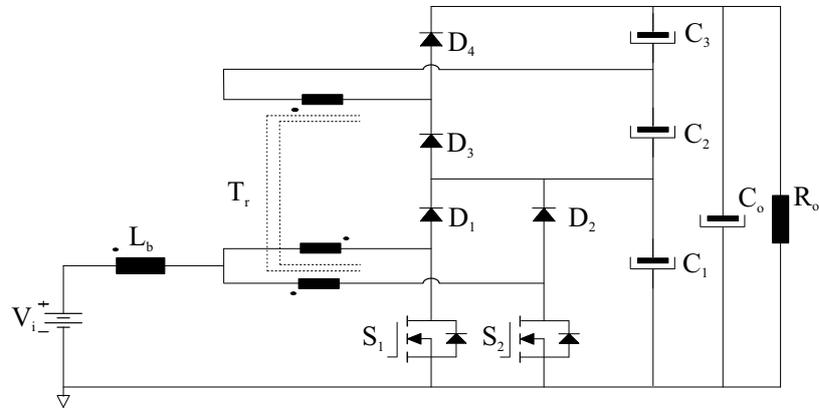
Tabela 2.1 – Comparativo entre *Al-Caps* e *MPPF-Caps*

Tipo de Capacitor	<i>Al-Cap</i>	<i>MPPF-Cap</i>
Densidade de Energia	Alta	Média
Nível Máximo de Tensão	Máximo de 500 V a 600 V	Máximo de 100 kV
Nível de Ondulação de Corrente	Tipicamente 20mA/ $\mu F$	Tipicamente 1A/ $\mu F$
Expectativa de Vida Útil	1000 a 3000 Horas	60000 a 150000 Horas
Capacidade de Auto-recuperação	Média	Alta
Custo	Baixo	Relativamente Alto

Fonte: (ILLINOIS, 2002) (MACOMBER, 2011) (GEBBIA, 2000) (EMERSON, 2008).

### 2.3 Conversor CC-CC *Boost* de Alto Ganho de Tensão Baseado na Célula de Comutação de Três Estados

A Figura 2.5 mostra um conversor *boost* CC-CC não isolado utilizando a Célula de Comutação de Três Estados (*CCTE*). Dentre as características desta topologia, pode-se destacar: a redução dos elementos passivos de filtragem; a redução das ondulações de corrente; a redução de peso e volume do indutor devido à duplicação da frequência sobre o mesmo, dentre outras. O funcionamento da *CCTE* é explicado nesta seção, sendo primeiro definido o conceito de fase no chaveamento de conversores CC-CC, em seguida, é descrita a célula básica de três estados, bem como sua equivalente para múltiplos estados.

Figura 2.5 – Conversor *CC-CC boost AGT-CCTE*

Fonte: (TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2006).

### 2.3.1 Definição de Fase de Modulação dos Sinais PWM em Conversores *CC-CC* de Alto Ganho de Tensão

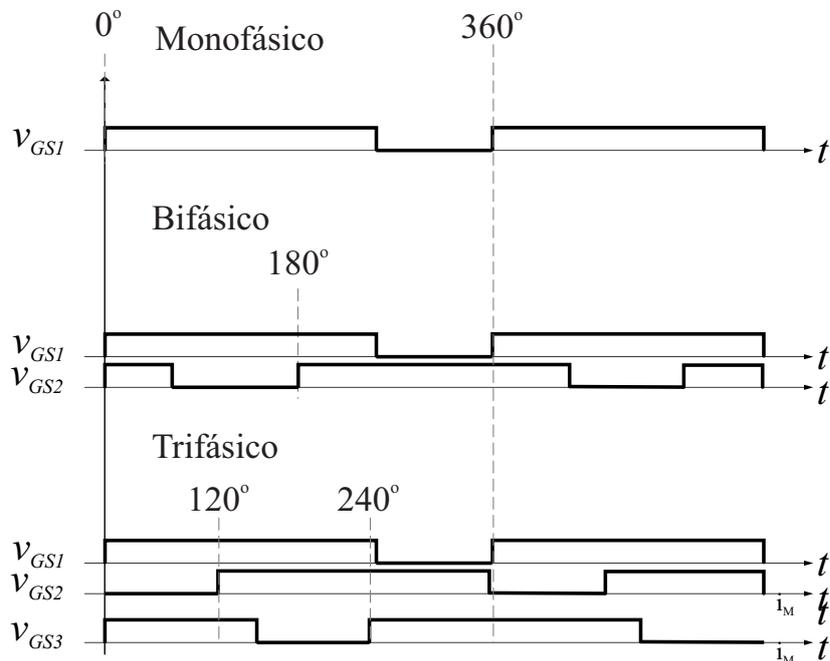
Para correta análise de conversores *CC-CC*, a literatura traz uma divisão considerando o chaveamento dos sinais *PWM*: de uma fase, de duas fases, de três fases e múltiplas fases. O ângulo de deslocamento entre esses sinais está relacionado ao número de **braços**, que em conversores *CC-CC* unidirecionais é formado por uma chave e um diodo em série. Dessa forma, a fase de um conversor *CC-CC* é o ângulo que uma de suas chaves em paralelo está atrasada em relação à chave utilizada como referência. Esse ângulo está relacionado com o período de comutação da referência e é definido pela Equação (2.1) (BASTOS, 2017).

$$\phi = \frac{360}{N_{bra}} \quad (2.1)$$

A Figura 2.6 mostra o esquema de chaveamento para conversores com modulação *PWM* monofásica, bifásica e trifásica. A razão cíclica varia de acordo com as considerações do projeto.

Dessa forma, para conversores *CC-CC* modulados por sinais *PWM* de duas fases, tem-se dois pulsos nos braços com ângulos defasados de  $180^\circ$ . Já os conversores *CC-CC* com *PWM* de três fases possuem  $120^\circ$  de defasagem entre os ângulos e para conversores de quatro fases tem-se uma defasagem de  $90^\circ$  entre o chaveamento dos quatro braços. (BASTOS, 2017).

Figura 2.6 – Definição de fase dos sinais PWM dos conversores CC-CC boost



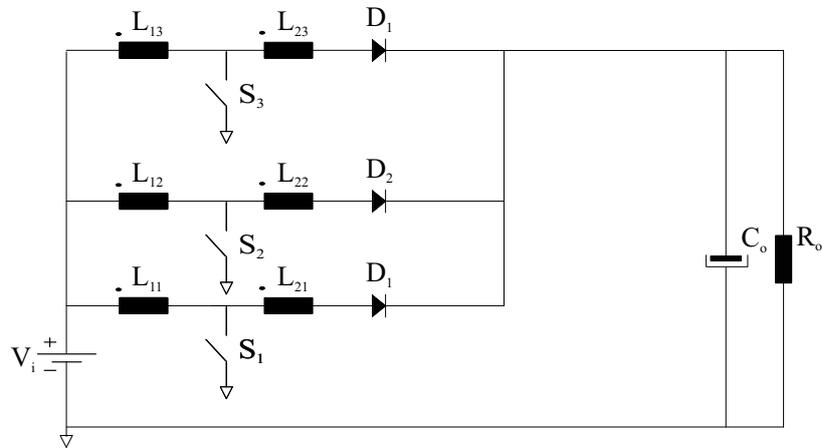
Fonte: (BASTOS, 2017).

### 2.3.2 Conversores CC-CC com Sinais PWM de Três ou Múltiplas Fases

O conversor *boost* intercalado de três fases com alto ganho de tensão apresentado na Figura 2.7 é um exemplo de um conversor *CC-CC* com modulação trifásica. Em condições normais e operando com carga nominal, cada uma das fases da topologia intercalada compartilha igualmente a carga total da saída (DWARI; PARSÁ, 2011) (BASTOS, 2017).

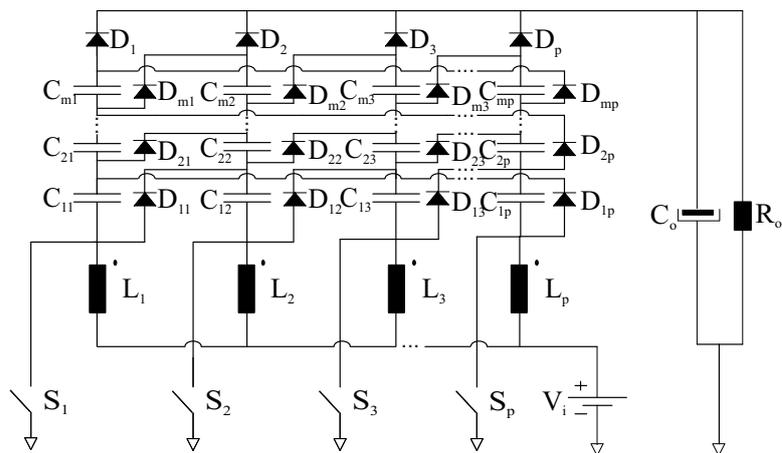
Uma configuração genérica de um *boost CC-CC* de alto ganho de tensão com modulação multifásica é apresentado na Figura 2.8. A configuração multifásica pode reduzir significativamente a ondulação de corrente na entrada e da tensão na saída, dentre outros parâmetros, devido à operação dos braços em diferentes fases. As principais características resultantes desta topologia são o alto ganho de tensão e os reduzidos esforços de tensão e corrente nas chaves. Essas características se acentuam, respectivamente, conforme o número de estágios multiplicadores e de braços aumentam (PRUDENTE *et al.*, 2008) (BASTOS, 2017).

Figura 2.7 – Conversor *boost* intercalado com três fases de chaveamento



Fonte: (BASTOS, 2017) (DWARI; PARSA, 2011).

Figura 2.8 – Conversor *CC-CC boost* intercalado multifásico



Fonte: (BASTOS, 2017) (PRUDENTE *et al.*, 2008).

### 2.3.3 Características da CCTE

Dispõe-se na literatura uma família de conversores *CC-CC PWM* utilizando a *CCTE*. As principais vantagens dos conversores que utilizam células de comutação são: baixas perdas em condução, baixa ondulação nos filtros de entrada e de saída e redução de peso e volume (BASCOPE, 2001).

Devido a essas características, os conversores gerados são indicados para baixas tensões de entrada e altas correntes (BASTOS, 2017). A *CCTE* abre possibilidades para o desenvolvimento de diversas topologias *boost* de alto ganho.

## 2.4 Conversores *CC-CC Boost* com Alto Ganho de Tensão Intercalados-Uma Revisão

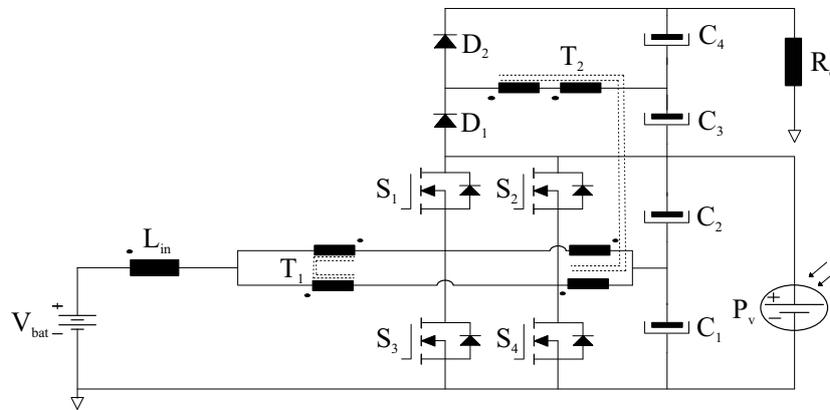
Esta seção apresentará alguns trabalhos da literatura utilizando tecnologia de conversores *boost* de alto ganho de tensão intercalados de uma maneira geral. Dentre os trabalhos apresentados, alguns se destacam por apresentarem aplicações práticas como acoplamento de sistemas elétricos conectados a: bancos de baterias, a Painéis Fotovoltaicos (*PV*), a rede elétrica ou a Célula de Combustível/ *Fuel Cell* (*FC*).

### 2.4.1 Conversor *CC-CC Boost* de Alto Ganho de Tensão Intercalado 1

A Figura 2.9 apresenta um conversor *CC-CC boost* de alto ganho de tensão bidirecional baseado na *CCTE* para carregamento de bateria utilizando painéis fotovoltaicos. O conversor apresentado opera em modo Comutação sob Tensão Zero/ *Zero-Voltage-Switching* (*ZVS*). Ao usar o novo conceito de abordagens de estágio único, o conversor pode gerar um barramento *CC* a partir de um banco de baterias ou uma matriz de *PV*, permitindo uma operação simultânea de carga de baterias de acordo com o nível de radiação. O princípio da operação, especificações de projeto e os resultados de um protótipo de *500 W* foram apresentados pelos autores para validação da topologia (PRAÇA *et al.*, 2014).

A principal vantagem da topologia é a obtenção de um alto ganho de tensão e um esforço reduzido das tensões sobre as chaves, fator que facilita a operação do conversor conectado a rede. O conversor apresentou um rendimento de *94%* operando na condição nominal, confirmando o desempenho satisfatório da estrutura. Para operações em cargas menores, a eficiência aumenta (PRAÇA *et al.*, 2014).

Figura 2.9 – Conversor *CC-CC boost* de alto ganho de tensão intercalado 1

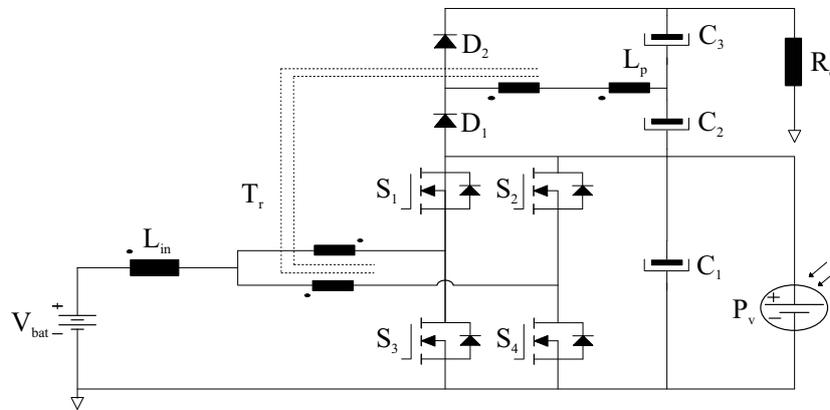


Fonte: (PRAÇA *et al.*, 2014).

#### 2.4.2 Conversor *CC-CC Boost de Alto Ganho de Tensão Intercalado 2*

A Figura 2.10 apresenta um conversor *CC-CC* não isolado baseado na *CCTE*, integrando três elementos em um único estágio de operação, são eles: um banco de baterias, um conjunto de Painéis Fotovoltaicos (*PV*) e um barramento *CC*. A característica bidirecional da topologia permite que os *PVs* carreguem as baterias e alimentem a carga, e a operação dependerá da potência gerada pelo *PV*. No caso de ausência de radiação solar, o banco de baterias supre a carga. Outra importante característica deste conversor é a comutação suave em modo *ZVS* para todas as chaves. Foi desenvolvido pelos autores um protótipo com potência nominal de *500 W* para validação da topologia. O conversor desenvolvido foi submetido a três condições: o fluxo de energia da bateria para a carga, do painel fotovoltaico para a carga e do painel para o banco de baterias, sendo obtido o rendimento de 94,18%, 96,09% e 94,67% respectivamente para cada condição (ALVES *et al.*, 2014).

Figura 2.10 – Conversor *CC-CC boost* de alto ganho de tensão intercalado 2



Fonte: (ALVES *et al.*, 2014).

### 2.4.3 Conversor *CC-CC Boost Não-Isolado com Alta Razão Cíclica*

A Célula de Combustível (*FC*) é atualmente conhecida como um gerador elétrico eficiente que utiliza o hidrogênio, considerado como um vetor de energia interessante para o futuro. Para que ele seja utilizável, é necessário ter um conversor de alta potência para adaptá-lo à carga. O objetivo do trabalho discutido nesta sub-seção é, portanto, apresentar uma topologia *CC-CC* não isolada, denominada *Dual Double Boost Interleaved (IDDB)* (VIET *et al.*, 2006), aplicada a *FCs* estacionárias.

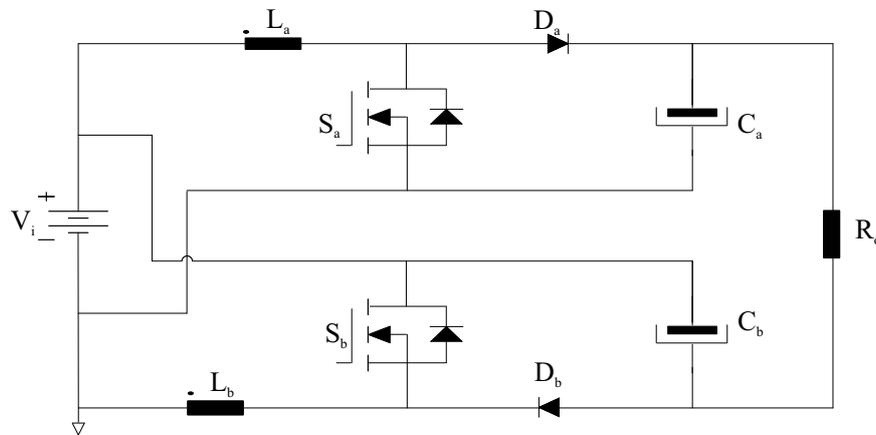
A topologia está representada na Figura 2.11 . Ela é composta por dois *boost* clássicos com entradas inversamente acopladas. As chaves de cada conversor são deslocadas em  $90^\circ$ . A técnica de intercalamento é utilizada para: resolver o problema da alta ondulação nas tensões e correntes na entrada e na saída; facilitar a montagem dos indutores, cujos esforços reduzem significativamente; e diminuir as perdas do sistema.

Essa topologia é testada em um projeto com as seguintes especificações

- Tensão de Entrada:  $V_i = 60$  [V]
- Tensão de Saída :  $V_o = 700$  [V]
- Potência de Saída:  $P_o = 20$  [kW]

Os resultados se mostraram satisfatórios para esse projeto com células de combustível, apresentando uma redução de perdas devido a baixa razão cíclica e confirmando as quedas de ondulação dos parâmetros de entrada e saída. A robustez e simetria da nova topologia também aguentam quedas bruscas no barramento, funcionando adequadamente como *no-break*.

Figura 2.11 – Conversor *CC-CC boost* não isolado com alta razão cíclica



Fonte: (VIET *et al.*, 2006).

#### 2.4.4 Conversor *CC-CC Boost Intercalado com Alto Ganho de Tensão*

Baterias e painéis fotovoltaicos são comumente utilizados para fornecer energia elétrica limpa. Assim, para transferir a energia das baterias convencionais ( $12/24\text{ V CC}$ ) para sistemas *CA* de  $110/220\text{ V RMS}$ , é necessária a utilização de um conversor *CC-CC*. Embora o conversor *CC-CC boost* clássico possa, teoricamente, ser utilizado para este fim. A obtenção de tal ganho de tensão implicaria em uma operação com razões cíclicas superiores a  $90\%$ , o que é inviável devido à sensibilidade de ondulação da tensão de saída a pequenas variações na razão cíclica, levando o conversor à instabilidade e aumentando suas perdas.

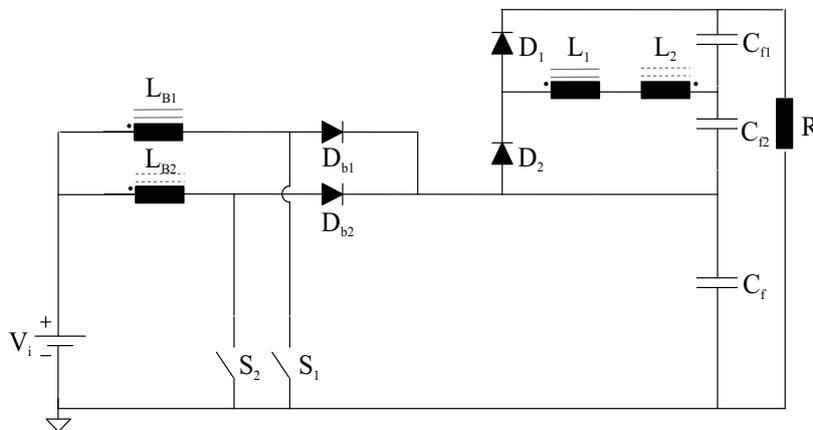
A Figura 2.12 apresenta a topologia proposta no artigo (HENN *et al.*, 2010). A fim de obter um alto ganho de tensão, um circuito dobrador de tensão é acoplado magneticamente à topologia *boost* intercalada clássica (LB1 com L1 e LB2 com L2). Além disso, o número de dispositivos semicondutores é o mesmo que no arranjo tradicional, a adição dos indutores L1 e L2 contribuiu para o ganho de tensão. O ciclo de comutação possui quatro fases de operação. Ensaios foram realizados utilizando as seguintes especificações:

- Tensão de Entrada:  $V_i = 10\text{ [V]}$
- Tensão de Saída :  $V_o = 50\text{ [V]}$
- Potência de Saída:  $P_o = 500\text{ [W]}$

Durante os ensaios, os autores fizeram as seguintes observações: balanceamento de tensão entre os capacitores de saída; baixa ondulação na corrente de entrada; frequência de comutação do sistema é dobrada devido ao intercalamento de braços, reduzindo o tamanho dos

magnéticos; controle de comutação simples, com apenas uma malha de tensão baseada no *boost* clássico; e a possibilidade de tornar o ganho de tensão ainda maior aumentando a relação de transformação. As principais desvantagens relacionadas a esta topologia são a limitação do razão cíclica, já que ela deve ser maior do que 50% e a necessidade de uma partida suave devido à carga inicial dos capacitores de saída, comuns em topologias derivadas de conversores de *boost* clássicos. A eficiência do conversor foi de 91%, mas outras técnicas de controle podem ser utilizadas visando a melhoria da eficiência.

Figura 2.12 – Conversor *CC-CC boost* intercalado com alto ganho de tensão



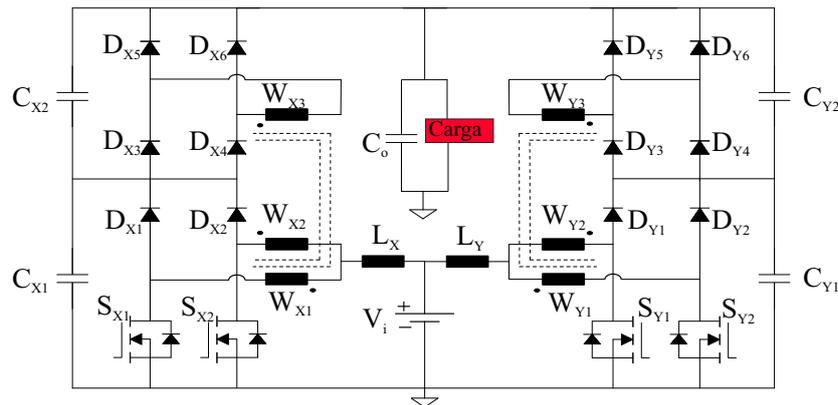
Fonte: (HENN *et al.*, 2010).

## 2.5 Proposta da Dissertação

A topologia analisada neste trabalho é um conversor *CC-CC boost* de alto ganho de tensão intercalado e está apresentada na Figura 2.13. Ela é constituída por dois conversores (*X* e *Y*), que se assemelham à topologia da Figura 2.5, e fazem uso da *CCTE* para obter o alto ganho de tensão. Toda a análise é feita em Modo de Condução Contínua (*MCC*) e a razão cíclica é mantida superior a 50%. A topologia dos conversores *X* e *Y* é obtida com a substituição dos capacitores de grampeamento *C2* e *C3* da Figura 2.5 por diodos e na adição de capacitores de grampeamento (*CX2* e *CY2*) nos terminais do segundo estágio multiplicador (Estágio 2). O primeiro estágio multiplicador (Estágio 1) ocorre entre os terminais dos capacitores *CX1* e *CY1*, e seu ganho equivale a um ganho de um *boost* clássico. O alto ganho na tensão de saída é obtida devido a conexão em série dos estágios multiplicadores dos conversores *X* e *Y*, que

são retificadores associados via um enrolamento secundário acoplado ao transformador. Já os estágios paralelos (braços), os quais são compostos pela ligação em série de cada primário dos transformadores com uma chave do conversor, são responsáveis pela redução das ondulações de corrente na entrada e na saída do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

Figura 2.13 – Topologia proposta neste trabalho



Fonte: Próprio Autor.

## 2.6 Conclusões

Comparando os tipos de capacitores disponíveis no mercado, pode-se inferir que os capacitores de filme, em geral, possuem uma maior durabilidade e confiabilidade. Essa característica se deve ao fato deles possuírem uma melhor capacidade de recuperação, que os fazem suportar altos picos de tensão e corrente. Como a proposta do projeto visa reduzir significativamente as capacitâncias da topologia, os *MPPF-Caps* mostram-se aplicáveis a este projeto.

A *CCTE* também foi analisada neste capítulo, inicialmente definindo e ilustrando conversores *CC-CC boost* que são modulados por sinais *PWM* com múltiplas fases. Esses conversores são a base para o desenvolvimento de topologias que utilizam a *CCTE*, bem como outras topologias que utilizam a técnica de intercalamento.

Foram apresentados trabalhos relevantes para a pesquisa, que envolvem conversores *CC-CC* com alto ganho de tensão que utilizam alguma técnica de intercalamento. Alguns dos trabalhos apresentados mostram aplicações práticas de suas topologias como integração de *PVs*

e bancos de baterias à rede elétrica.

Por fim, apresenta-se a topologia proposta neste trabalho, que é desenvolvida, baseando-se na técnica de intercalamento, com o intuito de diminuir as ondulações de corrente e de tensão na saída e viabilizar o uso de capacitores de filme para manter o barramento *CC* na saída.

### 3 CONVERSOR *CC-CC BOOST AGTI-CCTE*

#### 3.1 Introdução

Este capítulo faz uma análise teórica do conversor *CC-CC boost* conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*, inicialmente com uma análise qualitativa, identificando todos os seus componentes, apresentando as principais formas de onda teóricas e, baseando-se nelas, discretizando suas etapas de operação. As etapas de operação do conversor sob estudo são descritas, bem como as etapas de operação dos conversores que o compõem, tomando sempre como referência o Conversor *X*, que é um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE*. Em seguida, faz-se uma análise quantitativa, demonstrando todas as principais equações para os esforços de tensão e corrente dos principais componentes do conversor. As demonstrações das equações são feitas a partir das formas de onda. Toda a análise teórica é feita considerando uma carga resistiva ( $R_o$ ) na saída do conversor.

#### 3.2 Análise Qualitativa

Nesta seção é feita uma análise do conversor a partir das formas de onda teóricas, as etapas são identificadas tanto para a operação singular de um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE*, como para o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* resultante operando em *MCC* e com razões cíclicas de 50% a 75% ( $0,5 < D < 0,75$ ). As figuras apresentadas para as formas de onda são importantes para análise quantitativas posteriores e a obtenção das principais equações dos esforços na seção seguinte.

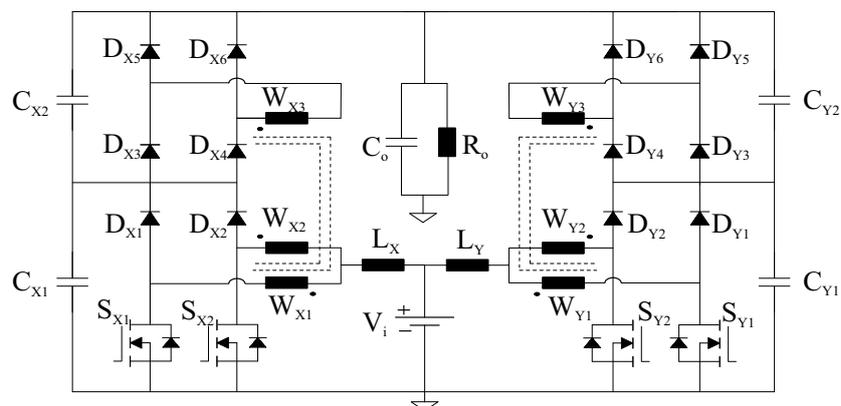
##### 3.2.1 Descrição da Topologia

Como mostrado na Figura 3.1, as topologias conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* conectadas em paralelo que compõem o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* são nomeadas como conversores *X* e *Y*, o comando das chaves é defasado, de modo a obter a correta operação do conversor. As chaves  $S_{X1}$ ,  $S_{Y1}$ ,  $S_{X2}$  e  $S_{Y1}$  são defasadas em  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  e  $270^\circ$ , respectivamente, totalizando quatro fases de modulação dos sinais *PWM*, de acordo com a definição da Sub-seção 2.3.1. Se for analisado separadamente, o Conversor *X*, assim como seu complementar, é um conversor modulado por duas fases. Cada vez que uma chave muda de estado, um nova etapa ocorre no conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

A estrutura de um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* é composta pelos seguintes componentes (tomando o Conversor X como referência): indutor de armazenamento  $L_X$ ; transformador de três enrolamentos  $T_X$ ; chaves controladas  $S_{X1}$  e  $S_{X2}$ ; diodos retificadores  $D_{X1}$ ,  $D_{X2}$ ,  $D_{X3}$ ,  $D_{X4}$ ,  $D_{X5}$ ,  $D_{X6}$ ; capacitores de grampeamento  $C_{X1}$ ,  $C_{X2}$ ; e capacitor filtro de saída  $C_o$ . Como características podemos citar: a tensão nas chaves é menor que a metade da tensão de saída  $V_o$ , o que permite a escolha de chaves com reduzida resistência de condução ( $R_{ds}$ ); o capacitor  $C_{X1}$  grampeia a tensão no primeiro estágio multiplicador (Estágio 1) do conversor, que é somada com a tensão no Estágio 2 (terminais do Capacitor  $C_{X2}$ ), garantindo um alto ganho de tensão na saída; os indutores de entrada operam com o dobro da frequência de comutação, o que torna seu tamanho reduzido.

O conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* (Figura 3.1) é obtido a partir do intercalamento de dois conversor *CC-CC boost AGT-CCTE*, dentre suas principais características tem-se a redução na ondulação dos sinais em geral, destacando as correntes de entrada e saída e a tensão de saída. Como consequência, o conversor não precisa operar com capacitâncias muito elevadas, já que a ondulação reduz o esforço dos filtros capacitivos, fazendo com que a principal utilidade dos capacitores seja o grampeamento das tensões nos estágios multiplicadores e na saída. Assim, para um projeto, pode-se optar por capacitores de filme (*MPPF-Caps*), cujas vantagens também foram discutidas no capítulo anterior.

Figura 3.1 – Topologia proposta

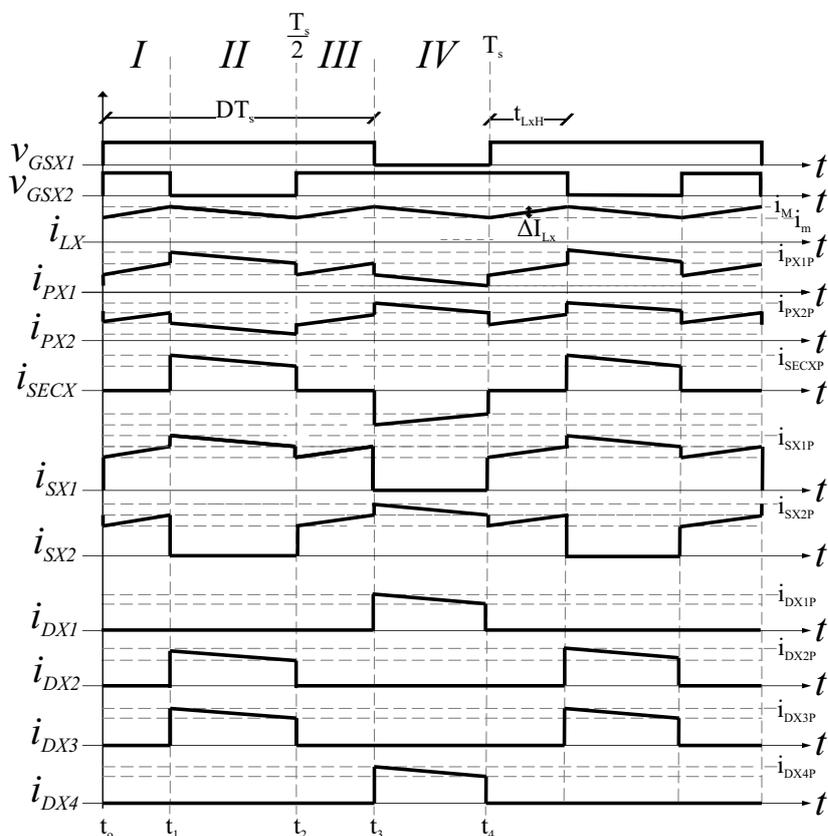


Fonte: Próprio Autor.

### 3.2.2 Formas de Onda Teóricas

O conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* analisado singularmente possui quatro etapas de operação durante um período de chaveamento, suas quatro etapas estão discriminadas na Figura 3.2 e são explicadas detalhadamente na Sub-Seção 3.2.3. A Figura 3.2 mostra as principais formas de onda do Conversor *X*, cujas formas de onda de corrente e tensão são simétricas em relação ao Conversor *Y*. As etapas são identificadas utilizando como referência a chave  $S_{X1}$ . As principais formas de onda mostradas são: tensões porta-fonte nas duas chaves ( $v_{GSX1}$ ,  $v_{GSX2}$ ); a corrente no indutor ( $i_{LX}$ ); as correntes nos enrolamentos  $W_{X1}$ ,  $W_{X2}$ ,  $W_{X3}$  do transformador ( $i_{PX1}$ ,  $i_{PX2}$ ,  $i_{SECX}$ , respectivamente); as correntes nas duas chaves ( $i_{SX1}$ ,  $i_{SX2}$ ); e as correntes em quatro diodos ( $i_{DX1}$ ,  $i_{DX2}$ ,  $i_{DX3}$ ,  $i_{DX4}$ ). As correntes nos diodos  $D_{X5}$  e  $D_{X6}$  são as mesmas que a dos diodos  $D_{X4}$  e  $D_{X3}$ , respectivamente. Analisando separadamente, cada conversor opera em quatro etapas, neste caso, são mostradas as formas de onda do Conversor *X*, tomando a chave  $S_{X1}$  como referência.

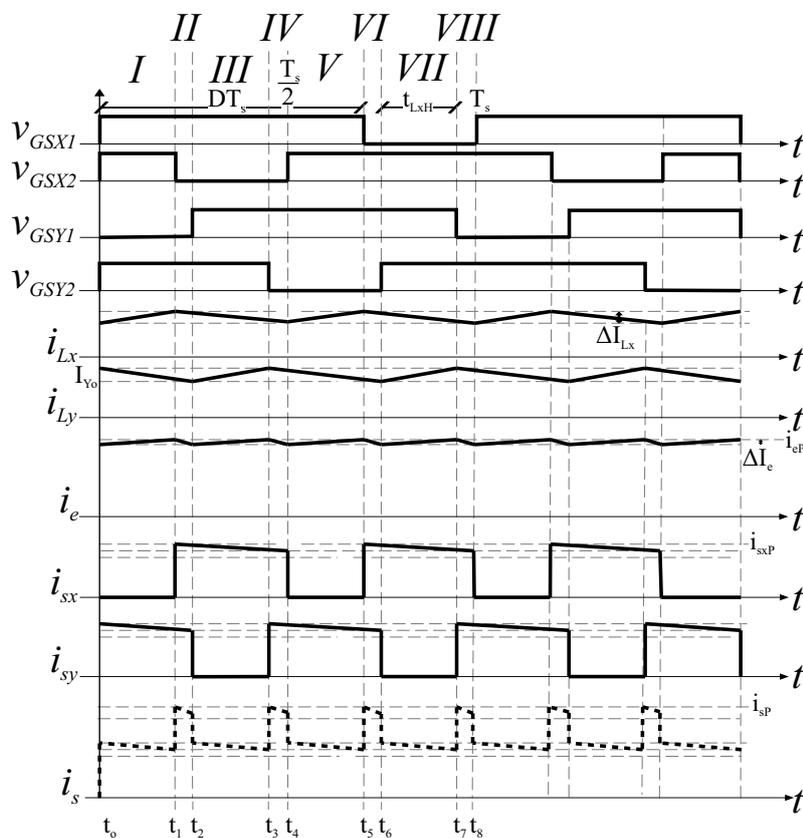
Figura 3.2 – Formas de onda teóricas para o conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* em modo de condução contínua



Fonte: (RAMOS, 2008)

A topologia resultante da combinação das operações de  $X$  e  $Y$  possui oito etapas durante um período de chaveamento. Essas etapas estão discriminadas na Figura 3.3 e são explicadas detalhadamente na Sub-Seção 3.2.3. Essa figura mostra as principais formas de onda do conversor  $CC\text{-}CC$  boost AGTI-CCTE. As etapas são identificadas utilizando como referência a chave  $S_{X1}$ . As principais formas de onda mostradas são: tensões porta-fonte nas quatro chaves ( $v_{GSX1}$ ,  $v_{GSX2}$ ,  $v_{GSY1}$ ,  $v_{GSY2}$ ); as correntes nos indutores ( $i_{Lx}$ ,  $i_{Ly}$ ); a corrente de entrada ( $i_e$ ); correntes de saída dos conversores  $X$  e  $Y$  ( $i_{sx}$ ,  $i_{sy}$ ); e a corrente resultante da saída ( $i_s$ ).

Figura 3.3 – Formas de onda teóricas para o conversor  $CC\text{-}CC$  boost AGTI-CCTE em modo de condução contínua



Fonte: Próprio Autor

### 3.2.3 Etapas de Operação

#### *Etapas de Operação do conversor CC-CC boost AGT-CCTE*

As etapas de operação do Conversor  $X$  ou  $Y$  operando individualmente são descritas a seguir.

- **Etapa I** ( $t_0 \rightarrow t_1$ )

Esta etapa tem o tempo de duração igual à multiplicação do período pela subtração entre  $D$  e  $0,5$  e é idêntica ao comportamento do Conversor  $X$  durante a Etapa I do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

- **Etapa II** ( $t_1 \rightarrow t_2$ )

Esta etapa tem o tempo de duração igual ao complementar da razão cíclica  $(1-D)$  multiplicado pelo período e é idêntica ao comportamento do Conversor  $X$  durante as Etapas II, III e IV do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

- **Etapa III** ( $t_2 \rightarrow t_3$ )

Esta etapa é idêntica à Etapa I. Ocorre ao mesmo tempo que a Etapa V do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

- **Etapa IV** ( $t_3 \rightarrow t_4$ )

Equivalente à Etapa II, pois possui a mesma duração e mecanismo semelhante, e é idêntica ao comportamento do Conversor  $X$  durante as Etapas VI, VII e VIII do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

#### *Etapas de Operação do conversor CC-CC boost AGTI-CCTE*

As etapas de operação da topologia intercalada resultante dos dois conversores  $X$  e  $Y$  são descritas a seguir, bem como o comportamento dos seus componentes, tomando o Conversor  $X$  como referência.

- **Etapa I** ( $t_0 \rightarrow t_1$ )

Esta etapa tem o tempo de duração igual à multiplicação do período pela subtração entre  $D$  e  $0,5$ . Há três chaves ( $S_{X1}$ ,  $S_{X2}$ ,  $S_{Y2}$ ) e três diodos ( $D_{Y1}$ ,  $D_{Y4}$ ,  $D_{Y5}$ ) conduzindo, o que significa que apenas o indutor  $L_X$  está carregando (a corrente do indutor cresce). Os enrolamentos  $W_{X1}$  e  $W_{X2}$  têm a mesma corrente, o que leva a um fluxo magnético resultante nulo, cancelando a corrente no enrolamento auxiliar  $W_{X3}$ . Esse enrolamento é responsável pelo fornecimento de corrente para a saída do Conversor  $X$ . Embora o indutor  $L_Y$  esteja descarregando (a corrente do indutor está diminuindo), a corrente de entrada resultante está crescendo. O mecanismo de descarga dos conversores de alto ganho é explicado nas etapas seguintes. A corrente de saída resultante está sendo fornecida apenas pelo Conversor  $Y$ .

- **Etapa II** ( $t_1 \rightarrow t_2$ )

Esta etapa tem o tempo de duração igual à multiplicação do período pela subtração entre  $0,75$  e  $D$ . Há duas chaves ( $S_{X1}$  e  $S_{Y2}$ ) e seis diodos ( $D_{X2}$ ,  $D_{X3}$ ,  $D_{X6}$ ,  $D_{Y1}$ ,  $D_{Y4}$ ,  $D_{Y5}$ ) conduzindo, o que significa que ambos os indutores estão descarregando. Então, no Conversor  $X$ , a corrente no enrolamento primário  $W_{X2}$  passa pelos diodos  $D_{X2}$ ,  $D_{X3}$  e  $D_{X6}$ . Além disso, a corrente no enrolamento primário  $W_{X2}$  fica menor que a do enrolamento  $W_{X1}$ , resultando em uma corrente positiva no enrolamento secundário ( $W_{X3}$ ), fornecida pelos diodos  $D_{X3}$  e  $D_{X6}$ . Nesta fase, a corrente no enrolamento secundário é utilizada para fornecer a corrente de saída do Conversor  $X$ . Um mecanismo semelhante está acontecendo no Conversor  $Y$  e é explicado no item que descreve a Etapa VI, quando ele passar a ocorrer no Conversor  $X$ . A corrente de entrada começa a diminuir nesta etapa. Ambos os conversores estão fornecendo corrente para a carga, causando um pico na corrente de saída.

- **Etapa III** ( $t_2 \rightarrow t_3$ )

Esta etapa dura o mesmo tempo que a Etapa I. Há três chaves ( $S_{X1}$ ,  $S_{Y1}$ ,  $S_{Y2}$ ) e três diodos ( $D_{X2}$ ,  $D_{X3}$ ,  $D_{X6}$ ) conduzindo, o que significa que apenas o indutor de entrada do conversor  $Y$  está carregando. A corrente de entrada resultante começa a crescer novamente e a corrente de saída está sendo fornecida apenas pelo Conversor  $X$ .

- **Etapa IV** ( $t_3 \rightarrow t_4$ )

Esta etapa dura o mesmo tempo que a Etapa II. Há duas chaves ( $S_{X1}$ ,  $S_{Y1}$ ) e seis diodos ( $D_{X2}$ ,  $D_{X3}$ ,  $D_{X6}$ ,  $D_{Y2}$ ,  $D_{Y3}$ ,  $D_{Y6}$ ) conduzindo, o que significa que ambos os indutores estão descarregando. A corrente de entrada começa a diminuir novamente e a corrente de saída está sendo fornecida por ambos os conversores.

- **Etapa V** ( $t_4 \rightarrow t_5$ )

Esta etapa dura o mesmo tempo que a Etapa I. Há três chaves ( $S_{X1}$ ,  $S_{X2}$ ,  $S_{Y1}$ ) e três diodos ( $D_{Y2}$ ,  $D_{Y3}$ ,  $D_{Y6}$ ) conduzindo, o que significa que apenas o indutor do Conversor  $X$  está carregando. A corrente de entrada começa a crescer novamente e a corrente de saída está sendo fornecida apenas pelo Conversor  $Y$ .

- **Etapa VI** ( $t_5 \rightarrow t_6$ )

Esta etapa dura o mesmo tempo que a Etapa II. Há duas chaves ( $S_{X2}$ ,  $S_{Y1}$ ) e

seis diodos ( $D_{X1}$ ,  $D_{X4}$ ,  $D_{X5}$ ,  $D_{Y2}$ ,  $D_{Y3}$ ,  $D_{Y6}$ ) conduzindo. Agora, a corrente no enrolamento  $W_{X1}$  é menor que a do enrolamento  $W_{X2}$ , resultando em uma corrente negativa no enrolamento secundário ( $W_{X3}$ ), que percorre um caminho através dos diodos  $D_{X1}$ ,  $D_{X4}$  e  $D_{X5}$ . A corrente de saída do Conversor  $X$  é fornecida pela corrente do enrolamento secundário. A corrente de entrada começa a diminuir novamente e a corrente de saída está sendo fornecida por ambos os conversores.

- **Etapa VII** ( $t_6 \rightarrow t_7$ )

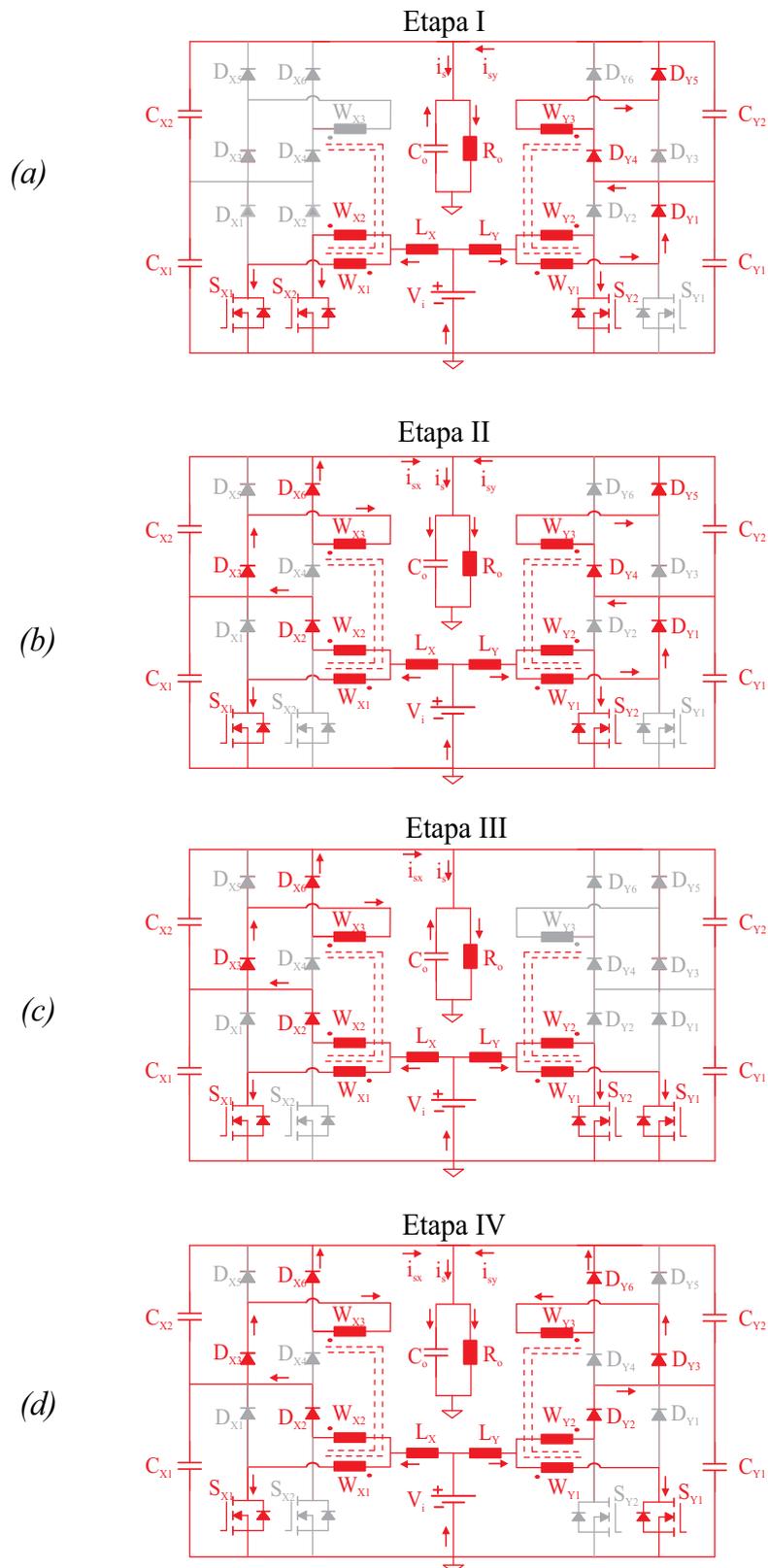
Esta etapa dura o mesmo tempo que a Etapa *I*. Há três chaves ( $S_{X1}$ ,  $S_{Y1}$ ,  $S_{Y2}$ ) e dois diodos ( $D_{X1}$ ,  $D_{X4}$ ,  $D_{X5}$ ) conduzindo. A corrente de entrada volta a crescer e a corrente de saída está sendo fornecida apenas pelo Conversor  $X$ .

- **Etapa VIII** ( $t_7 \rightarrow t_8$ )

Este estágio dura o mesmo tempo que a Etapa *II*. Há duas chaves ( $S_{X2}$ ,  $S_{Y2}$ ) e seis diodos ( $D_{X1}$ ,  $D_{X4}$ ,  $D_{X5}$ ,  $D_{Y1}$ ,  $D_{Y4}$ ,  $D_{Y5}$ ) conduzindo. A corrente de entrada começa a diminuir novamente e a corrente de saída está sendo fornecida por ambos os conversores.

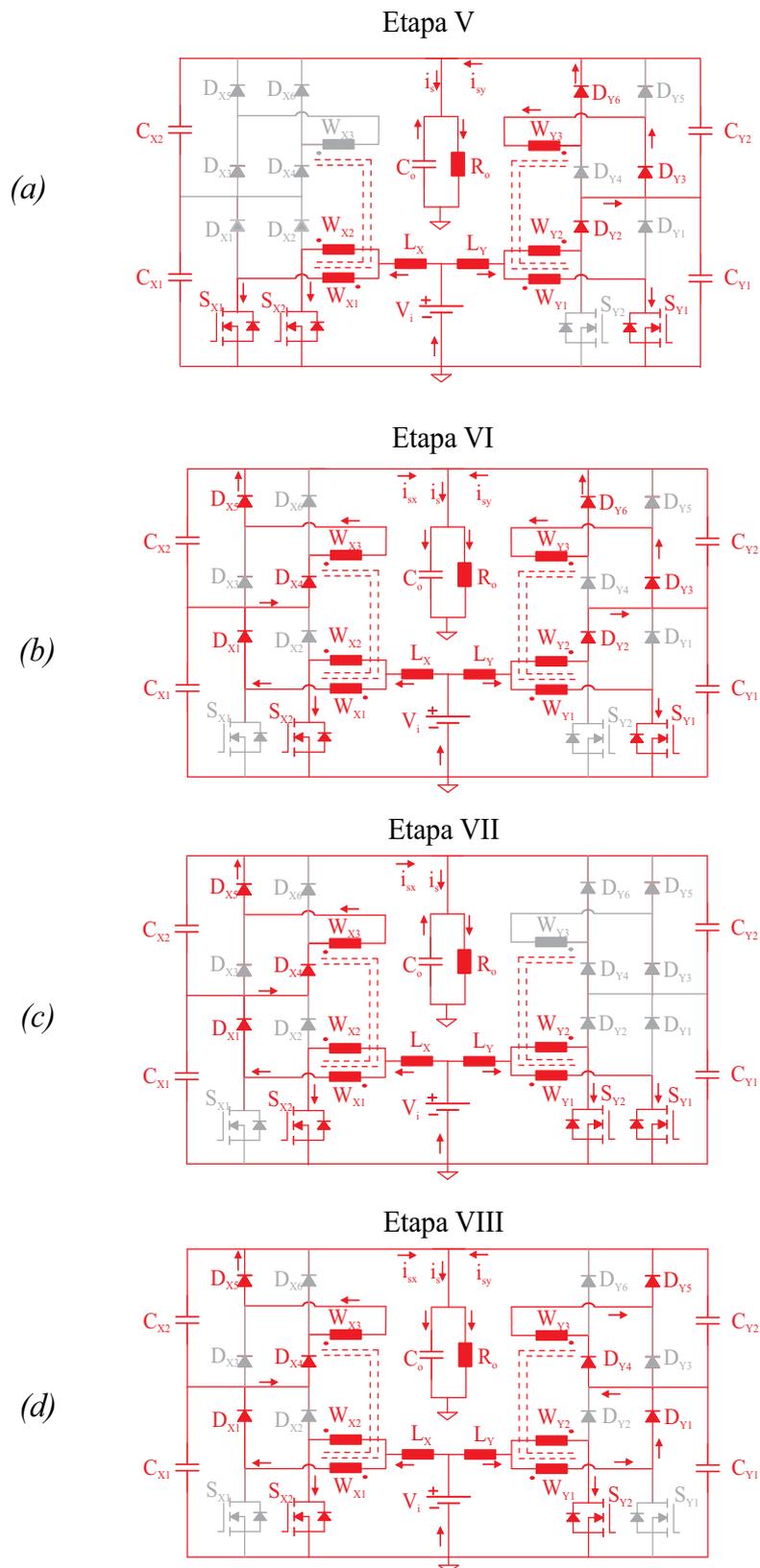
As Figuras 3.4 e 3.5 apresentam todas as etapas de operação do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* quando o conversor opera em Modo de Condução Contínua, mostrando, inclusive, a direção de todas as correntes e demarcando em vermelho os componentes que estão conduzindo durante a respectiva etapa.

Figura 3.4 – Etapas de operação do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* (etapas I a IV)



Fonte: Próprio Autor.

Figura 3.5 – Etapas de operação do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* (etapas V a VIII)



Fonte: Próprio Autor.

### 3.3 Análise Quantitativa

Nesta seção é feita uma abordagem descritiva das equações do conversor operando em *MCC*, as demonstrações dos principais esforços dos componentes são feitas considerando algumas aproximações. As funções lineares das principais formas de onda do conversor no domínio do tempo estão apresentadas no Apêndice A e foram deduzidas com o auxílio do *software Mathcad*. A partir delas, pode-se validar computacionalmente pelo mesmo *software* os valores aproximados considerados nas deduções desta seção. Nestas equações são apreciados os principais esforços de cada componente, bem como seu comportamento durante a operação em *MCC*. As formas de onda ideais das Figuras 3.2 e 3.3 descrevem os principais parâmetros do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* e servem de base para a obtenção dos esforços dos componentes e das equações de tensão e corrente. Essas deduções são válidas apenas para operações com razões cíclicas menores que 75% ( $D < 0,75$ ) pois, caso contrário, a dinâmica dos intervalos analisados na seção anterior é alterada.

Antes de modelar os componentes, deve-se equacionar o ganho estático ( $G_v$ ) do conversor, que é função da relação de espiras do transformador ( $a$ ) e da razão cíclica ( $D$ ). A Figura 3.6 representa a ondulação do ganho estático em função da relação de espiras, descrito na Equação (3.2). A equação do ganho estático é obtida analisando as tensões instantâneas para a Etapa II, por exemplo, do conversor *CC-CC boost AGT-CCTE*, que corresponde ao comportamento do Conversor X durante a Etapa II da Figura 3.4. Nesta etapa há apenas uma chave conduzindo e a queda de tensão no enrolamento primário do transformador vale metade da queda de tensão sobre a chave que está aberta, que equivale ao ganho de um *boost* clássico: a razão entre a tensão de entrada e o complementar da razão cíclica ( $1-D$ ). Assim, equaciona-se a tensão de saída em função da tensão de entrada a partir da malha:  $S_{X2}$ ;  $D_{X2}$  e  $D_{X3}$ , que estão conduzindo;  $W_{X3}$ , cuja queda de tensão equivale à queda de tensão nos enrolamentos primários multiplicada pela relação de transformação;  $D_{X6}$ , que também está conduzindo.

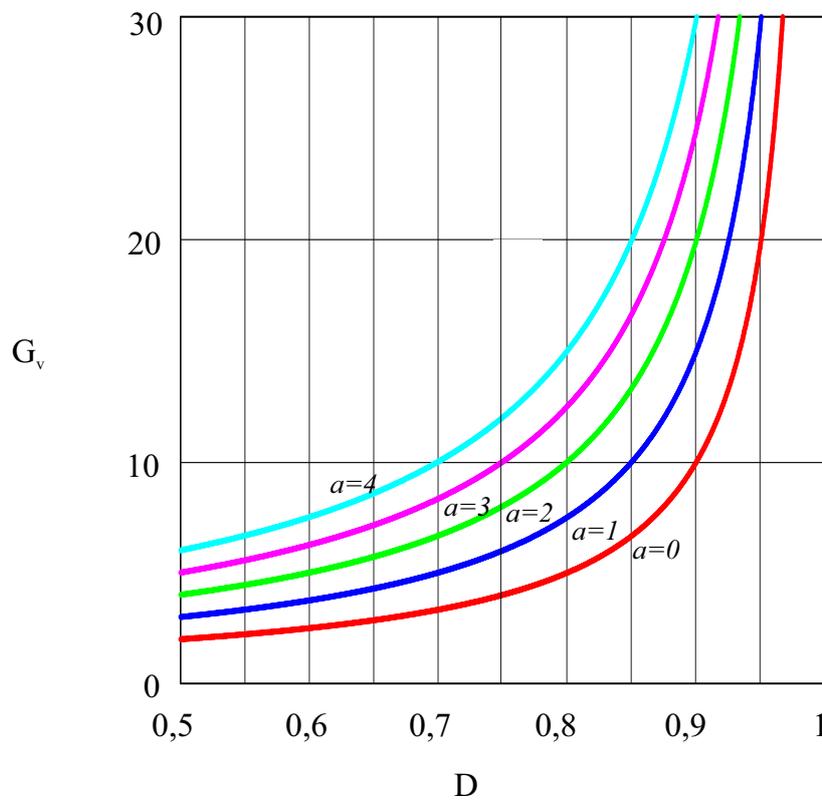
$$V_o = \frac{V_i}{(1-D)} + \frac{a.V_i}{2.(1-D)} \quad (3.1)$$

Isolando os termos da Equação (3.1), obtem-se a equação do ganho estático para o

conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{a+2}{2 \cdot (1-D)} \quad (3.2)$$

Figura 3.6 – Curvas teóricas de ganho estático tomado como parâmetro a relação de espiras do transformador



Fonte: Próprio Autor.

A relação de espiras ( $a$ ) é a razão entre o número de espiras do secundário ( $N_s$ ) e o número de espiras no primário ( $N_p$ ), mas, para este conversor, ela é obtida também em função da razão cíclica ( $D$ ), da tensão de entrada ( $V_i$ ) e da tensão de saída ( $V_o$ ), como é observado nas Equações (3.3) e (3.4).

$$a = \frac{N_s}{N_p} \quad (3.3)$$

$$a = \frac{V_o}{V_i} \cdot 2 \cdot (1-D) - 2 \quad (3.4)$$

### 3.3.1 Esforços de Corrente e Tensão nos Indutores de Armazenamento

A tensão nos indutores de armazenamento fica alternando entre dois valores, tomando como referência a Figura 3.2: é igual a  $V_i$  durante as Etapas *I* e *III*; e, durante as etapas *II* e *IV*, é igual à diferença entre  $V_i$  e metade do ganho estático de tensão de um conversor *boost* clássico.

A ondulação na corrente nos indutores é obtida aplicando a equação da indutância no momento que, por exemplo, o indutor  $L_x$  é carregado durante a Etapa *I* (intervalos  $t_0 \rightarrow t_1$ ) da Figura 3.2, e a tensão sobre os seus terminais é igual à tensão de entrada  $V_i$ , como se segue.

$$L_x \cdot \frac{di_{LX}}{dt} = L_x \cdot \frac{d}{dt} \left( \frac{\frac{2 \cdot \Delta I_{LX}}{T_s \cdot (2 \cdot D - 1)} \cdot t}{2} \right) = V_i \quad (3.5)$$

Assim, isolando os termos, obtém-se a Equação (3.6) da ondulação de corrente para um indutor do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

$$\Delta I_{L_x} = \frac{V_i}{4 \cdot f_s \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot L_x} \quad (3.6)$$

Onde  $f_s$  representa a frequência de comutação em cada chave.

As correntes máxima ( $I_{L_m}$ ) e mínima ( $I_{L_{min}}$ ) no indutor podem ser obtidas a partir das formas de onda da Equação (3.5) obtendo-se as Equações (3.7) e (3.8).

$$I_{L_m} = \frac{I_e}{2} + \frac{V_i \cdot T_s}{8 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot L_x} \quad (3.7)$$

$$I_{L_{min}} = \frac{I_e}{2} - \frac{V_i \cdot T_s}{8 \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot L_x} \quad (3.8)$$

### 3.3.2 Análise da Corrente de Entrada

A ondulação da corrente de entrada é obtida igualando a função da corrente de entrada pelo tempo durante, por exemplo, a Etapa *I* (intervalos  $t_0 \rightarrow t_1$ ) da Figura 3.3 com a soma das funções das correntes nos indutores também em função do tempo. Assim, obtém-se a

equação a seguir.

$$I_e - \frac{\Delta I_e}{2} + \frac{2 \cdot \Delta I_e}{T_s \cdot (2 \cdot D - 1)} \cdot t = I_{L_{min}} + \frac{2 \cdot \Delta I_{L_x}}{T_s \cdot (2 \cdot D - 1)} \cdot t + I_{Y_o} - \frac{\Delta I_{L_y}}{(1 - D) \cdot T_s} \cdot t \quad (3.9)$$

A ondulação de corrente na entrada é obtida analisando a Etapa I (intervalos  $t_0 \rightarrow t_1$ ) da Figura 3.3. A corrente na entrada nos intervalos  $t_0 \rightarrow t_1$  é representada pela equação de uma reta crescente e é igual à soma das correntes nos indutores X e Y, que também podem ser representadas por equações de reta crescente e decrescente, respectivamente. Essa relação de igualdade está representada na Equação (3.9).

O valor da corrente no indutor  $L_Y$  no instante inicial ( $t=0$ ) é calculado pela equação a seguir.

$$I_{Y_o} = I_{L_m} - \Delta I_{L_y} \cdot \frac{(3 - 4 \cdot D)}{2 \cdot (2 - 2 \cdot D)} \quad (3.10)$$

Analisando o instante inicial ( $t=0$ ) e sabendo que  $\Delta I_{L_x}$  é igual a  $\Delta I_{L_y}$  devido à simetria do conversor intercalado, obtém-se a Equação (3.11).

$$\Delta I_e = \frac{(3 - 4 \cdot D)}{(2 - 2 \cdot D)} \cdot \Delta I_{L_x} \quad (3.11)$$

Sendo ela válida apenas para razões cíclicas menores que 75% ( $D < 0,75$ ), caso contrário, deve-se fazer uma nova análise considerando o mesmo intervalo de tempo, no entanto, atentando-se para as equações das retas, que podem mudar sua inclinação devido à troca de sinal de alguns operandos. Como é visto no Capítulo 4, esta equação se adequará de forma satisfatória aos parâmetros do projeto proposto.

A corrente máxima na entrada, portanto, é calculada como se segue.

$$I_{e_m} = I_e + \frac{3 - 4 \cdot D}{2(2 - 2 \cdot D)} \cdot \Delta I_{L_x} \quad (3.12)$$

A corrente mínima na entrada, portanto, também é calculada como se segue.

$$I_{e_{min}} = I_e - \frac{3 - 4 \cdot D}{2 \cdot (2 - 2 \cdot D)} \cdot \Delta I_{L_x} \quad (3.13)$$

### 3.3.3 Esforços de Corrente e Tensão nos Transformadores

O transformador  $T_X$  possui três enrolamentos, sendo dois primários ( $W_{X1}$ ,  $W_{X2}$ ) e um secundário ( $W_{X3}$ ). Os enrolamentos primários têm o mesmo número de espiras. Assim, a

relação de espiras ( $a$ ) também é a mesma. As equações relacionadas ao transformador são funções dos mesmos parâmetros discutidos na sub-seção anterior. Os dois transformadores são simétricos devido à característica equivalente da topologia intercalada, bem como os enrolamentos primários 1 e 2 do Conversor  $X$  ( $W_{X1}, W_{X2}$ ) também possuem as mesmas características e são proporcionais ao secundário ( $W_{X3}$ ).

### *Esforços de Corrente e Tensão nos Enrolamentos Primários*

A corrente de pico nos enrolamentos primários são proporcionais à corrente de pico nos indutores, obedecendo o seguinte fator de proporcionalidade (SILVEIRA, 2011).

$$I_{pm} = \frac{a+1}{a+2} \cdot I_{Lm} \quad (3.14)$$

A corrente eficaz nos enrolamentos primários é calculada a partir da Figura 3.2, equacionando as curvas de cada etapa e considerando constantes os intervalos de queda de corrente em todos os parâmetros, obtém-se a integral a seguir (tomando  $W_{X1}$  como referência).

$$I_{pef} = \sqrt{2 \cdot \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_{LxH}} \left( \frac{I_{Lmin}}{2} \right)^2 dt + \int_0^{T_s/2 - t_{LxH}} \left( I_{Lm} \cdot \frac{a+1}{a+2} \right)^2 dt \right)} \quad (3.15)$$

Resolvendo a integral e fazendo as devidas substituições, obtém-se a equação do valor eficaz em função da razão cíclica.

$$I_{pef} = \frac{I_e}{4 \cdot (a+2)} \cdot \sqrt{3 \cdot a^2 - 2 \cdot a^2 \cdot D + 4 \cdot a + 4} \quad (3.16)$$

A tensão máxima nos enrolamentos primários é metade da tensão nas chaves e é equacionada em função da tensão de entrada.

$$V_{pm} = \frac{V_i}{2 \cdot (1-D)} \quad (3.17)$$

As tensão eficaz nos enrolamentos primários é encontrada analisando as tensões em cada intervalo do chaveamento, por fim aplica-se a equação do valor eficaz para um período de chaveamento.

$$V_{pef} = \sqrt{2 \cdot \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_{LxH}} (0)^2 dt + 2 \cdot \int_{t_{LxH}}^{T_s/2} \left( \frac{-V_i}{2 \cdot (1-D)} \right)^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} \left( \frac{V_i}{2 \cdot (1-D)} \right)^2 dt \right)} \quad (3.18)$$

Resolvendo a integral, obtém-se a equação do valor eficaz em função da razão cíclica.

$$V_{pef} = \frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{2}{(1-D)}} \quad (3.19)$$

### *Esforços de Corrente e Tensão nos Enrolamentos Secundários*

O valor máximo da corrente de pico nos enrolamentos secundários ( $W_{X3}$  e  $W_{Y3}$ ) também é proporcional à corrente nos indutores e obedece o seguinte fator de proporcionalidade (SILVEIRA, 2011).

$$I_{sec_m} = \frac{I_{L_m}}{(a+2)} \quad (3.20)$$

A corrente eficaz nos enrolamentos secundários é obtida a partir da análise de suas formas de onda na Figura 3.2. Equacionando as curvas de cada etapa e considerando constantes os intervalos de queda de corrente, obtém-se a integral a seguir (tomando  $W_{X1}$  como referência).

$$I_{sec_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_{LxH}} (0)^2 dt + \int_{t_{LxH}}^{T_s/2} \left( \frac{I_{L_m}}{a+2} \right)^2 dt + \int_{T_s/2}^{DT_s} (0)^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} \left( -\frac{I_{L_m}}{a+2} \right)^2 dt \right)} \quad (3.21)$$

Resolvendo a equação, obtém-se o valor eficaz da corrente nos enrolamentos secundários em função da razão cíclica.

$$I_{sec_{ef}} = \frac{I_e}{2 \cdot (a+2)} \cdot \sqrt{(2-2 \cdot D)} \quad (3.22)$$

A tensão máxima nos enrolamentos secundários é obtida aplicando a relação de transformação no valor da tensão máxima nos enrolamentos primários, calculada na Equação (3.17).

$$V_{sec_m} = \frac{a \cdot V_i}{2 \cdot (1-D)} \quad (3.23)$$

As tensão eficaz nos enrolamentos secundários é encontrada analisando as tensões em cada intervalo do chaveamento, por fim aplica-se a equação do valor eficaz para um período

de chaveamento.

$$V_{sec_{ef}} = \sqrt{2 \cdot \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_{LxH}} (0)^2 dt + 2 \cdot \int_{t_{LxH}}^{T_s/2} \left( \frac{-(a \cdot V_i)}{2 \cdot (1-D)} \right)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left( \frac{(a \cdot V_i)}{2 \cdot (1-D)} \right)^2 dt \right)} \quad (3.24)$$

Resolvendo a integral, obtém-se a equação do valor eficaz em função da razão cíclica.

$$V_{sec_{ef}} = a \cdot \frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{(1-D)}} \quad (3.25)$$

### Potência Processada pelos Transformadores

Observando o comportamento do Conversor  $X$  na Figura 3.4, nas etapas em que  $S_{X1}$  e  $S_{X2}$  estão em condução, não há processamento de potência ativa no transformador, pois existe um cancelamento do fluxo magnético através dos enrolamentos  $W_{X1}$  e  $W_{X2}$ , o que leva a um "curto-circuito" magnético, ou seja, a tensão induzida nos enrolamentos é nula. A corrente eficaz entregue à carga pelo enrolamento  $W_{X1}$  é igual à corrente eficaz no diodo  $D_{X1}$  durante as etapas *VI, VII e VIII*. A corrente eficaz entregue à carga pelo enrolamento  $W_{X2}$  é igual à corrente eficaz no diodo  $D_{X2}$  durante as etapas *II, III e IV* e, devido à simetria do circuito, pode-se inferir que elas tem o mesmo valor.

Já a corrente eficaz entregue à carga pelo enrolamento  $W_{X3}$  durante as etapas *II, III, IV, VI, VII e VIII* é igual a corrente eficaz deste enrolamento. Essa relação de igualdade é representada na Equação (3.26) a seguir.

$$P_{tr} = 2 \cdot \left( \frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{(1-D)}} \right) \cdot \left( \frac{I_e}{2 \cdot (a+2)} \cdot \sqrt{(1-D)} \right) + \left( \frac{a \cdot V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{(1-D)}} \right) \cdot \left( \frac{I_e}{2 \cdot (a+2)} \cdot \sqrt{2 \cdot (1-D)} \right) \quad (3.26)$$

Simplificando a Equação (3.26), obtém-se a potência processada em um transformador em função da potência fornecida pela fonte e da relação de espiras.

$$P_{tr} = \frac{P_i (a + \sqrt{2})}{2 \cdot (a + 2)} \quad (3.27)$$

### 3.3.4 Esforços de Corrente e Tensão nas Chaves

As chaves são os elementos ativos do conversor e são responsáveis pelo controle da corrente e regulação da tensão de saída. Os esforços de tensão e corrente são sempre os mesmos para as quatro chaves, logo, são calculados os parâmetros referenciados a partir da chave  $S_{X1}$ .

O valor de pico da corrente nas chaves também é o mesmo valor de pico da correntes nos enrolamento primários do transformador (SILVEIRA, 2011).

$$I_{S_m} = \frac{(a+1)}{(a+2)} \cdot I_{L_m} \quad (3.28)$$

O valor médio da corrente nas chaves é calculado integrando as formas de onda durante o período de chaveamento a partir da Figura 3.2, consideram-se constantes as quedas de corrente.

$$I_{S_{med}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( 2 \cdot \int_0^{t_{LxH}} \left( \frac{I_{L_{min}}}{2} \right) dt + \int_0^{T_s/2 - t_{LxH}} \left( I_{L_m} \cdot \frac{a+1}{a+2} \right) dt \right)} \quad (3.29)$$

Resolvendo a integral, obtem-se o valor médio da corrente em função da razão cíclica.

$$I_{S_{med}} = \frac{I_e (2 \cdot D + a)}{4 \cdot (a + 2)} \quad (3.30)$$

O valor eficaz da corrente nas chaves é obtido da mesma forma que o valor médio, resolvendo a equação a seguir, obtida a partir da aplicação da equação do valor eficaz para um período de chaveamento e considerando constantes as quedas de corrente.

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( 2 \cdot \int_0^{t_{LxH}} \left( \frac{I_{L_{min}}}{2} \right)^2 dt + \int_0^{T_s/2 - t_{LxH}} \left( I_{L_m} \cdot \frac{a+1}{a+2} \right)^2 dt \right)} \quad (3.31)$$

Resolvendo a integral, obtem-se o valor eficaz da corrente em função da razão cíclica.

$$I_{S_{ef}} = \frac{I_e}{4 \cdot (a + 2)} \cdot \sqrt{(4 \cdot D + 4 \cdot a - 2 \cdot D \cdot a^2 + 3 \cdot a^2)} \quad (3.32)$$

O esforço máximo de tensão das chaves é função da tensão de entrada e da razão cíclica.

$$V_{S_m} = \frac{V_i}{(1 - D)} \quad (3.33)$$

### 3.3.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Diodos

Os diodos  $D_{X1}$  e  $D_{X2}$  estão relacionados com as chaves  $S_{X1}$  e  $S_{X2}$ , assim, seus períodos de bloqueio e condução estão diretamente relacionados com o bloqueio e condução dessas chaves, a mesma relação é encontrada para os diodos simétricos a esses no Conversor  $Y$ . Assim, pode-se inferir que os esforços de tensão para esses diodos são os mesmos das chaves. No entanto, os esforços de corrente mudam, pois, nas etapas de condução do diodo, o transformador ( $T_X$ ) passa a ter fluxo total diferente de zero e conduzir também no seu enrolamento secundário; afetando, pois, a corrente nos primários, que vai para os diodos  $D_{X1}$  e  $D_{X2}$ . Todos os diodos possuem a mesma característica de corrente, com uma defasagem entre cada um, como pode-se observar na Figura 3.2.

Assim, tomando o diodo  $D_{X1}$  como referência, calcula-se os esforços de corrente, iniciando pelo pico de corrente, que é proporcional à máxima corrente nos indutores (SILVEIRA, 2011).

$$I_{D_m} = \frac{1}{(a+2)} \cdot I_{L_m} \quad (3.34)$$

O valor eficaz da corrente nos diodos é calculado aplicando a equação do valor eficaz nas curvas no período de chaveamento, como se segue.

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_{LxH}} (0)^2 dt + \int_{t_{LxH}}^{T_s/2} (0)^2 dt + \int_{T_s/2}^{DT_s} (0)^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} \left( -\frac{IL_m}{a+2} \right)^2 dt \right)} \quad (3.35)$$

Resolvendo a equação, obtem-se o valor eficaz da corrente nos diodos em função da razão cíclica.

$$I_{D_{ef}} = \frac{I_e}{2 \cdot (a+2)} \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (3.36)$$

O valor médio da corrente nos diodos é calculado aplicando a equação do valor médio nas curvas no período de chaveamento, como se segue.

$$I_{D_{med}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left( \int_0^{t_{LxH}} (0) dt + \int_{t_{LxH}}^{T_s/2} (0) dt + \int_{T_s/2}^{DT_s} (0) dt + \int_{DT_s}^{T_s} \left( -\frac{IL_m}{a+2} \right) dt \right) \quad (3.37)$$

Resolvendo a equação, obtem-se o valor eficaz da corrente nos diodos em função da razão cíclica.

$$I_{D_{med}} = \frac{I_e}{2 \cdot (a+2)} \cdot (1-D) \quad (3.38)$$

Como mencionado anteriormente, a tensão máxima nos pares de diodos inferiores ( $D_{X1}, D_{X2}, D_{Y1}, D_{Y2}$ ) é a mesma das chaves, portanto.

$$V_{D1 \rightarrow 2m} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (3.39)$$

Já a tensão máxima nos outros diodos é a mesma dos enrolamentos secundários pois, durante seu período de polarização reversa, esses diodos devem receber os esforços de tensão desses enrolamentos, assim:

$$V_{D3 \rightarrow 6m} = \frac{a}{2} \cdot \frac{V_i}{(1-D)} \quad (3.40)$$

### 3.3.6 Análise das Correntes de Saída

As correntes de saída dos conversores  $X$  e  $Y$  são alimentadas pelos enrolamentos secundários ( $W_{X3}, W_{Y3}$ ) dos transformadores e possuem o dobro da frequência de chaveamento, como é observado na Figura 3.3. Seus valores máximo e eficaz, portanto, são os mesmos calculados para os enrolamentos secundários (tomando o Conversor  $X$  como referência) como se segue.

$$I_{xsm} = \frac{I_{Lm}}{(a+2)} \quad (3.41)$$

$$I_{xsef} = \frac{I_e}{(a+2)} \cdot \sqrt{\frac{(1-D)}{2}} \quad (3.42)$$

Antes de analisar a corrente de saída resultante, é importante citar que, em certos intervalos, ela depende da corrente máxima de entrada. Dessa forma, seu valor máximo obedece uma relação de proporcionalidade com a corrente de entrada semelhante à relação da corrente no indutor com o enrolamento secundário do Conversor  $X$ . Assim, obtem-se a Equação (3.43):

$$I_{sm} = \frac{I_{em}}{(a+2)} \quad (3.43)$$

O valor mínimo da corrente no capacitor de saída é obtido subtraindo os valores mínimos das correntes de entrada e no indutor  $L_x$ , expressos na equações (3.13) e (3.8), como se segue.

$$I_{smin} = \frac{I_{emin} - I_{Lmin}}{(a+2)} \quad (3.44)$$

O valor eficaz da corrente de saída resultante é obtido aplicando a equação do valor eficaz para a forma de onda da Figura 3.3 e considerando as variações de corrente constantes.

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{4}{T_s} \left( \int_0^{t_{LxH}} \left( \frac{I_{Lm}}{(a+2)} \right)^2 dt + \int_{t_{LxH}}^{T_s/4} \left( \frac{I_{em}}{(a+2)} \right)^2 dt \right)} \quad (3.45)$$

Resolvendo a equação, obtém-se o valor eficaz da corrente resultante na saída em função da razão cíclica.

$$I_{sef} = \frac{I_e}{2 \cdot (a+2)} \cdot \sqrt{(10 - 12 \cdot D)} \quad (3.46)$$

### 3.3.7 Análise do Capacitor de Saída

O valor máximo da corrente no capacitor de saída está relacionado com a corrente de saída, porém subtrai-se o valor da corrente que vai para a carga ( $I_o$ ), como se segue.

$$I_{Co_{max}} = \frac{I_{em}}{(a+2)} - I_o \quad (3.47)$$

O valor mínimo da corrente no capacitor de saída é obtido subtraindo os valores mínimos das correntes de entrada e no indutor  $L_X$ , expressos na equações (3.13) e (3.8), como se segue.

$$I_{Co_{min}} = \frac{I_{emin} - I_{Lmin}}{(a+2)} - I_o \quad (3.48)$$

O valor eficaz da corrente de saída resultante é obtida subtraindo o valor da corrente no resistor em todos os intervalos de tempo.

$$I_{Co_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_s} \left( \int_0^{t_{LxH}} \left( \frac{I_{Lm}}{(a+2)} - I_o \right)^2 dt + \int_{t_{LxH}}^{T_s/4} \left( \frac{I_{em}}{(a+2)} - I_o \right)^2 dt \right)} \quad (3.49)$$

Resolvendo a equação, obtém-se o valor eficaz da corrente resultante na saída em função da razão cíclica e da relação de espiras.

$$I_{Co_{ef}} = \frac{I_e}{(a+2)} \cdot \sqrt{\frac{(2 \cdot D - 1)(3 - 4 \cdot D)}{2}} \quad (3.50)$$

O valor da capacitância de saída é obtido integrando a área da corrente no capacitor (corrente vezes tempo), que equivale à carga que deve ser acumulada por ele. Como se segue.

$$Q_{Co} = \left( \int_0^{t_{LxH}} \left( \frac{I_{Lm}}{(a+2)} - I_o \right)^2 dt + \int_{t_{LxH}}^{T_s/4} \left( \frac{I_{em}}{(a+2)} - I_o \right)^2 dt \right) \quad (3.51)$$

Resolvendo a integral, obtém-se uma equação similar a do valor eficaz.

$$Q_{Co} = \frac{T_s}{4} \cdot \frac{I_e}{(a+2)} \cdot \frac{(2.D-1)(3-4.D)}{2} \quad (3.52)$$

Obtendo-se a equação da carga, aplica-se o conceito de capacitância, como se segue.

$$C_o = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{\left( \frac{T_s}{4} \cdot \frac{I_e}{(a+2)} \cdot \frac{(2.D-1)(3-4.D)}{2} \right)}{(2.\Delta V_o)} \quad (3.53)$$

Resolvendo a Equação (3.53), obtém-se a equação para calcular a capacitância em função da ondulação de tensão na saída, dentre outros parâmetros de projeto do conversor.

$$C_o = \frac{I_e.(2.D-1).(3-4.D)}{16.f_s.(a+2).\Delta V_o} \quad (3.54)$$

### 3.3.8 Análise dos Capacitores de Grampeamento

Os capacitores de grampeamento têm a função de manter as tensões nos estágios multiplicadores de tensão dos conversores  $X$  e  $Y$ . As tensões nesses capacitores devem se manter o mais constante e próximo possível entre si, pois a soma delas resultará na tensão de saída. Para obter um valor adequado de capacitância, tomando o Conversor  $X$  como referência, calcula-se o valor eficaz da corrente no capacitor de saída durante uma etapa em que apenas o Conversor  $X$  fornece corrente (Etapla *III*, por exemplo).

$$I_{CoRo} = \sqrt{\frac{4}{T_s} \int_0^{t_{LxH}} \left( \frac{i_{Lx}(t)}{a+2} - I_{Ro} \right)^2} \quad (3.55)$$

Pode-se utilizar a função do ganho estático (Equação (3.2)) para relacionar a corrente de saída  $I_{Ro}$  com a corrente de entrada, já que, durante esta etapa, seus valores instantâneos obedecem uma relação de proporcionalidade invertida em relação às tensões, dessa forma obtém-se a relação a seguir.

$$I_{Ro} = I_e \cdot \frac{(2-2.D)}{(a+2)} \quad (3.56)$$

Substituindo  $I_{Ro}$  na Equação (3.55) e considerando a corrente no indutor constante e igual a seu valor médio, pode-se resolver a integral, obtendo o seguinte valor eficaz para a

corrente no capacitor de saída.

$$I_{C_{oRo}} = \frac{I_e (3 - 4.D) \cdot \sqrt{(4.D - 2)}}{2 \cdot (a + 2)} \quad (3.57)$$

Essa corrente é proporcional à corrente nos capacitores de grameamento do Conversor  $X$ . O valor da parcela dessa corrente que é filtrada por eles depende de suas capacitâncias. Portanto, assumindo que a corrente instantânea nesses capacitores seja em torno de 5% do valor da corrente  $I_{C_{oRo}}$  no capacitor de saída, obtém-se a corrente no capacitor  $CX1$ , que é a mesma do seu complementar, bem como para os capacitores do Conversor  $Y$ .

$$I_{CX1} = (0,05) \cdot \frac{I_e (3 - 4.D) \cdot \sqrt{(4.D - 2)}}{2 \cdot (a + 2)} = \Delta Q_{CX1} \quad (3.58)$$

O módulo dessa corrente eficaz multiplicado pelo seu período de análise é, por definição, igual à descarga nesses capacitores durante o intervalo de tempo avaliado.

$$\Delta Q_{CX1} = \left| (0,1) \cdot \frac{I_e (3 - 4.D) \cdot \sqrt{(4.D - 2)} T_s}{2 \cdot (a + 2)} \cdot \frac{1}{4} \right| \quad (3.59)$$

Além disso, para calcular a capacitância, deve-se considerar a ondulação de tensão nos capacitores de grameamento, que é proporcional à ondulação da tensão de saída. Essa relação é a mesma entre a tensão nas chaves e a tensão de saída, obtida manipulando as equações (3.33) e (3.1) e substituindo as variáveis de tensão por suas respectivas variações.

$$\Delta V_{CX1} = \frac{2}{(a + 2)} \cdot \Delta V_o \quad (3.60)$$

Assim, a capacitância é obtida aplicando a sua definição através da Equação (3.61).

$$C_{X1} = \frac{\Delta Q_{CX1}}{\Delta V_{CX1}} = \frac{I_e \cdot (3 - 4.D) \cdot \sqrt{4.D - 2}}{160 \cdot \Delta V_o \cdot f_s} \quad (3.61)$$

### 3.4 Conclusões

As equações para o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*, bem como dos conversores  $X$  e  $Y$  que compõem a topologia intercalada, são muito similares às equações conhecidas na literatura do conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* original, apresentado na revisão bibliográfica (Sub-Seção 2.3). No entanto, na nova configuração foram substituídos os capacitores do retificador dobrador de tensão por diodos, trazendo novas características, como, por exemplo, todos

os diodos passam a conduzir a mesma corrente. Durante o projeto documentado no próximo capítulo, é verificado que a técnica de intercalamento melhora o rendimento do conversor.

Com as equações do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* foram devidamente escritas, o próximo passo é desenvolver um projeto para validar a topologia proposta.

## 4 PROJETO DO CONVERSOR *CC-CC BOOST AGTI-CCTE*

### 4.1 Introdução

O principal objetivo do projeto é desenvolver os circuitos de potência para o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* a fim de desenvolver um protótipo confiável, a partir do qual, são aferidos resultados experimentais com o intuito de validar toda a análise feita no presente trabalho, comparando-a com resultados teóricos e de simulação e discutindo as vantagens da topologia.

Primeiro são descritas as especificações do sistema completo. Com isso, descreve-se as especificações e considerações do projeto do conversor. Em seguida, dimensionam-se todos os componentes de potência. Os componentes de potência são dimensionados a partir das equações dos esforços de tensão de corrente, descritas no capítulo anterior.

### 4.2 Especificações e Considerações de Projeto

#### 4.2.1 *Especificações de Projeto*

A seguir são apresentadas as especificações, ou seja, os principais parâmetros que devem ser respeitados ao decorrer de todo o projeto. Ao final, os testes experimentais devem estar funcionando adequadamente dentro das especificações estabelecidas. Além disso, a tensão de saída deve fornecer regulação o suficiente para eventuais testes com degrau de carga e partida do conversor.

- Tensão de Entrada:  $V_i = 60$  [V]
- Tensão de Saída :  $V_o = 400$  [V]
- Potência de Saída:  $P_o = 1$  [kW]

#### 4.2.2 *Considerações de Projeto*

As considerações de projeto detalham o funcionamento do conversor, ou seja, estabelecem limites conservadores para suas variáveis, de modo que eventuais distúrbios não prejudiquem o funcionamento do sistema.

- Frequência de chaveamento:  $f_s = 30$  [kHz]
- Razão cíclica:  $D = 0,7$

- Rendimento do conversor:  $\eta = 0,9$

### 4.2.3 Outros Parâmetros

Por fim, são apresentados outros parâmetros (deduzidos a partir dos anteriores ou definidos para melhoria da rendimento do projeto) que são úteis no dimensionamento dos componentes. Seguem os cálculos de alguns parâmetros.

A corrente de entrada ( $I_e$ ) é obtida relacionando os parâmetros anteriores.

$$I_e = \frac{P_o}{(\eta V_i)} = 18,519 \quad [A] \quad (4.1)$$

A resistência na saída ( $R_o$ ) também é obtida relacionando os parâmetros anteriores.

$$R_o = \frac{P_o}{V_o} = 160 \quad [\Omega] \quad (4.2)$$

A relação de espiras ( $a$ ) é calculada aplicando os valores de projeto na Equação (3.4) revisada no início da Seção 3.3, como se segue.

$$a = \frac{V_o}{V_i} \cdot 2 \cdot (1 - D) - 2 = \frac{400}{60} \cdot 2 \cdot (1 - (0,7)) - 2 = 2 \quad (4.3)$$

As ondulações são consideradas em torno do valor médio. Considerando, os últimos cálculos, obtêm-se os seguintes parâmetros.

- Corrente Eficaz Nominal na Entrada:  $I_e = 18,519 [A]$
- Relação de Espiras nos Enrolamentos dos Transformadores: 2
- Resistência Nominal na Saída:  $R_o = 160 [\Omega]$
- Ondulação na Tensão de Saída em Relação ao Valor Médio:  $\frac{\Delta V_o}{2} = 8 [V]$
- Ondulação na Corrente de Entrada em Relação ao Valor Médio:  $\frac{\Delta I_e}{2} = 0,926 [A]$

## 4.3 Projeto do Circuito de Potência

A primeira parte do projeto diz respeito ao circuito de potência, ou seja, utilizaremos as equações da Seção 3.3 e outras equações de dimensionamento para calcular os esforços de cada componente e seleccionar os mais adequados. À medida que os componentes são dimensionados, seus dados são compilados em tabelas ao final de cada sub-seção.

### 4.3.1 Dimensionamento dos Indutores de Armazenamento

A corrente eficaz para um indutor ( $I_{L_{ef}}$ ) de armazenamento é igual à metade da corrente de entrada.

$$I_{L_{x_{ef}}} = \frac{I_e}{2} = 9,259 \quad [A] \quad (4.4)$$

A ondulação de corrente é calculada utilizando a Equação (3.11), documentada no capítulo anterior.

$$\frac{\Delta I_{L_x}}{2} = \frac{2 - 2 \cdot (D)}{3 - 4 \cdot (D)} \cdot \frac{\Delta I_e}{2} = \frac{2 - 2 \cdot (0,7)}{3 - 4 \cdot (0,7)} \cdot (0,926) = 2,778 \quad [A] \quad (4.5)$$

A corrente de pico é obtida aplicando a Equação (4.6), considerando a ondulação de corrente no indutor ( $\Delta I_{L_x}$ ) da sub-seção anterior.

$$I_{L_m} = \frac{I_e}{2} + \frac{\Delta I_{L_x}}{2} \quad (4.6)$$

A indutância  $L_x$  é calculada a partir da Equação (4.5), na qual isola-se a variável da indutância e substitui-se os valores conhecidos, como se segue.

$$L_x = \frac{V_o}{8 \cdot f_s \cdot \frac{\Delta I_e}{2} \cdot (2 + a)} = \frac{400}{8 \cdot (30k) \cdot (2,778) \cdot (2 + (2))} = 150 \quad [\mu H] \quad (4.7)$$

#### Dimensionamento do Núcleo Magnético do Indutor

Para o dimensionamento do núcleo magnético dos indutores são considerados os seguintes parâmetros.

- Densidade de Fluxo Magnético:  $B_{max} = 0,3$  [T]
- Densidade de Corrente:  $J_{max} = 400$  [A/cm<sup>2</sup>]
- Fator de Utilização da Janela do Núcleo:  $K_w = 0,7$

A partir desses parâmetros e dos outros calculados nesta sub-seção, obtém-se o produto de áreas ( $A_e A_w$ ), que irá definir a escolha do núcleo mais adequado. A Equação (4.8) a seguir representa o produto de áreas.

$$A_e A_w = \frac{L_x \cdot I_{L_m} \cdot I_{L_{x_{ef}}}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 1,761 \quad [cm^4] \quad (4.8)$$

Para o produto de áreas teórico, opta-se por utilizar o Núcleo com Formato *EE* (*NEE*)-55/28/21 de material *IP12R* da *Thornton* (*THORNTON* ELETRÔNICA, 2008) devido à disponibilidade laboratorial e padronização dos núcleos de todos os magnéticos.

Uma vez escolhido o núcleo, calcula-se o número de espiras do indutor.

$$N_{L_x} = \frac{L_x \cdot I_{L_m}}{B_{max} \cdot A_e} = 16 \quad [espiras] \quad (4.9)$$

#### *Entreferro do Núcleo Magnético do Indutor*

Para os cálculos do entreferro do núcleo, levamos em consideração os seguintes parâmetros.

- Permeabilidade Relativa do Entreferro:  $\mu_r = 1$
- Permeabilidade do Ar:  $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  [B/H]

O entreferro ( $\sigma$ ) deve ser ajustado pelas Equações (4.10) e (4.11).

$$l_g = \frac{\mu_r \cdot \mu_o \cdot N_{L_x}^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_x} = 0,076 \quad [cm] \quad (4.10)$$

$$\sigma = \frac{l_g}{2} = 0,038 \quad [cm] \quad (4.11)$$

#### *Cálculo do Novo Número de Espiras Considerando o Entreferro*

Devido ao fator de espraiamento (*fringing flux*) ( $F$ ) na região de entreferro deve ser feita a correção do número de espiras. Portanto, o fator de espraiamento é encontrado usando a Equação (4.12).

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \frac{2 \cdot G}{l_g} = 1,185 \quad [cm^4] \quad (4.12)$$

A partir do fator de espraiamento, calcula-se o novo número de espiras ( $N_{L_{X_{novo}}}$ ) (MCLYMAN, 2004).

$$N_{L_{X_{novo}}} = \sqrt{\frac{l_g \cdot L_x}{0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot 10^{-8}}} = 15 \quad [espiras] \quad (4.13)$$

A seção total do condutor é encontrada usando a Equação (4.14).

$$S_{L_x} = \frac{I_{L_{X_{ef}}}}{J_{max}} = 0,02315 \quad [cm^2] \quad (4.14)$$

As espiras dos enrolamentos devem ser feitas com fios de 22 *American Wire Gauge* (AWG) pelo fato de serem mais flexíveis. As seções sem isolamento ( $S_{22AWGS}$ ) e com isolamento ( $S_{22AWGC}$ ) do fio indicado valem, respectivamente:  $0,003255 \text{ cm}^2$  e  $0,004013 \text{ cm}^2$ .

O número de fios em paralelo ( $n_{f_{Lx}}$ ), bem como a área ( $A_{cu_{Lx}}$ ) ocupada por eles são calculados a seguir, nas Equações (4.15) e (4.16).

$$n_{f_{Lx}} = \frac{S_{Lx}}{S_{22AWGS}} = 8 \quad [\text{fios}] \quad (4.15)$$

$$A_{cu_{Lx}} = n_{f_{Lx}} \cdot S_{22AWGS} \cdot N_{Lb_{novo}} = 0,482 \quad [\text{cm}^2] \quad (4.16)$$

Por fim, calcula-se o fator de preenchimento da janela ( $Rel_A$ ) pela Equação (4.17). Ele deve ser menor que o  $K_w$  especificado (0,7).

$$Rel_A = \frac{A_{cu_{Lx}}}{A_w} = 0,161 \quad (4.17)$$

Os principais dados relativos ao indutor escolhido para os conversores X e Y estão listados na tabela a seguir.

Tabela 4.1 – Principais dados dos indutores

<b>Valor da Indutância</b>	$L_X=150 \text{ } [\mu\text{H}]$
<b>Núcleo Escolhido</b>	<i>NEE-55/28/21 (Thornton)</i>
<b>Número de Espiras</b>	$N_{LX_{novo}} = 15 \text{ Espiras}$
<b>Bitola do Fio Esmaltado</b>	22AWG
<b>Número de Fios em Paralelo</b>	$n_{f_{Lx}} = 8 \text{ fios}$
<b>Entreferro Estimado</b>	$l_g=0,076 \text{ cm}$

Fonte: Próprio Autor

### 4.3.2 Dimensionamento dos Transformadores

Os transformadores de alta frequência ( $T_r$ ) são iguais e apresentam dois enrolamentos primários, que possuem o mesmo número de espiras ( $N_p$ ) e um enrolamento secundário ( $N_s$ ).

#### *Dimensionamento do Núcleo Magnético*

Para o dimensionamento do elemento magnético dos transformadores são considerados os seguintes parâmetros.

- Variação da Densidade de Fluxo Magnético:  $\Delta B_{max} = 0,2$  [T]
- Densidade de Corrente:  $J_{max} = 400$  [A/cm<sup>2</sup>]
- Fator de Utilização da Janela do Núcleo:  $K_u = 0,7$
- Fator de Topologia:  $K_t = 1$

A potência processada pelo transformador é calculada utilizando a Equação (3.27), documentada no capítulo anterior.

$$P_{tr} = \frac{P_i (a + \sqrt{2})}{2 \cdot (a + 2)} = 474,196 \quad [W] \quad (4.18)$$

O produto das áreas da janela e da seção do núcleo é expressado pela Equação (4.19)

$$A_e A_w = \frac{P_{tr}}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot 2 \cdot f_s} \cdot 10^4 = 6,024 \quad [cm^4] \quad (4.19)$$

Para o produto de áreas calculado, opta-se por utilizar o núcleo *NEE-55/28/21* (*THORNTON ELETRÔNICA*, 2008).

O número de espiras dos primários é encontrado pela Equação (4.20), sendo o valor calculado arredondado para um número inteiro.

$$N_p = \frac{V_i \cdot (1,3)}{\Delta B_{max} \cdot A_e} = 19 \quad [espiras] \quad (4.20)$$

O número de espiras do secundário é encontrado utilizando a relação de espiras, como na Equação (4.21), sendo o valor calculado arredondado para um número inteiro.

$$N_s = N_p \cdot a = 38 \quad [espiras] \quad (4.21)$$

Aplicando os parâmetros de projeto nas Equações (3.16) e (3.22), calcula-se as correntes eficazes no primário e no secundário, como se segue.

$$I_{p_{ef}} = \frac{18,519}{4 \cdot ((2) + 2)} \cdot \sqrt{3 \cdot (2)^2 - 2 \cdot (2)^2 \cdot D + 4 \cdot (2) + 4} = 4,965 \quad [A] \quad (4.22)$$

$$I_{s_{ef}} = \frac{18,519}{2 \cdot ((2) + 2)} \cdot \sqrt{(2 - 2 \cdot (0,7))} = 1,793 \quad [A] \quad (4.23)$$

A partir das correntes eficazes, obtêm-se pelas Equações (4.24) e (4.25) a seção dos enrolamentos primário ( $S_{pri}$ ) e secundário ( $S_{sec}$ ).

$$S_{pri} = \frac{I_{p_{ef}}}{J_{max}} = 0,01241 \quad [cm^2] \quad (4.24)$$

$$S_{sec} = \frac{I_{sef}}{J_{max}} = 0,0044825 \quad [cm^2] \quad (4.25)$$

#### *Penetração de Corrente no Condutor devido ao Efeito Pelicular*

Para escolha da bitola do fio, deve-se considerar a profundidade de penetração da corrente ( $\Delta$ ), obtida pela Equação (4.26) (MCLYMAN, 2004).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,043 \quad [cm] \quad (4.26)$$

A partir da profundidade de penetração da corrente ( $\Delta$ ), calcula-se o diâmetro máximo possível para a bitola do fio pela Equação (4.27).

$$Diam = 2.\Delta = 0,087 \quad [cm] \quad (4.27)$$

Considerando os cálculos, as espiras dos enrolamentos devem ser feitas com fios de 22AWG. A seções sem isolamento ( $S_{22AWGS}$ ) e com isolamento ( $S_{22AWGC}$ ) do fio indicado valem, respectivamente:  $0,003255 \text{ cm}^2$  e  $0,004013 \text{ cm}^2$ .

Utilizando a seção dos enrolamentos primário ( $S_{pri}$ ) e ( $S_{sec}$ ) secundário, obtidas pelas equações (4.24) e (4.25), pode-se calcular o número de fios em paralelo nos enrolamentos primário ( $n_{pri}$ ) e secundário ( $n_{sec}$ ), arredondando para valores inteiros as Equações (4.28) e (4.29).

$$n_{pri} = \frac{S_{pri}}{S_{22AWGS}} = 4 \quad [fios] \quad (4.28)$$

$$n_{sec} = \frac{S_{sec}}{S_{22AWGS}} = 2 \quad [fios] \quad (4.29)$$

#### *Cálculo do Fator de Utilização da Janela*

Agora, verifica-se se o transformador projetado é viável do ponto de vista físico, para isso, calcula-se o fator de utilização da janela real ( $K_{u_{real}}$ ), ou seja, considerando os seguintes parâmetros de projeto: área efetiva ocupada pelo Carretel ( $A_{w_{carr}}$ ); áreas totais dos enrolamentos primário ( $A_{fio_p}$ ) e secundário ( $A_{fio_s}$ ). Obtidas pelas Equações (4.30), (4.31) e (4.32).

$$A_{w_{carr}} = 0,8.A_w = 3 \quad [cm^2] \quad (4.30)$$

$$A_{fio_p} = N_p \cdot S_{22AWGS} \cdot n_{pri} = 0,3 \quad [cm^2] \quad (4.31)$$

$$A_{fio_s} = N_s \cdot S_{22AWGS} \cdot n_{sec} = 0,305 \quad [cm^2] \quad (4.32)$$

Por fim, obtém-se o fator de utilização da janela real ( $K_{u_{real}}$ ) pela Equação (4.33)

$$k_{u_{real}} = \frac{2 \cdot A_{fio_p} + 2 \cdot A_{fio_s}}{A_{w_{carr}}} = 0,305 \quad (4.33)$$

Como o valor do fator de utilização da janela real ( $K_{u_{real}}$ ) é menor que o estipulado no projeto (0,4), conclui-se que o projeto é viável.

#### *Perdas no Núcleo*

Para calcular as perdas no núcleo ( $P_n$ ), deve-se considerar o massa total (m) do transformador, que vale 109 g, e as perdas por grama ( $P_p$ ) que valem 30 mg/W (THORNTON ELETRÔNICA, 2008). Assim, obtém-se a Equação (4.34).

$$P_n = m \cdot P_p \cdot \frac{1}{1000} = (109) \cdot (30) \cdot \frac{1}{1000} = 3,27 \quad [W] \quad (4.34)$$

#### *Perdas no Cobre e nos Enrolamentos*

Para calcular as perdas no cobre e nos enrolamentos ( $P_e$ ), deve-se considerar o comprimento médio ( $l_e$ ) de uma volta no carretel do transformador, que vale 11,6 cm, a resistividade do cobre ( $\rho$ ), que vale  $1,73 \cdot 10^{-6} \Omega m$ . Além disso, utilizam-se: os valores das seções dos enrolamentos primários ( $S_{pri}$ ) ( $0,01241 \text{ cm}^2$ ) e secundário ( $S_{sec}$ ) ( $0,0044825 \text{ cm}^2$ ), obtidos nas Equações (4.24) e (4.25); as correntes eficazes dos enrolamentos primários ( $I_{p_{ef}}$ ) (19,71 A) e secundário ( $I_{s_{ef}}$ ) (14,34 A), obtidas nas Equações (3.16) e (4.23); e o número de enrolamentos nos primários ( $N_p$ ) (9) e no secundário ( $N_s$ ) (9). A partir desses parâmetros, calcula-se as perdas nos enrolamentos primários ( $P_{Cu_p}$ ) e secundário ( $P_{Cu_s}$ ), pelas Equações (4.35) e (4.36).

$$P_{Cu_p} = \frac{2 \cdot N_p \cdot l_e \cdot \rho}{S_{pri}} \cdot I_{p_{ef}}^2 = 2,061 \quad [W] \quad (4.35)$$

$$P_{Cu_s} = \frac{N_s \cdot l_e \cdot \rho}{S_{sec}} \cdot I_{s_{ef}}^2 = 0,547 \quad [W] \quad (4.36)$$

Assim, calcula-se as perdas no cobre e nos enrolamentos pela Equação (4.37).

$$P_e = 2.(P_{Cu_p} + P_{Cu_s}) = 2,0608 \quad [W] \quad (4.37)$$

#### *Perdas Totais e Aumento de Temperatura*

As perdas totais no transformador ( $P_t$ ) são obtidas somado os valores das perdas no núcleo ( $P_n$ ) e as perdas no enrolamentos ( $P_e$ ) obtidas nas Equações (4.34) e (4.37), respectivamente, considerando que o conversor possui dois transformadores.

$$P_t = 2.(P_n + P_e) = 10,664 \quad [W] \quad (4.38)$$

A partir da potência total dissipada nos transformadores e conjecturando a resistência térmica ( $R_{th}$ ) pela Equação (4.39), calcula-se seu aumento de temperatura ( $\Delta T$ ) em cada transformador pela Equação 4.40.

$$R_{th} = 23.(A_e A_w)^{-0,37} = 8,835 \quad [^{\circ}C/W] \quad (4.39)$$

$$\Delta T = R_{th} \cdot \frac{P_t}{2} = 47,102 \quad [^{\circ}C] \quad (4.40)$$

A elevação de temperatura encontra-se num limiar aceitável para operação dos transformadores; tornando, pois, o projeto viável. A tabela a seguir traz os principais dados relativos ao projeto dos transformadores do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

Tabela 4.2 – Principais dados dos transformadores

<b>Núcleo Escolhido</b>		<i>NEE-55/28/21 (Thornton)</i>
<b>Número de Espiras</b>	Enrolamentos Primários	$N_p = 19$ Espiras
	Enrolamento Secundário	$N_s = 38$ Espiras
<b>Número de Fios em Paralelo</b>	Enrolamentos Primários	$n_{pri} = 4$ Fios
	Enrolamento Secundário	$n_{sec} = 2$ Fios
	Perdas nos Núcleos	$P_n = 6,54$ [W]
<b>Perdas</b>	Perdas nos Enrolamentos	$P_e = 4,122$ [W]
	Perdas Totais	$P_t = 10,663$ [W]
<b>Bitola do Fio Esmaltado</b>		22AWG

Fonte: Próprio Autor

#### 4.3.3 Dimensionamento das Chaves

Ao invés de utilizar quatro chaves, dimensionam-se quatro pares de chaves, sendo as chaves de cada par conectadas em paralelo, dessa forma: os esforços de corrente são reduzidos pela metade em cada chave, essa mudança ocorre no intuito de diminuir as perdas nas chaves.

Aplicando os valores de projeto na Equação (3.33) da Sub-Seção 3.3.4, obtem-se a tensão máxima em cada chave.

$$V_{S_m} = \frac{V_i}{(1-D)} = \frac{60}{(1-(0,7))} = 200 \quad [V] \quad (4.41)$$

Aplicando os valores de projeto na Equação (3.32) da Sub-Seção 3.3.4 e considerando que esse esforço de corrente é reduzido pela metade, pois cada braço do conversor conta com duas chaves em paralelo, obtem-se.

$$I_{S_{ef}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{18,519}{4 \cdot ((2) + 2)} \cdot \sqrt{(4 \cdot (0,7) + 4 \cdot (2) - 2(2)^2 \cdot (0,7) + 3 \cdot (2)^2)} = 2,4 \quad [A] \quad (4.42)$$

Para o projeto é adotado o transistor *MOSFET IRF840* da *IR* pelo fato de ser bastante comercial e com baixa resistência de condução (*INTERNATIONAL RECTIFIER*, 2008).

#### *Perdas de Condução em Cada Chave*

As perdas de condução ocorrem durante os períodos de condução da chave, esses períodos são apreciados na corrente eficaz ( $I_{S1_{ef}}$ ) e na resistência ( $R_{ds}$ ) da chave durante sua condução, assim utiliza-se a Equação (4.43) a seguir.

$$P_{S1_{cond}} = R_{ds} \cdot I_{S1_{ef}}^2 = 4,896 \quad [W] \quad (4.43)$$

#### *Perdas de Comutação em Cada Chave*

As perdas de comutação nas chaves ocorrem durante o chaveamento, já que leva um certo tempo de descida ( $t_{fn}$ ) e de subida ( $t_{rn}$ ) para passar de um estado outro. A Equação (4.44) quantifica essas perdas.

$$P_{S1_{com}} = \frac{1}{4} \cdot I_e \cdot V_i \cdot (t_{fn} + t_{rn}) \cdot f_s = 0,046 \quad [W] \quad (4.44)$$

#### *Perdas Totais das Chaves*

Por fim, contabiliza-se as perdas totais multiplicando a soma dos valores de  $P_{S1_{cond}}$  e  $P_{S1_{com}}$  pelo número total de chaves, como descreve a Equação (4.45).

$$P_{S1_{total}} = 8 \cdot (P_{S1_{cond}} + P_{S1_{com}}) = 39,536 \quad [W] \quad (4.45)$$

Como esperado, as perdas nas chaves são elementos críticos no projeto, pois influenciam diretamente no rendimento do conversor. A tabela a seguir traz as principais informações acerca do projeto das chaves do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

Tabela 4.3 – Principais dados das chaves

Chave Escolhida		MOSFET IRF840 (IR)
	Tensão Dreno-Fonte Máxima	$V_{DS_{max}} = 500$ [V]
<b>Esforços Máximos</b>	Corrente de Dreno Máxima a $100^{\circ}C$	$I_{DS} = 5,1$ [A]
	Corrente de Avalanche Repetitiva	$I_{AR} = 8$ [A]
	Perdas de Condução	$P_{cond} = 39,168$ [W]
<b>Perdas</b>	Perdas de Comutação	$P_{com} = 0,368$ [W]
	Perdas Totais	$P_{S_{total}} = 39,536$ [W]

Fonte: Próprio Autor

#### 4.3.4 Projeto dos Circuitos Snubbers

Durante o chaveamento, podem ocorrer eventuais picos de tensão causados pelas indutâncias de dispersão dos enrolamentos primários dos transformadores e pelas indutâncias parasitas das trilhas de circuito impresso. Esse picos, dependendo da potência processada, podem danificar o par de chaves correspondentes. Para reduzir a amplitude desses picos, deve-se projetar circuitos *snubbers* conectados em paralelo aos pares de chaves correspondentes a cada braço dos conversores *X* e *Y*.

O circuito *snubber* ou grampeador de tensão escolhido para esta aplicação é o circuito grampeador *RCD* dissipativo, mostrado na Figura 4.1. Sua característica dissipativa se deve ao fato dele eliminar os picos, dissipando as perturbações nos resistores (TODD, 1993).

Para o projeto do circuito *snubber*, necessita-se medir empiricamente a indutância de dispersão nos enrolamentos primários do transformador projetado. O valor da indutância de dispersão total ( $L_d$ ) medida é igual a  $12,2 \mu H$ . Assim pode-se obter a indutância de dispersão referente a um enrolamento primário a partir da seguinte equação.

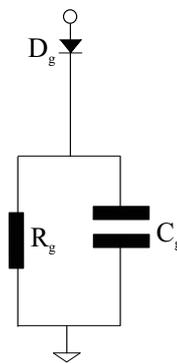
$$L_{d_p} = \frac{L_d}{3.a^2} = 1,017 \quad [\mu H] \quad (4.46)$$

Além disso, estipula-se a ondulação de tensão máxima que se deseja grampear,  $\Delta V_g = 10V$ . As outras grandezas que se utiliza são conhecidas do projeto: tensão nominal

dreno-fonte ( $V_{DS}=200V$ ) e a corrente de pico total para cada par de chaves ( $I_{Sm} = 7,986A$ ). O balanço de energia do braço corresponde à equação a seguir.

$$\frac{1}{2} \cdot (L_{dp} \cdot I_{Sm}^2) + \frac{1}{2} \cdot (C_g \cdot V_{DS}^2) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{DS} + \Delta V_g)^2 \quad (4.47)$$

Figura 4.1 – *Snubber RCD* dissipativo



Fonte: (TODD, 1993).

Utilizando a equação do balanço de energia do sistema chave-enrolamento-*snubber*, pode-se obter o valor da capacitância.

$$C_g = \frac{L_{dp} \cdot I_{Sm}^2}{\Delta V_g \cdot (\Delta V_g + 2 \cdot V_{DS})} = 15,814 \quad [nF] \quad (4.48)$$

Para esta aplicação, utiliza-se o capacitor comercial de poliéster de  $22nF/630V$ .

Para calcular a resistência do *snubber*, leva-se em consideração a constante de tempo do sistema, garantindo que ela seja muito maior que o período de chaveamento. Portanto, para este projeto considera-se a constante dez vezes maior.

$$R_g \cdot C_g = 10 \cdot T_s \quad (4.49)$$

Assim, a resistência de grampeamento é obtida pela equação a seguir.

$$R_g = \frac{10}{f_s \cdot C_g} = 15,142 \quad [k\Omega] \quad (4.50)$$

Também é necessário calcular a potência dissipada no resistor, como se segue.

$$P_{R_g} = \frac{1}{2} \cdot L_{dp} \cdot I_{Sm}^2 \cdot f_s = 0,973 \quad [W] \quad (4.51)$$

Para esta aplicação, utiliza-se o resistor comercial  $15k\Omega/2W$ .

Por fim, o diodo escolhido para esta aplicação é o *ultrafast recovery* da família *MUR*, que suporta o a frequência elevada de chaveamento. Os principais dados relativos aos circuitos *snubbers* do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* estão listados na tabela a seguir.

Tabela 4.4 – Principais dados dos *snubbers*

<b>Diodo Escolhido</b>	<i>MUR460</i>
<b>Capacitor Escolhido</b>	$C_g = \text{Poliéster } 22nF/630V$
<b>Resistor Escolhido</b>	$R_g = 15k\Omega/2W$
<b>Perdas Totais</b>	$P_{t_g} = 3,892 \text{ [W]}$

Fonte: Próprio Autor

#### 4.3.5 Dimensionamento dos Diodos

As equações de corrente e tensão da Sub-Seção 3.3.5 são aplicadas no dimensionamento dos diodos.

Aplicando os valores de projeto na Equação (3.39), obtem-se a tensão máxima para os diodos ( $D_{X1}, D_{X2}, D_{Y1}, D_{Y2}$ ) durante os intervalos de bloqueio.

$$V_{D1 \rightarrow 2m} = \frac{60}{(1 - (0,7))} = 200 \text{ [V]} \quad (4.52)$$

Em seguida calcula-se o esforço de tensão máxima reversa para o restante dos diodos, baseando-se na Equação (3.40), assim:

$$V_{D3 \rightarrow 6m} = \frac{2 \cdot 60}{2(1 - (0,7))} = 200 \text{ [V]} \quad (4.53)$$

Por fim, calculam-se as corrente eficaz e média no diodo D1, baseando-se nas equações (3.36) e (3.38), como se segue.

$$I_{D_{ef}} = \frac{18,519}{2((2) + 2)} \sqrt{(1 - (0,7))} = 1,268 \text{ [A]} \quad (4.54)$$

$$I_{D_{med}} = \frac{18,519}{2((2) + 2)} \cdot (1 - (0,7)) = 0,694 \text{ [A]} \quad (4.55)$$

Para todos os diodos, é adotado o diodo ultra rápido *15ETH06* da *Vishay* (*VISHAY SEMICONDUCTORS*, 2015).

#### *Perdas de Condução em Cada Diodo*

As perdas de condução ocorrem durante os períodos de polarização direta dos diodos, esses períodos são apreciados nas correntes eficaz e média ( $I_{D1_{ef}}$  e  $I_{D1_m}$ , respectivamente), para o par D1/D2, e nas correntes eficaz e média ( $I_{D3_{ef}}$  e  $I_{D3_m}$ , respectivamente) para o par D3/D4. Além disso, essas perdas dependem dos parâmetros: queda de tensão direta para a corrente nominal ( $V_{fn}$ ), queda de tensão direta limiar ( $V_{fo}$ ) e corrente direta nominal ( $I_{dn}$ ). Assim, utiliza-se a Equação (4.56) a seguir.

$$P_{D_{cond}} = \frac{V_{fn} - V_{fo}}{I_{dn}} \cdot I_{D1_{ef}}^2 + V_{fo} \cdot I_{D1_m} = 0,69 \quad [W] \quad (4.56)$$

#### *Perdas totais nos Diodos*

Para obter as perdas totais nos quatro diodos, somam-se o dobro das perdas de condução no diodo D1 ( $P_{D1_{cond}}$ ) com o dobro das perdas de condução no diodo D3 ( $P_{D3_{cond}}$ ), como descreve a Equação (4.57).

$$P_{D_{total}} = 12 \cdot (P_{D_{cond}}) = 8,277 \quad [W] \quad (4.57)$$

A tabela a seguir mostra os principais dados relativos aos diodos no conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

Tabela 4.5 – Principais dados dos diodos

<b>Diodo Escolhido</b>	<i>15ETH06 (Vishay)</i>	
	Tensão Reversa Repetitiva de Pico Máximo	$V_{RRM} = 600 [V]$
<b>Esforços Máximos</b>	Corrente Máxima de Condução Direta	$I_{FN} = 15 [A]$
	Corrente de Pico Não Repetitivo	$I_{FSM} = 120 [A]$
<b>Perdas Totais</b>	$P_{D_{total}} = 8,277 [W]$	

Fonte: Próprio Autor

### 4.3.6 Dimensionamento dos Capacitores

Todos os capacitores do circuito de potência, com exceção do capacitor de saída, são utilizados apenas para grampear a tensão nos terminais. A capacitância do capacitor de saída deve ter um valor maior que o definido a partir da Equação (3.53), como se segue.

$$C_o = \frac{(18,52) \cdot (2 \cdot (0,7) - 1) \cdot (3 - 4 \cdot (0,7))}{16 \cdot (30k) \cdot ((0,7) + 2) \cdot (8)} = 2,4 \quad [\mu F] \quad (4.58)$$

Portanto, é utilizado um par de capacitores de filme em paralelo de  $1,8\mu F/630V$ , fornecendo uma capacitância total de  $3,6\mu F$ .

Os capacitores de grampeamento, devem ter capacitância maior que a definida pela Equação (3.61), como se segue.

$$C_{X1} = \frac{(18,52) \cdot (3 - 4 \cdot (0,7)) \cdot \sqrt{4 \cdot (0,7) - 2}}{160 \cdot (8) \cdot (30k)} = 86,27 \quad [nF] \quad (4.59)$$

Portanto, o capacitor de filme comercial de  $220nF/250V$  é uma escolha adequada para os capacitores de grampeamento.

#### *Capacitor do Filtro de Saída Considerando Cargas Não Lineares*

Para aplicações em cargas não lineares, o dimensionamento do capacitor do filtro de saída não leva em consideração a análise teórica do capítulo anterior, a qual foi feita para uma carga resistiva. Para dimensionar um capacitor ideal deve-se considerar a queda de tensão no barramento e aplicar a Equação (4.60), conhecida na literatura, que utiliza, além de alguns parâmetros de projeto deste capítulos, os seguintes parâmetros: o tempo de queda ( $\Delta t_d$ ), que deve ser maior ou igual a metade do período relacionado à frequência de  $60\text{ Hz}$  da onda de saída de um inversor monofásico, ou seja  $16,6\text{ ms}$ ; e a tensão mínima permitida ( $V_d$ ) no barramento, podendo esta ser arbitrada pelo projetista conforme a demanda da carga não linear, assim, arbitra-se um valor de  $330\text{ V}$ .

$$C_{on} = \frac{P_o \cdot \Delta t_d}{V_o^2 - V_d^2} = 326,2 \quad [\mu F] \quad (4.60)$$

Dessa forma, o capacitor de filme comercial  $480\mu F/450V$  da *EPCOS* é ideal para uma eventual aplicação (AG EPCOS, 2017).

#### 4.3.7 Dimensionamento do Dissipador

Considerando uma temperatura ambiente  $T_a$  de  $40^\circ C$  e uma temperatura de junção  $T_j$  de  $100^\circ C$ , determina-se a resistência térmica entre a junção e o cobre das chaves e diodos, disponíveis no *datasheet* dos fabricantes (*INTERNATIONAL RECTIFIER*, 2008) (*VISHAY SEMICONDUCTORS*, 2015).

Primeiro calcula-se a temperatura do dissipador para o conjunto de chaves através da Equação (4.61), os parâmetros das chaves são retirados do *datasheet* da chave escolhida (*INTERNATIONAL RECTIFIER*, 2008).

$$T_{dS} = T_j - P_{S_{total}} \cdot (R_{\theta JC} + R_{\theta CD}) = 84,754 \quad [^\circ C] \quad (4.61)$$

Em seguida, calcula-se a temperatura do dissipador para o conjunto de diodos através da Equação (4.62), os parâmetros térmicos dos diodos são retirados do *datasheet* do diodo escolhido (*VISHAY SEMICONDUCTORS*, 2015).

$$T_{dD} = T_j - P_{D_{total}} \cdot (R_{\theta JC} + R_{\theta CD}) = 85,102 \quad [^\circ C] \quad (4.62)$$

Utiliza-se a menor temperatura obtida como referência para o dimensionamento do dissipador resultante, no caso, é usada a dos diodos como parâmetro. Assim, calcula-se resistência térmica máxima para o dissipador.

$$R_{th} = \frac{T_{dD} - T_a}{P_{S_{total}} + P_{D_{total}}} = 2,446 \quad [^\circ C/W] \quad (4.63)$$

Portanto, seleciona-se o dissipador comercial *HS 21060* da *HS DISSIPADORES* com resistência térmica ( $R_{da}$ ) igual a  $0,83^\circ C/W$  (*HS DISSIPADORES*, 2015).

#### 4.3.8 Análise de Perdas e Rendimento

As perdas totais do projeto do conversor podem ser utilizadas na estimativa do rendimento, espera-se que o valor obtido esteja dentro dos limites especificados no projeto.

$$P_{totais} = P_t + P_{S_{total}} + P_{t_g} + P_{D_{total}} = 62,368 \quad [W] \quad (4.64)$$

Assim, pode-se calcular o rendimento esperado para o projeto, como se segue.

$$\eta_p = 1 - \frac{P_{totais}}{P_o} = 0,94 \quad (4.65)$$

O rendimento total se adequa aos parâmetros de projeto. Portanto, a escolha dos componentes para montagem do protótipo se mostrou satisfatória.

#### **4.4 Comparativo entre o Conversor *CC-CC Boost AGT-CCTE* e o Conversor *CC-CC Boost AGT-CCTE***

Nesta seção, é feito um comparativo acerca deste projeto e uma possível versão de projeto de um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* com a mesma potência. Para auxiliar esta análise, está disponível no Apêndice B um projeto resumido com as mesmas especificações e considerações do projeto deste capítulo. É certo que a versão intercalada do *boost* de alto ganho aumenta a complexidade do projeto, principalmente devido ao aumento do número componentes, no entanto, esta discussão tem o intuito de, a partir da análise das principais equações vistas neste capítulo, mostrar que o conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* tem potencialmente menos espaço e apresenta menos perdas. Nesta seção, avalia-se o potencial de rendimento e economia de espaço do conversor sob estudo, portanto, deve-se considerar a escolha dos componentes mais adequados possíveis e uma manufatura industrial dos *PCBs*.

##### **4.4.1 Comparativo no Projeto dos Magnéticos**

Em se tratando de economia de espaço, os magnéticos são um fator crítico nesta discussão, pois são os componentes que ocupam mais espaço no desenvolvimento do conversor. Por isso, é feita uma análise e uma estimativa do volume ocupado por núcleos que satisfaçam idealmente a demanda dos projetos dos indutores e transformadores. A análise é baseada na variável produto de áreas ( $A_e A_w$ ) utilizada tanto no projeto dos indutores como no projeto dos transformadores. Depois, a correlação linear entre essa variável e o volume físico do núcleo é comprovada empiricamente, baseando-se no catálogo de núcleos ferrites da *Thornton*.

##### *Indutores*

Para o projeto de um indutor *boost*, deve-se considerar a indutância e a corrente, que são parâmetros diretamente proporcionais ao produto de áreas, segundo a Equação (4.8). A equação é diretamente proporcional à corrente máxima, à corrente eficaz no indutor e à indutância.

A indutância de um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* é inversamente proporcional à ondulação de corrente no indutor (Equação (3.5)), que deve ser em torno de três vezes menor

para garantir uma ondulação de corrente tão baixa quanto a de sua versão intercalada (Equação (3.11)). Portanto, considerando uma indutância três vezes maior, bem como os valores de corrente máxima e eficaz duplicados, o produto de áreas para o núcleo ideal deve ser em torno de doze vezes maior.

### *Transformadores*

O produto de áreas dos transformadores depende apenas da potência processada (Equação (4.19)). Essa potência é diretamente proporcional à potência de entrada (Equação (3.27)). Logo conclui-se que um transformador projetado para um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* semelhante possui produto de áreas aproximadamente duas vezes maior que o encontrado para os dois transformadores do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*. Logo, se a relação for linear, o espaço ocupado pelos transformadores do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* ocupará aproximadamente o mesmo espaço do que sua versão simples.

### *Relação entre o Produto de Áreas e o Volume Físico*

Dentre os parâmetros do catálogo de núcleos de ferrite na *Thornton*, pode-se encontrar o volume efetivo ( $V_e$ ), que, apesar de não corresponder numericamente ao volume físico, é uma variável que depende linearmente dele. Para núcleos de ferrite com áreas de janela ( $A_w$ ) e áreas efetivas ( $A_e$ ) de valores próximos, a Equação (4.66) é uma boa estimativa para relacionar o volume efetivo e o volume físico do núcleo (OLIVEIRA, 2001).

$$V_g = 2.V_e \quad (4.66)$$

Partindo dessa premissa, pode-se comparar a área efetiva com o volume físico dos núcleos. A tabela a seguir traz alguns valores de produto de áreas (com valores próximos de área efetiva e área de janela) e volume efetivo para diversos núcleos da *Thornton*, bem como o valor estimado do núcleo físico.

A partir dos dados da Tabela 4.6, plota-se os pontos em um gráfico com eixos ( $A_e A_w \times V_g$ ) na Figura 4.2 e pode-se estimar uma função polinomial linear que relacione essas duas variáveis dentro dos domínios e contra-domínios de valores da tabela. A função obtida corresponde a Equação (4.67).

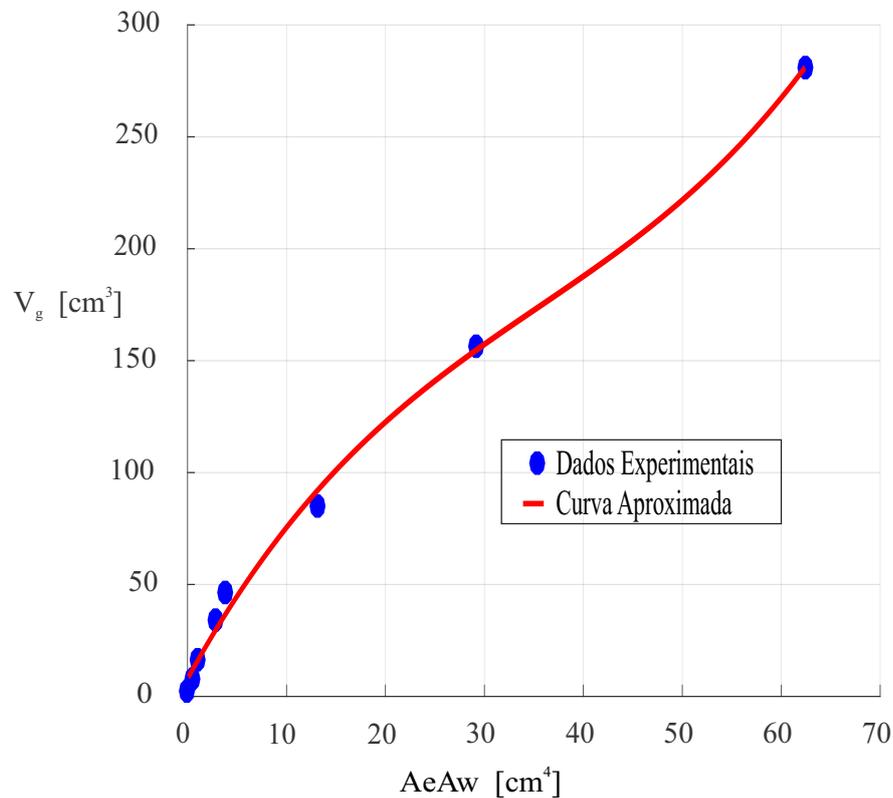
$$V_g = 0,013.(A_e A_w)^3 - 0,14.(A_e A_w)^2 + 8,04.(A_e A_w) + 7,95 \quad (4.67)$$

Assim, pode-se utilizar essa equação para estimar o volume ideal para o projeto dos magnéticos dos conversores. Lembrando que os volumes calculados para o conversor *CC-CC*

Tabela 4.6 – Dados para núcleos de ferrite (*NEE*)

Núcleo	AeAw	$V_e$	$V_g$
<b>NEE 20</b>	0,08 [cm <sup>4</sup> ]	1,34 [cm <sup>3</sup> ]	2,68 [cm <sup>3</sup> ]
<b>NEE 30/7</b>	0,48 [cm <sup>4</sup> ]	4 [cm <sup>3</sup> ]	8 [cm <sup>3</sup> ]
<b>NEE 30/14</b>	1,02 [cm <sup>4</sup> ]	8,17 [cm <sup>3</sup> ]	16,34 [cm <sup>3</sup> ]
<b>NEE 42/15</b>	2,84 [cm <sup>4</sup> ]	17,1 [cm <sup>3</sup> ]	34,2 [cm <sup>3</sup> ]
<b>NEE 55/21</b>	13,27 [cm <sup>4</sup> ]	42,5 [cm <sup>3</sup> ]	85 [cm <sup>3</sup> ]
<b>NEE 65/33</b>	29,14 [cm <sup>4</sup> ]	78,2 [cm <sup>3</sup> ]	156,4 [cm <sup>3</sup> ]
<b>NEE 76/50</b>	62,41 [cm <sup>4</sup> ]	140,45 [cm <sup>3</sup> ]	280,9 [cm <sup>3</sup> ]

Fonte: (THORNTON ELETRÔNICA, 2008)

Figura 4.2 – Produto de áreas por volume físico para *NEEs*

Fonte: Próprio Autor.

*boost AGTI-CCTE* estão multiplicados por dois. Os valores são descritos na Tabela 4.7.

Portanto, se os projetos dos magnéticos entre um conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* e um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* de mesma potência forem executados da forma mais eficiente possível (visando economia de espaço), a versão intercalada ocupa menos volume, apesar do maior número de magnéticos. O principal motivo dessa discrepância está no projeto

da indutância. Esta, na sua versão simples, visando suprir a mesma demanda de ondulação de corrente na entrada, deve ser consideravelmente maior do que a versão intercalada.

Tabela 4.7 – Volume ideal dos magnéticos projetados

Conversor	Magnético	Volume
<b>AGTI- CCTE</b>	Indutor	43,33 [cm <sup>3</sup> ]
	Transf.	102,99 [cm <sup>3</sup> ]
	Total	146,32 [cm <sup>3</sup> ]
<b>AGT- CCTE</b>	Indutor	126,97 [cm <sup>3</sup> ]
	Transf.	86,5 [cm <sup>3</sup> ]
	Total	213,45 [cm <sup>3</sup> ]

Fonte: Próprio Autor

#### 4.4.2 Comparativo no Dimensionamento dos Semicondutores

O aumento do número de chaves e diodos não influencia significativamente na área total da *Placa de Circuito Impresso/ Printed Circuit Board (PCB)*, principalmente porque ela depende, em grande parte, da habilidade e recursos do projetista. Portanto, deve-se voltar a atenção para análise de perdas dentre os dois projetos, em especial focando nas perdas de condução das chaves, que são as que mais comprometem o rendimento dos conversor.

Assim, considerando uma mesma resistência Dreno-Fonte para as chaves de ambos os conversores, a Equação (4.43) representa as perdas de condução de uma chave do conversor, essa consideração é viável para o projeto de um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* de mesma potência, como é observado no Apêndice B. Essas perdas são diretamente proporcionais ao quadrado da corrente eficaz nas chaves. Considerando que o valor da corrente eficaz irá duplicar para um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* de mesma potência, as perdas de condução em cada chave são multiplicadas por quatro. Assim, apesar do número de chaves reduzir pela metade, o valor da potência total dissipada nessas chaves (Equação (4.45)) seria dobrado; diminuindo, pois, o rendimento do sistema. Essa lógica é estendida para o cálculo de perdas de outros componentes (como diodos ou nos transformadores): por mais que o número de componentes seja reduzido pela metade no projeto de um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE*, as correntes eficazes e as perdas são duplicadas nesses componentes, isso ocorre pois a dissipação total de energia neles geralmente é diretamente proporcional ao quadrado de suas respectivas correntes eficazes. A premissa utilizada para análise de perdas nessa sub-seção é válida para chaves tipo *MOSFET*,

cujas resistências Dreno-Fonte são consideradas constantes e podem ser equacionadas com a corrente eficaz para o cálculo de perdas.

Para o caso de chaves tipo *MOSFET*, quanto maior sua robustez para suportar tensões e picos de corrente, maior, também, tende a ser a resistência Dreno-Fonte. Portanto, se tivessem sido selecionadas chaves mais robustas no projeto do Apêndice B, as perdas aumentariam ainda mais e o rendimento seria comprometido.

#### 4.5 Conclusões

Neste capítulo, fez-se uma descrição para o projeto de um conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*, dimensionando-se os principais componentes e levando em consideração as perdas. O projeto mostrou-se uma oportunidade para aplicação das equações que descrevem os parâmetros do conversor, estudadas no capítulo anterior.

Vale ressaltar que os componentes são selecionados baseados em um esforço menor em relação a um projeto do conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* com a mesma potência. Tal fato diminui as perdas no conversor, principalmente levando em conta os esforços de corrente nas chaves e nos diodos. No entanto, tanto o projeto dos magnéticos, como o projeto da placa, deve ser feito o mais simétrico possível, para evitar diferença nas impedâncias e eventuais desbalanços entre os conversores *X* e *Y*, que compõem o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

Ao final, é feito um comparativo entre o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* e um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* com a mesma potência. Assim, concluiu-se que, apesar de mais complexo, o projeto do conversor *boost* intercalado ocupa potencialmente menos espaço e tende a ter rendimento maior que sua versão simples.

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR *CC-CC BOOST AGTI-CCTE*

### 5.1 Introdução

Neste capítulo, é abordada a execução do projeto do capítulo anterior, mostrando os resultados obtidos e comparando-os com as simulações do conversor sob estudo. Inicialmente, é feita uma breve descrição da interface digital do *Simulink*, utilizada para gerar os *PWMs* que comandarão o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*, além de uma descrição do protótipo. Em seguida, são apresentados os resultados de simulação obtidos através do *software Psim* e os resultados experimentais do protótipo em regime permanente, comparando-os, à medida que são apresentados. Por fim, faz-se uma análise de como o rendimento experimental varia de acordo com a carga, comparando-o com o rendimento calculado durante o projeto do Capítulo 4.

### 5.2 Interface para Programação Digital via Blocos do *Simulink*

Como se sabe, devem ser gerados quatro *PWMs*, defasados em ângulos de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  e  $270^\circ$ , com a mesma razão cíclica. Sendo que, por convenção, os *PWMs* de ângulos  $0^\circ$  e  $180^\circ$  são responsáveis pelo chaveamento do Conversor *X*. Para tal, necessita-se de um sistema confiável e de alta performance, por isso foi adotado o *DSP Delfino F28377S* da *Texas Instruments (TI)*. Tal escolha se deve ao fato desse ser um *DSP* com excelente custo benefício. Sua Unidade Central de Processamento/ *Central Processing Unit (CPU)* possui velocidade de 200 Milhões de Instruções por Segundo/ *Millions of Instructions per Second (MIPS)*, o que permite uma interface em tempo real com o circuito analógico.

A partir da versão 2016a, o *software Matlab*, através de sua interface, o *Simulink*, disponibiliza blocos para programação em alto nível do *Delfino F28377S*, além de outras variantes como os *DSPs* da família *C2000* e *Concerto*, também da *TI* e de outros fabricantes (*TEXAS INSTRUMENTS*, 2015) (*TEXAS INSTRUMENTS*, 2014).

#### 5.2.1 Geração de Código em Alto Nível

Para geração de sinais *PWM* utilizam-se os blocos *PWM F2837x/07x*. Cada bloco que é adicionado ao programa pode controlar um módulo *PWM* do *DSP*, realizando ações como: definir o sinal da onda moduladora, se é "dente de serra" ou triangular; definir o período da onda moduladora, se é independente ou sincronizado com período de outro módulo; definir sinais de

referência para serem modulados; entre outras funções.

A lógica escolhida para este projeto é a de mestre-escravo, com um mestre e quatro escravos, garantindo um mesmo período para todos os *PWMs*. O módulo *ePWM1A* é escolhido para ser o mestre enquanto os módulos *ePWM7A*, *ePWM8A*, *ePWM3A* e *ePWM9A* são os escravos como é mostrado na Figura 5.3. Tal escolha se deve à disposição física dos pinos do *DSP* (TEXAS INSTRUMENTS, 2015), para que ele seja encaixado na placa do protótipo.

A Figura 5.1 mostra o conteúdo da aba "General" (primeira selecionada em vermelho) dentro do módulo *PWM F2837x/07x*. No caso, é visualizada a configuração do módulo escravo *ePWM7A*. Dessa forma, configura-se o período da onda moduladora do *PWM*, que deve ser sincronizada com a do mestre, como se pode observar na opção "*ePWMLink TBPRD*". Caso o programador queira que o módulo tenha um período independente, como é o caso do mestre, também pode-se definir um período arbitrário da onda moduladora.

Figura 5.1 – Estrutura do bloco *PWM* disponível no *Simulink* para programação do *DSP*



Fonte: Próprio Autor.

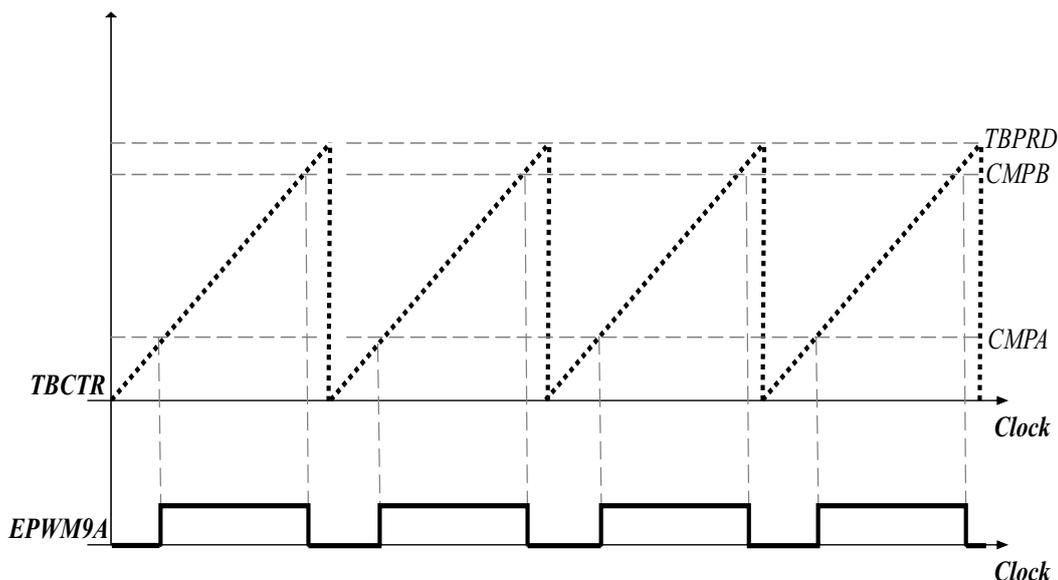
A amplitude pico a pico da onda moduladora corresponde ao valor máximo (*TBPRD*) atingido pelo registrador *TBCTR*, que é o contador do módulo *PWM*, responsável pela geração da onda moduladora. Além disso, seleciona-se, na opção "*Counting Mode*", a forma de onda moduladora, que, para o caso deste projeto, é uma "dente de serra", na qual o contador atinge o valor máximo e é imediatamente zerado. A unidade da amplitude corresponde a *Ciclos de Clock* e, dessa forma, define o período da moduladora. Para o caso do mestre, seleciona-se um

valor máximo de 6666 *Ciclos de Clock* que, para um *Clock* interno de 200 MHz, equivale a uma frequência de 30 kHz.

Cada módulo pode gerar até dois *PWMs* complementares A e B, para esta aplicação habilita-se, na segunda aba marcada em vermelho da Figura 5.1, apenas o *PWM A*. Isso deve ser feito para todos os módulos escravos do sistema. Nesta aba também configura-se alguma ação imposta ao sinal *PWM* (setar ou zerar) quando o contador atingir valores de referência. Os valores de referência podem ser definidos a partir dos comparadores, que são os sinais modulados para geração do *PWM*. Cada módulo dispõe de quatro comparadores para serem utilizados como sinais de referência (modulados). Para este projeto são utilizados dois dos quatro comparadores disponíveis em cada módulo (*CMPA* e *CMPB*).

A Figura 5.2, mostra como o sinal *PWM* é gerado no módulo *ePWM9A*, pode-se observar o registrador *TBCTR* gerando a "dente de serra", alterando seu valor de forma crescente entre 0 e *TBPRD*, que é igual a 6666. Quando o valor de *TBCTR* for igual a *CMPA*, que é 1667 (25% do período), o sinal *PWM* na saída do módulo torna-se alto (3,3 V). Já quando o valor de *TBCTR* for igual a *CMPB*, que é 6333, o sinal *PWM* na saída do módulo torna-se baixo (0 V). As funções dos comparadores em cada módulo *PWM*, bem como a atribuição de seus valores, são explicadas no parágrafo seguinte.

Figura 5.2 – Geração do *PWM* no módulo *ePWM9A*

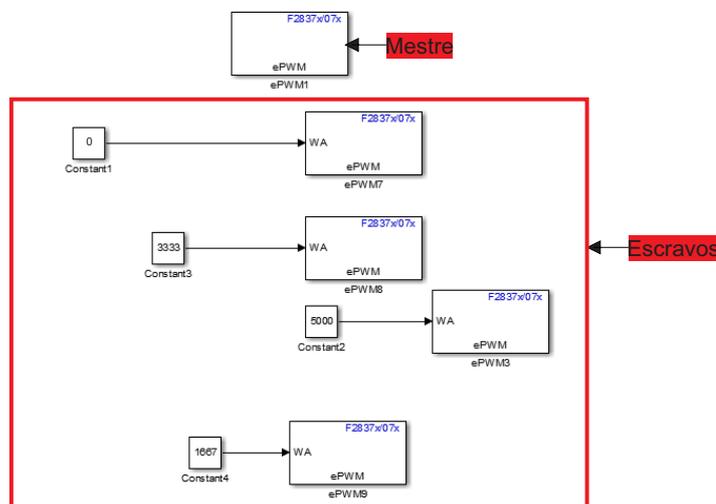


Fonte: Próprio Autor.

Os valores dos comparadores podem ser definidos na terceira aba marcada em

vermelho da Figura 5.1. Eles são definidos de duas formas: **via porta de entrada**, na qual atribui-se o valor dentro do próprio diagrama de blocos, como é o caso dos ganhos presentes na Figura 5.3; ou **via diálogo**, no qual digita-se um valor dentro do próprio módulo. Optou-se por definir o *CMPA* via porta de entrada e o *CMPB* via diálogo. No caso, o comparador *CMPA* é responsável por setar os *PWMs*, definindo a fase de cada módulo, e o comparador *CMPB* é responsável por zerar os *PWMs*, definindo a razão cíclica de cada módulo. A Figura 5.3 mostra o diagrama de blocos em alto nível da programação dos módulos, os comparadores *CMPA* são definidos via porta de entrada e representam valores que remetem a fase de cada *PWM*, no caso: 0 para 0° no *ePWM7*; 1667 para 90° no *ePWM9*; 3333 para 180° no *ePWM8*; e 5000 para 270° no *ePWM3*. Já os comparadores *CMPB* são definidos dentro dos módulos via diálogo com valores correspondentes a soma do valor de *CMPA* com 4666 (que equivale a 70% de 6666). Caso a soma extrapole o valor do período (*overflow*), subtrai-se 6666 do valor total. Dessa forma os valores para *CMPB* são: 4667 no *ePWM7*; 6333 no *ePWM9*; 1333 no *ePWM8*; e 3000 no *ePWM3*.

Figura 5.3 – Blocos de programação do *Simulink* utilizados para geração de códigos-fonte



Fonte: Próprio Autor.

Após finalizada a programação via blocos, o *Simulink* gera automaticamente códigos-fonte prontos para serem "debugados" no *DSP* através do *software Code Composer Studio (CCS) v6.6.1*. e estão disponíveis no Anexo A deste trabalho.

### 5.3 Descrição do Protótipo

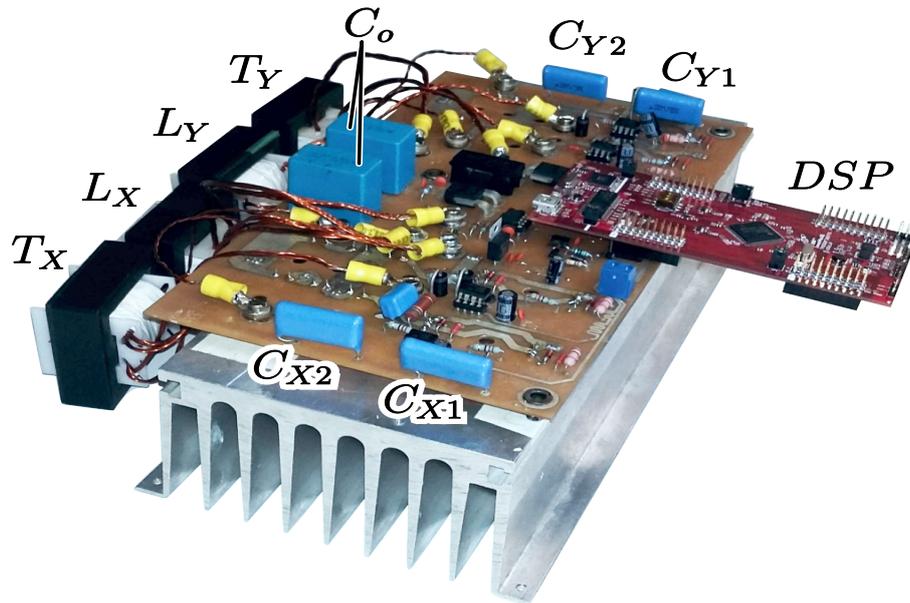
O projeto da placa foi executado através do *software Altium Designer*. O protótipo foi projetado visando a simetria entre ambos os conversores que compõem o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*. Procurou-se embarcar tanto as trilhas dos sinais de controle, que auxiliam o *DSP* (reguladores, *buffers*, *drivers*, dentre outros), como as trilhas responsáveis pelos sinais de potência (chaves, diodos e magnéticos) num mesmo *PCB*. O *PCB* resultante tem dimensões  $25,62\text{cm} \times 14,28\text{cm}$ . O esquemático e *layout* estão disponíveis no Anexo B deste trabalho.

O acionamento das chaves foi feito por meio de um circuito eletrônico composto basicamente por: *DSP*, responsável pela geração dos sinais *PWM*; um *buffer*, para elevar as tensões máximas dos sinais *PWM* gerados de  $3,3\text{ V}$  para  $5\text{ V}$ ; e quatro *drivers* para elevar as tensões máximas de saída do *buffer* de  $5\text{ V}$  para  $15\text{ V}$  e conseguir controlar adequadamente os pares de chaves correspondentes aos braços dos conversores *X* e *Y*. O *PCB* necessita de uma alimentação auxiliar de  $15\text{ V}$  providenciada por uma fonte externa, para isso ele dispõe de um borne de entrada.

As chaves e os diodos são dispostos na parte inferior do *PCB*, para que seja possível encaixar um único dissipador em todos esses componentes. Por consequência desse arranjo, as trilhas de cobre desses semicondutores são dispostas na parte superior do *PCB*.

Os magnéticos são acoplados ao *PCB* por conectores tipo olhal parafusados em rebites, e são dispostos marginalmente à placa. O *DSP* é plugado na placa através de *headers* tipo macho como mostra a Figura 5.4. A Tabela 5.1 mostra os valores medidos para indutância e relação de transformação em cada magnético.

Figura 5.4 – Protótipo do conversor proposto



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 5.1 – Parâmetros dos magnéticos

Magnético	Parâmetro	Valor Projetado	Valor Medido
<b>Indutor <math>L_X</math></b>	Indutância	$150 \mu H$	$157 \mu H$
<b>Indutor <math>L_Y</math></b>	Indutância	$150 \mu H$	$153 \mu H$
	Relação de Espiras $a_{p1 \rightarrow sec}$	2	1,97
<b>Transf X</b>	Relação de Espiras $a_{p2 \rightarrow sec}$	2	2
	Relação de Espiras $a_{p2 \rightarrow p1}$	1	1,07
	Relação de Espiras $a_{p1 \rightarrow sec}$	2	1,87
<b>Transf Y</b>	Relação de Espiras $a_{p2 \rightarrow sec}$	2	2
	Relação de Espiras $a_{p2 \rightarrow p1}$	1	1,01

Fonte: Próprio Autor

#### 5.4 Resultados de Simulação e Experimentais em Regime Permanente

Nesta seção são mostrados os resultados obtidos na simulação e experimentais para o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* com os mesmos parâmetros abordados no projeto do Capítulo 4. O *software* utilizado na simulação foi o *Psim* e as formas de onda experimentais foram medidas com um osciloscópio da *Tektronix*. Para melhor comparação entre as formas de

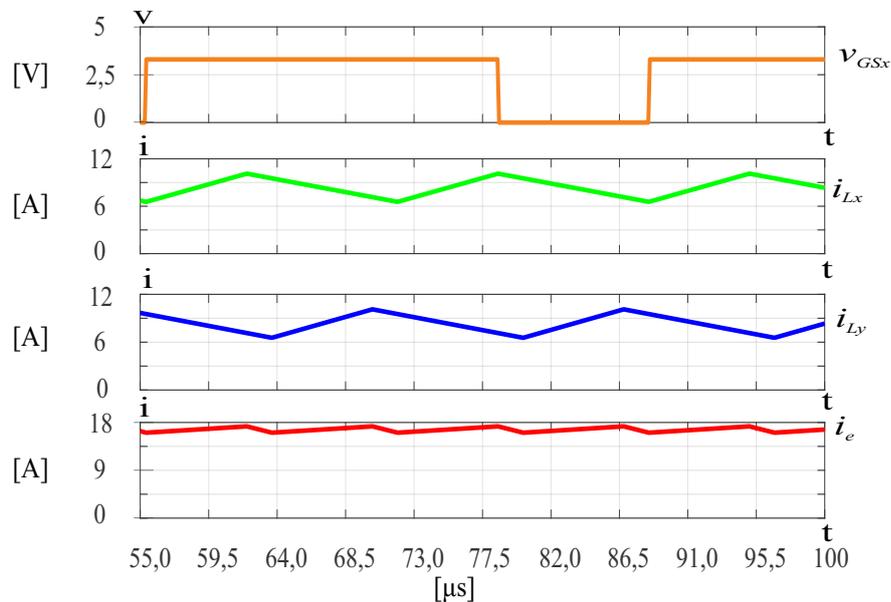
onda, todos os pontos gerados pelo *Psim* e pelo osciloscópio foram exportados em formato de planilhas e plotados num gráfico padronizado através do *software Matlab*.

Nas sub-seções a seguir, são mostradas as principais formas de onda das correntes e tensões do conversor discriminadas de acordo com as características do conversor. Embora os parâmetros de projeto sejam os mesmos, as condições de simulação foram idealizadas de modo que as formas de onda obtidas possam ser comparadas, também, com as formas de onda teóricas analisadas no Capítulo 3.

#### 5.4.1 Correntes na Entrada e nos Indutores

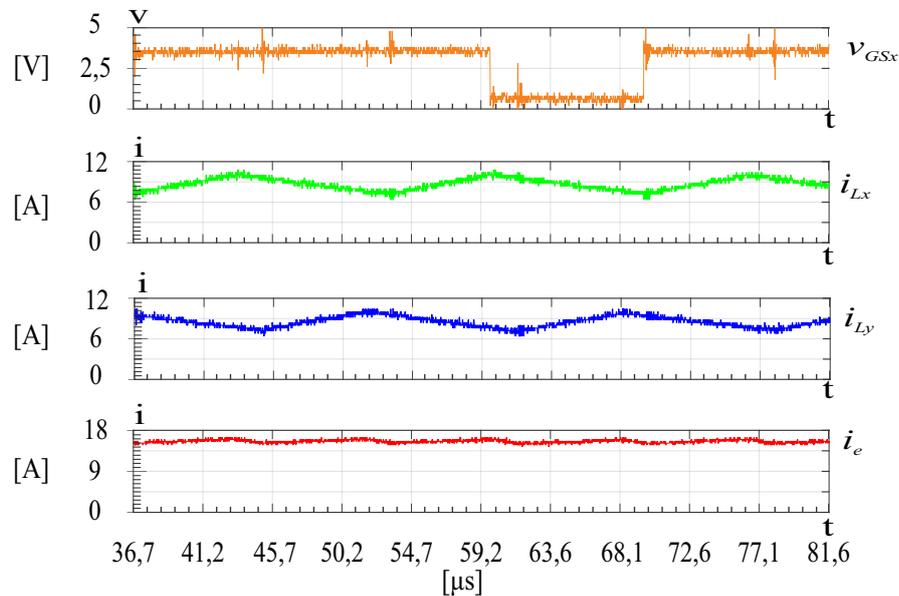
As Figuras 5.5 e 5.6 descrevem, respectivamente, a simulação e a amostra experimental da corrente de entrada e das correntes nos indutores  $L_X$  e  $L_Y$  do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*. Em ambas as figuras, percebe-se o balanço de correntes entre os conversores e como isso reduz drasticamente a ondulação da corrente de entrada. A forma de onda do *PWM* de referência (responsável pelo par de chaves  $S_{X1_a}$  e  $S_{X1_b}$ ) permite que sejam visualizadas as etapas descritas na Sub-seção 3.2.3.

Figura 5.5 – Simulação das correntes de entrada e nos indutores



Fonte: Próprio Autor.

Figura 5.6 – Correntes de entrada e nos indutores



Fonte: Próprio Autor.

A corrente média da forma de onda experimental do Indutor  $L_X$  é de  $8,8\text{ A}$ , enquanto no Indutor  $L_Y$  é de  $8,4\text{ A}$ , ocorrendo um pequeno desbalanço de  $0,4\text{ A}$ , sendo um valor satisfatório considerando que o projeto dos conversores demanda uma simetria e proximidade tanto no comprimento das trilhas de cobre de potência como no valor dos parâmetros dos magnéticos como relação de espiras e indutância. Já o valor médio da forma de onda experimental da corrente de entrada é  $15,8\text{ A}$ , esse valor não corresponde exatamente a soma das correntes nos indutores pois, para o cálculo computacional dos valores médios das correntes nos indutores e na entrada, não foi considerando um número inteiro de ciclos. A ondulação da corrente em torno do valor médio na entrada está em torno de  $5\%$ , sendo um valor próximo dos parâmetros de projeto da Sub-Seção 4.2.3. Os valores experimentais e de simulação comparados das correntes de entrada estão descritos na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Correntes na entrada e nos indutores do conversor proposto

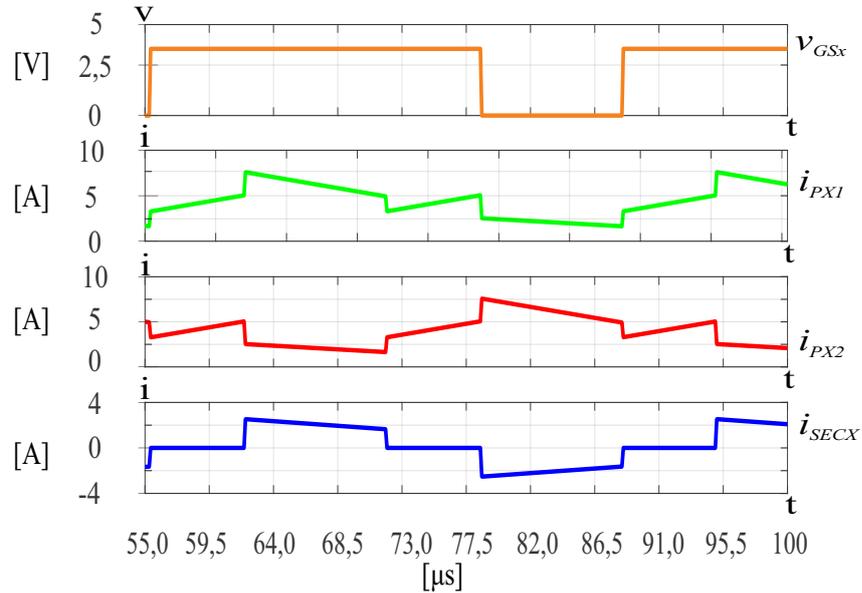
Corrente		Valor Simulado	Valor Experimental	Erro Experimental(%)
$I_e$	Valor Máximo	17,27 [A]	16,7 [A]	3,3%
	Valor Médio	16,67 [A]	15,8 [A]	5,2%
	$\frac{\Delta I_e}{2}$	0,6 [A]	0,9 [A]	10%
$I_{L_x}$	Valor Máximo	10,12 [A]	10,8[A]	6,7%
	Valor Médio	8,33 [A]	8,8 [A]	5,6%
	$\frac{\Delta I_{L_x}}{2}$	1,78 [A]	2,2 [A]	26,4%
$I_{L_Y}$	Valor Máximo	10,11 [A]	10,2 [A]	1%
	Valor Médio	8,33 [A]	8,4 [A]	1%
	$\frac{\Delta I_{L_Y}}{2}$	1,78 [A]	2,1 [A]	25,2%

Fonte: Próprio Autor

#### 5.4.2 Correntes nos Enrolamentos dos Transformadores

A Figura 5.7 descreve a simulação das correntes nos enrolamentos primários e secundário do transformador  $T_X$ , novamente referenciadas pelo *PWM* do par  $S_{X1}$ . Como se trata de uma simulação e os conversores estão balanceados, pode-se inferir um formato semelhante para os enrolamentos do transformador  $T_Y$ . Esta figura está de acordo com as formas de onda teóricas apresentadas na Sub-Seção 3.2.2. Para esta simulação, foram desconsideradas não idealidades, como indutâncias de dispersão nos enrolamentos, capacitâncias parasitas, resistências durante a condução nos diodos e nas chaves, entre outras.

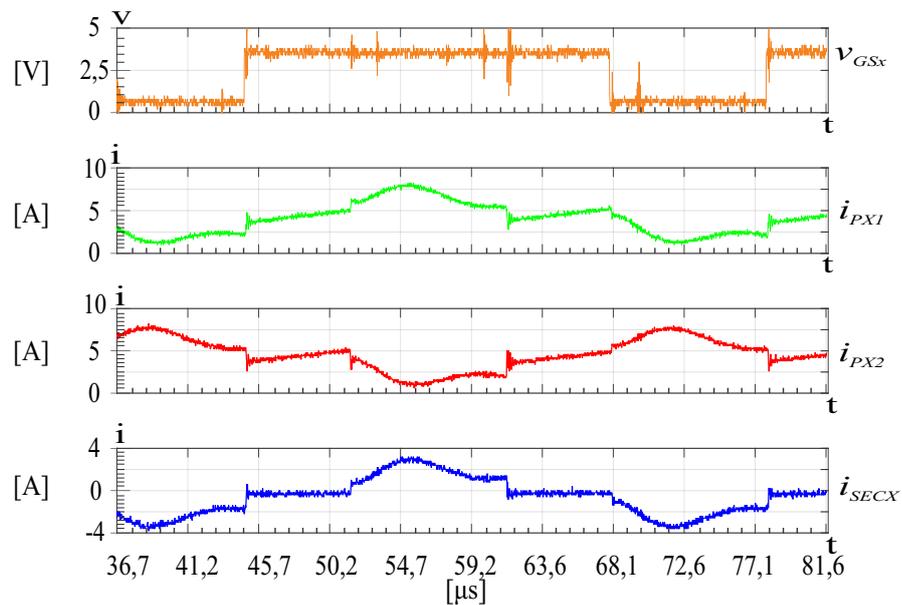
Figura 5.7 – Simulação das correntes nos enrolamentos do transformador  $T_X$



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 5.8 descreve os valores experimentais para as correntes nos enrolamentos do transformador  $T_X$ . Pode-se observar o sincronismo entre a corrente no enrolamento primário  $W_X1$  ( $I_{PX1}$ ) e o  $PWM$  de referência. Ambos os enrolamentos do transformador  $T_X$  (Figura 5.8) atingem um valor de pico de 8,2 A e possuem valores médios de 4 A e 4,5 A para  $I_{PX1}$  e  $I_{PX2}$ , respectivamente. Ocorrendo, portanto, um desbalanço de 0,5 A.

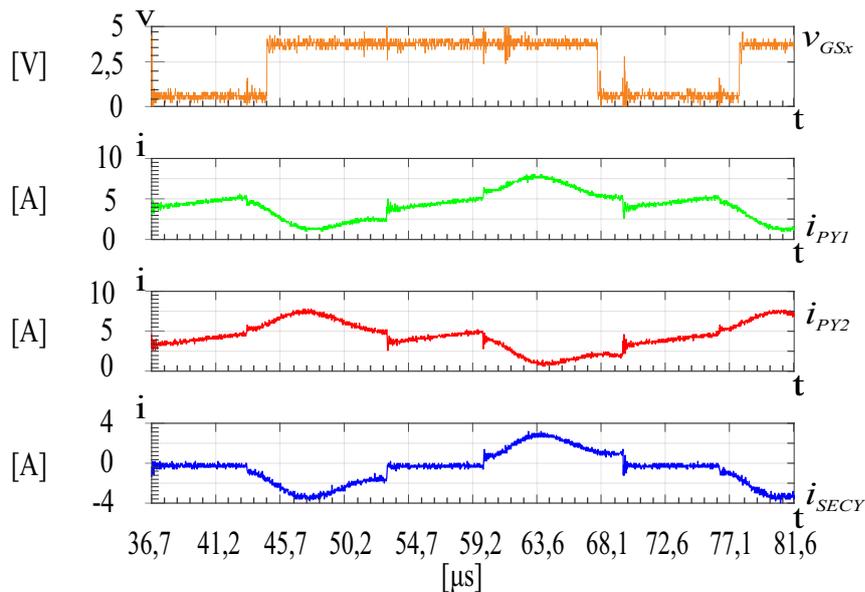
Figura 5.8 – Correntes nos enrolamentos do transformador  $T_X$



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 5.9 descreve os valores experimentais para as correntes nos enrolamentos do transformador  $T_Y$ . As correntes nos enrolamentos primários do transformador  $T_Y$  (Figura 5.9) atingem valores de pico de  $8\text{ A}$  e  $7,8\text{ A}$ , com valores médios de  $4,4\text{ A}$  e  $4,2\text{ A}$  para  $I_{PY1}$  e  $I_{PY2}$ , respectivamente. Ocorrendo, portanto, um desbalanço de  $0,2\text{ A}$ .

Figura 5.9 – Correntes nos enrolamentos do transformador  $T_Y$



Fonte: Próprio Autor.

Os desbalanços entre os enrolamentos primários são causados pela diferença na relação de espiras inerente à confecção dos transformadores (Tabela 5.1), cujo ganho entre enrolamentos primários não é precisamente unitário, além das desigualdades de impedâncias causadas pela diferença de caminhos das trilhas de potência confeccionadas no *PCB*. No entanto, pode-se considerar satisfatório o balanceamento entre os enrolamentos primários dos transformadores.

As formas de onda experimentais apresentam curvas ocasionadas pelas indutâncias de dispersão, que ocorrem durante uma mudança de etapa (mudança de estado de alguma chave) e suavizam picos. Essas não idealidades são explicadas ao final desta sub-seção.

As correntes nos enrolamentos de ambos os transformadores atingem valores seguros para a operação das chaves, bem como o núcleo consegue manter um acoplamento linear, provendo um ganho aproximadamente próximo do projetado. Os ruídos ocasionados pelo chaveamento não interferem significativamente nos valores de pico e médio dessas correntes.

No transformador  $T_X$ , a relação de espiras entre os enrolamentos primários está um

pouco inferior ao valor unitário (Tabela 5.1), o que explica um maior desbalanceamento dos braços em relação ao transformador  $T_Y$ . No entanto, a relação de espiras entre o secundário e os primários é mais próxima do valor projetado, o que fornecerá um ganho de tensão próximo ao projetado no segundo estágio do Conversor X ( $V_{CX2}$ ), como poderá ser observado mais adiante.

A Tabela 5.3 apresenta os principais dados de simulação e experimentais coletados a partir das formas de onda apresentadas nas Figuras 5.7, 5.8 e 5.9.

Tabela 5.3 – Correntes nos enrolamentos dos transformadores do conversor proposto

Corrente		Valor Simulado	Valor Experimental	Erro Experimental (%)
$I_{PX1}$	Valor Máximo	7,57 [A]	8,2 [A]	8,3%
	Valor Médio	4,17 [A]	4 [A]	4%
$I_{PX2}$	Valor Máximo	7,57 [A]	8,2 [A]	8,3%
	Valor Médio	4,15 [A]	4,5 [A]	8,4%
$I_{SECX}$	Valor Máximo	2,52 [A]	3,2 [A]	27%
	Valor Eficaz	1,63 [A]	1,85 [A]	11,8%
$I_{PY1}$	Valor Máximo	7,57 [A]	8 [A]	5,6%
	Valor Médio	4,15 [A]	4,4 [A]	6%
$I_{PY2}$	Valor Máximo	7,57 [A]	7,8 [A]	3%
	Valor Médio	4,15 [A]	4,2 [A]	1,2%
$I_{SECY}$	Valor Máximo	2,52 [A]	3,2 [A]	21,25%
	Valor Eficaz	1,63 [A]	1,7 [A]	4,2%

Fonte: Próprio Autor

#### *Análise do Efeito de Não Idealidades*

Foram observadas, nas formas de onda experimentais, curvas que destoavam das formas de onda simuladas e teóricas. Essas curvas, estão relacionadas com as **indutâncias de dispersão** nos enrolamentos dos transformadores, que entram em ressonância com os capacitores de grampeamento do conversor a partir do momento em que há um fluxo magnético resultante. Por consequência disso, essas curvas só ocorrem nas etapas em que há corrente induzida no secundário, caso contrário, as formas de onda experimentais das correntes nos enrolamentos dos transformadores tornam-se parecidas com os valores simulados em condições ideais. As etapas

em que os indutores  $L_X$  ou  $L_Y$  estão carregando (corrente crescente) geram fluxo magnético resultante nulo nos transformadores e, na prática, anulam o efeito das dispersões.

Dessa forma, mediu-se a dispersão total nos enrolamentos dos transformadores  $T_X$  e  $T_Y$ , obteve-se valores próximos de  $12 \mu H$ . Para cada transformador, o valor da dispersão total medido é distribuído de forma equivalente entre os enrolamentos primários e secundário, respeitando uma relação quadrática baseada na relação de transformação, ou seja: o valor da indutância de dispersão no secundário é, aproximadamente, quatro vezes maior do que a soma dos primários.

As indutâncias de dispersão nos enrolamentos primários dos transformadores  $T_X$  e  $T_Y$ , juntamente com os capacitores  $C_{X1}$  e  $C_{Y1}$ , respectivamente, compõem circuitos LC série. Esse mesmo fenômeno ocorre com as dispersões nos enrolamentos secundários ( $WX3$  e  $WY3$ ) e os respectivos capacitores de grampeamento ( $C_{X2}$  e  $C_{Y2}$ ) do segundo estágio multiplicador. A frequência de oscilação deste circuito pode ser medida a partir das figuras 5.8 e 5.9 para os transformadores  $T_X$  e  $T_Y$ , respectivamente. Essa frequência equivale ao inverso do tempo de duração das curvas observadas nas etapas em que há dispersão no núcleo, e é aproximadamente igual a  $222 kHz$ . A Equação (5.1), por exemplo, representa a frequência de oscilação do circuito LC série formado pela indutância dos primários do Transformador  $T_X$  e o capacitor de grampeamento  $C_{X1}$ .

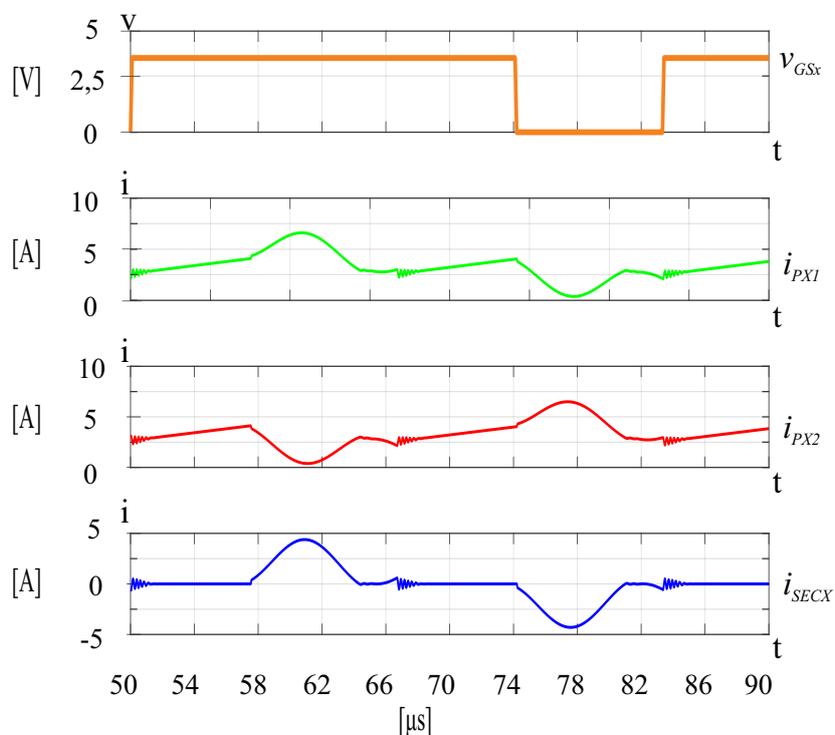
$$f_{lc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{dp} \cdot C_{X1}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(2\mu) \cdot (220n)}} = 239 \quad [kHz] \quad (5.1)$$

A frequência de oscilação calculada na Equação (5.1) se aproxima do valor medido a partir das formas de onda experimentais (figuras 5.8 e 5.9), confirmando que as curvas observadas nas formas de onda experimentais estão relacionadas com circuitos LC série formados entre os capacitores de grampeamento e as indutâncias de dispersão, que surgem em consequência do fluxo magnético induzido nos transformadores.

Com o intuito de obter formas de onda que melhor descrevam a realidade observada, uma simulação (Figura 5.10) foi realizada utilizando o *software Orcad*, considerando as indutâncias de dispersão medidas nos transformadores, dentre outras não idealidades consideradas automaticamente pelo *software*, como queda de tensão direta nos diodos e resistência dreno-fonte nas chaves.

Na Figura 5.10, pode-se observar o efeito das indutâncias de dispersão em conjunto com as capacitâncias de grampeamento dos estágios do Conversor X, tornando as correntes mais

Figura 5.10 – Simulação das correntes nos enrolamentos do transformador  $T_X$  considerando não idealidades



Fonte: Próprio Autor.

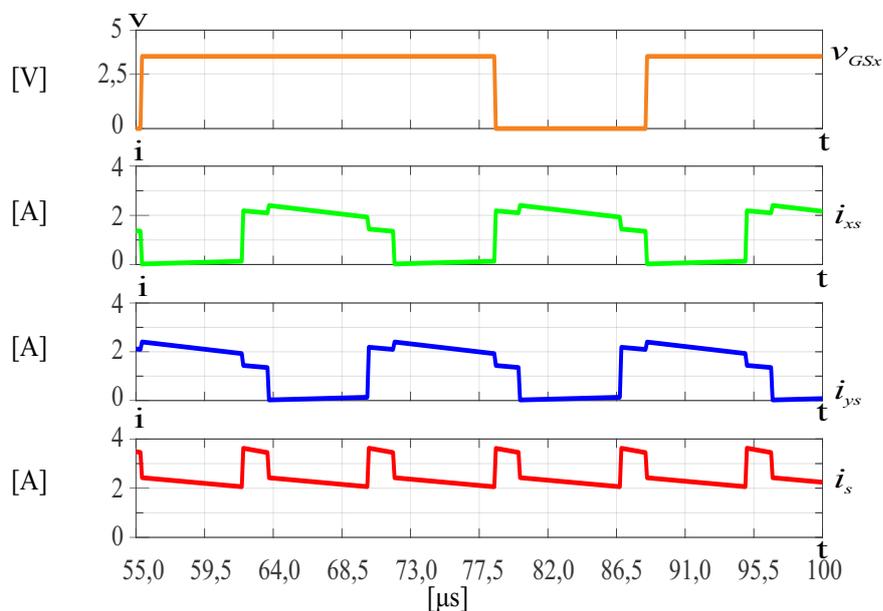
curvas durante as etapas em que há fluxo magnético resultante. Para as outras etapas, as correntes nos primários permanecem lineares, como fora observado nas formas de onda experimentais. O efeito das capacitâncias parasitas também é observável na forma de pequenas oscilações que ocorrem durante a transição de uma etapa com fluxo magnético (forma de onda curva) para uma etapa sem fluxo magnético. O aumento das capacitâncias de grampeamento tende a atenuar a curva, diminuindo a frequência de oscilação do circuito LC série e anulando o efeito das indutâncias de dispersão.

### 5.4.3 Correntes na Saída Resultante e nos Conversores X e Y

A Figura 5.11 mostra as correntes nas saídas dos conversores X e Y, bem como a corrente resultante que vai para a saída do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*. As formas de onda simuladas correspondem aproximadamente às analisadas na Sub-Seção 3.2.2, a pequena ondulação instantânea ocorre pois o valor da capacitância não filtra completamente a corrente de saída. Dessa forma, quando há uma mudança de etapa, uma pequena parcela da corrente de saída de um conversor interfere no seu complementar. Essa ondulação tende a zero com o aumento

do valor da capacitância e não interfere na corrente de saída resultante, devido a simetria do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

Figura 5.11 – Simulação das correntes na saída resultante e nos conversores *X* e *Y*



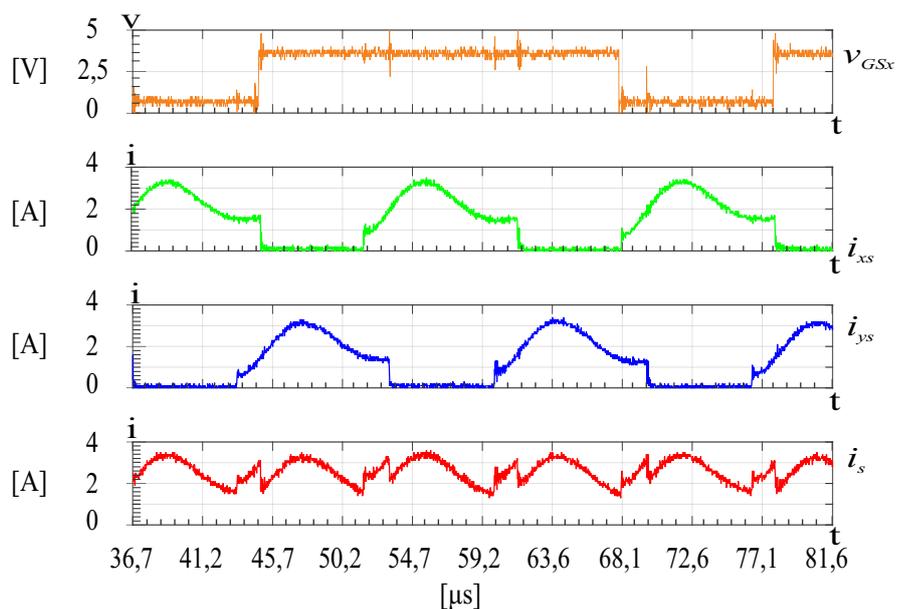
Fonte: Próprio Autor.

A Figura 5.12 apresenta as formas de onda das correntes nas saídas obtidas experimentalmente. Observa-se que a grande diferença em relação aos resultados de simulação ocorre por causa das indutâncias de dispersão nos enrolamentos dos transformadores, comentada na sub-seção anterior. Como consequência disso, o pico da resultante na saída é atenuado.

Em ambas as figuras, pode ser visualizada a simetria nas correntes de saída do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*, cujos conversores *X* e *Y* alimentam a carga durante todo o período de operação, impedindo que a corrente resultante tenha valor instantâneo nulo, esse fator é determinante para a redução do valor da capacitância de saída.

Além disso, pode-se observar experimentalmente o balanceamento satisfatório dos conversores, já que os valores médio e máximo das correntes de saída estão próximos dos valores projetados, como pode ser observado na Tabela 5.4.

Figura 5.12 – Correntes na saída resultante e nos conversores X e Y



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 5.4 – Correntes na saída resultante e nos conversores X e Y

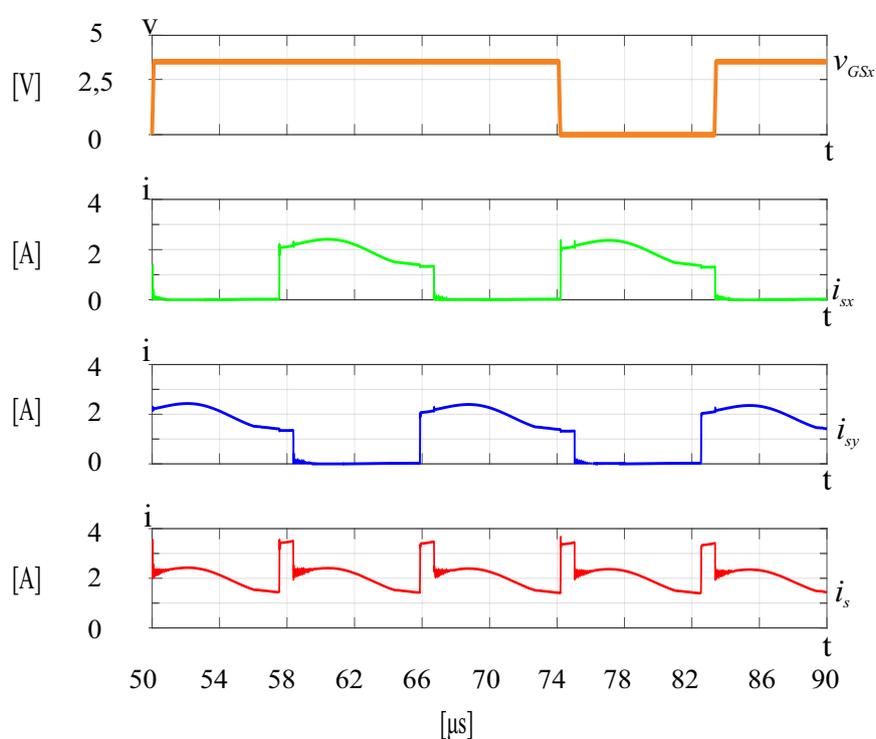
Corrente		Valor Simulado	Valor Experimental	Erro Experimental (%)
$I_s$	Valor Máximo	3,62 [A]	3,5 [A]	3,3%
	Valor Médio	2,3 [A]	2,6 [A]	13%
$I_{xs}$	Valor Máximo	2,4 [A]	3,5 [A]	45%
	Valor Médio	1,68 [A]	1,4 [A]	16,6%
$I_{ys}$	Valor Máximo	2,4 [A]	3,4 [A]	41,6%
	Valor Médio	1,68 [A]	1,2 [A]	28,5%

Fonte: Próprio Autor

### Análise do Efeito de Não Idealidades

O efeito das não idealidades observadas na sub-seção anterior se propaga para as correntes na saída do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*. Já que elas são resultantes das correntes induzidas nos enrolamentos secundários. Assim, observa-se na Figura 5.13 que as formas de onda simuladas das correntes nas saídas dos conversores *X* e *Y* considerando as não idealidades tornam-se curvas e se aproximam dos resultados experimentais obtidos.

Figura 5.13 – Simulação das correntes nos enrolamentos do transformador  $T_X$  considerando não idealidades

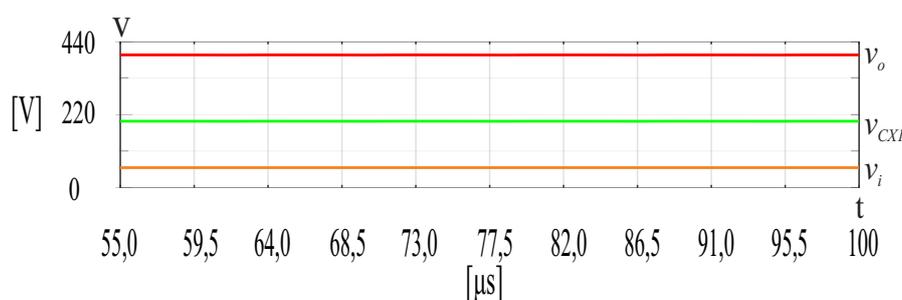


Fonte: Próprio Autor.

#### 5.4.4 Tensões na Saída e nos Estágios do Conversor Proposto

A Figura 5.14 mostra a simulação da tensão de saída e a tensão de entrada sendo comparadas com a tensão no Capacitor  $C_{X1}$ . Como a tensão de saída é o dobro da tensão nesse capacitor e os conversores estão corretamente balanceados, pode-se inferir que os valores das tensões sobre seus complementares ( $C_{X2}$ ,  $C_{Y1}$  e  $C_{Y2}$ ) são iguais, mostrando que as tensões nos estágios dos dois conversores estão balanceadas. A tensão de entrada é plotada para que seja observado o ganho de tensão no Estágio 1, nos terminais de  $C_{X1}$ , que equivale a um ganho de um *boost* clássico, sendo o alto ganho possível graças ao Estágio 2, cujas tensões são grampeadas pelos capacitores  $C_{X2}$  e  $C_{Y2}$  e somadas às tensões do primeiro estágio dos conversores.

Figura 5.14 – Simulação das tensões na saída e em um estágio do conversor proposto

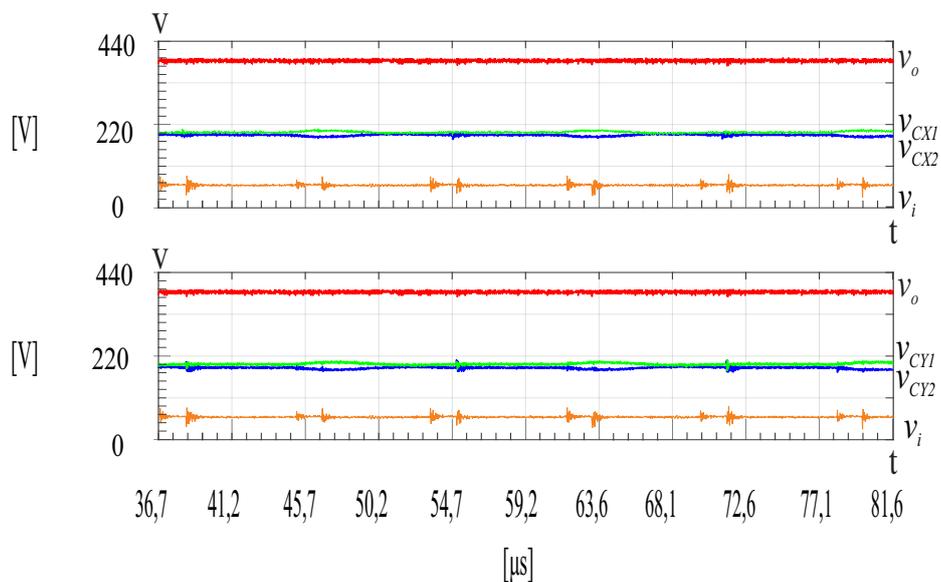


Fonte: Próprio Autor.

A Figura 5.15 apresenta as formas de onda experimentais das principais tensões do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*, sendo elas: a tensão de entrada, a tensão de saída e as tensões nos capacitores  $C_{X1}$ ,  $C_{X2}$ ,  $C_{Y1}$ ,  $C_{Y2}$ . Pode-se perceber que os valores das tensões nos capacitores de grampeamento dos estágios estão aproximadamente balanceados, o que mostra o funcionamento satisfatório dos conversores *X* e *Y*, estando ambos provendo corretamente o ganho necessário na saída do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*. A ondulação na tensão de saída está em torno de 2%, o que atende os parâmetros de projeto. Observa-se um ruído vindo da fonte de entrada, o que compromete a qualidade do sinal da tensão de saída.

A tensão de saída resultante atinge um valor médio de 388 V, isso ocorre devido às indutâncias de dispersão nos transformadores e a imprecisão na relação de espiras nos enrolamentos do transformadores (principalmente do Transformador *Y*), além das quedas de tensão nos diodos, dentre outras não-idealidades. Todos os principais valores das formas de onda são descritos na Tabela 5.5.

Figura 5.15 – Tensões na saída e nos estágios do conversor proposto



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 5.5 – Tensões na saída e nos estágios do conversor proposto

Tensão	Valor Simulado	Valor Experimental	Erro Experimental (%)	
$V_o$	Valor Máximo	400,2 [V]	395 [V]	1,25%
	Valor Médio	400 [V]	388 [V]	3%
	$\frac{\Delta V_o}{2}$	0,24 [V]	7 [V]	2%
$V_{CX1}$	Valor Máximo	200,1 [V]	208 [V]	4%
	Valor Médio	200 [V]	200 [V]	0%
$V_{CX2}$	Valor Máximo	200,1 [V]	200 [V]	0%
	Valor Médio	200 [V]	192 [V]	4%
$V_{CY1}$	Valor Máximo	200,1 [V]	206 [V]	1,5%
	Valor Médio	200 [V]	198 [V]	0,5%
$V_{CY2}$	Valor Máximo	200,1 [V]	200 [V]	0%
	Valor Médio	200 [V]	190 [V]	5%

Fonte: Próprio Autor

## 5.5 Análise de Perdas e Rendimento Experimental

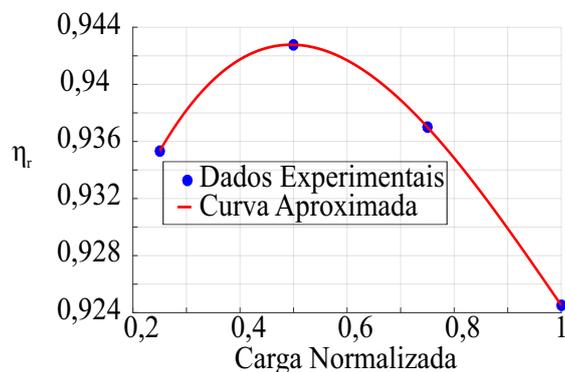
Nesta sub-seção são avaliadas as perdas no protótipo. Para tal, foram utilizados wattímetros digitais da *Yokogawa* conectados na entrada e na saída do conversor, de modo que permitiram a medição simultânea da tensão e da corrente em cada terminal. Em seguida, para medir a ondulação no rendimento, foram realizados ensaios em regime permanente para cargas de ,aproximadamente: 100% (160  $\Omega$ ); 75% (213  $\Omega$ ); 50% (320  $\Omega$ ); 25% (640  $\Omega$ ). Assim, os valores obtidos nas medições estão documentados na Tabela 5.6. Os resultados foram plotados no gráfico da Figura 5.6, mostrando uma curva aproximada para a ondulação do rendimento, o eixo horizontal está o valor da carga normalizado na saída, sendo o valor unitário para carga nominal 100%). Sua ondulação é pequena (em torno de 0,8%, do melhor para o pior caso), sendo todos seus valores reais medidos próximos do valor estimado no projeto ( $\eta_p = 0,94$ ). Por isso, pode-se considerar um rendimento satisfatório, podendo ser melhorado com a escolha de componentes mais eficientes, principalmente chaves: principal fonte de perdas. Além disso, pode-se aumentar a precisão do ganho estático reprojetoando os magnéticos, não só para garantir um ganho mais próximo do teórico, como também diminuir as indutâncias de dispersão e o volume.

Tabela 5.6 – Rendimento do conversor para diferentes cargas

<b>Carga</b>	<b>Potência</b>	<b>Rendimento</b>
<b>100%</b>	$P_i = 987$ [W]	$\eta_r = 0,925$
	$P_o = 912,5$ [W]	
<b>75%</b>	$P_i = 758,7$ [W]	$\eta_r = 0,937$
	$P_o = 712,9$ [W]	
<b>50%</b>	$P_i = 515,5$ [W]	$\eta_r = 0,943$
	$P_o = 486$ [W]	
<b>25%</b>	$P_i = 267,5$ [W]	$\eta_r = 0,935$
	$P_o = 250,2$ [W]	

Fonte: Próprio Autor

Figura 5.16 – Curva de rendimento



Fonte: Próprio Autor.

## 5.6 Conclusões

Os resultados obtidos experimentalmente se mostraram bastantes satisfatórios em regime permanente e se adequaram bem às especificações e considerações do projeto do Capítulo 4. A proposta atingiu, em regime permanente, seu objetivo na validação das formas de onda experimentais, que se mostraram semelhantes aos valores simulados, sendo possível, inclusive, verificar as ondulações de corrente de entrada por meio da presença de alguns dos múltiplos estados do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*: comparando o sinal *PWM* de referência ( $V_{GSX1}$ ) com os sinais de potência. Além disso, a tensão de saída manteve-se numa média superior a 380 V, nível mínimo adequado para alimentar um barramento de inversores, que passa a ser viável com um reprojeto de capacitância de saída e controle de malha fechada dedicados para tal. Os circuitos *snubbers* funcionaram adequadamente, protegendo as chaves contra picos de tensão ocasionados pelas indutâncias de dispersão dos enrolamentos primários dos transformadores.

O protótipo também possibilitou a análise do efeito de não idealidades inerentes aos componentes nas formas de onda obtidas, principalmente dos transformadores, cujas indutâncias de dispersão suavizaram as curvas de suas correntes (Figuras 5.8 e 5.9), ocasionando um menor pico na corrente resultante na saída. As dispersões nos transformadores, juntamente com a relação de espiras real e as quedas de tensão nos diodos, também comprometeram o ganho do conversor operando em plena carga.

No Apêndice C, simula-se o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* conectado a uma carga não linear, utilizando um capacitor filtro de saída de 480  $\mu F$  no barramento *CC* fornecido pelo conversor proposto. Como resultado, obtem-se uma operação satisfatória do inversor simulado e uma ondulação aceitável na tensão do barramento. Isso mostra que há possibilidades

de aplicação do conversor proposto em situações práticas fazendo uso de capacitores de filme. A queda de tensão no barramento pode ser melhorada conectando mais capacitores de filme em paralelo e aprimorando o projeto do controlador, que é sugerido no mesmo apêndice.

Os principais desafios para a obtenção de resultados experimentais foram os ruídos, que se mostraram recorrentes neste conversor, principalmente devido ao alto número de chaves, quadruplicando a frequência de chaveamento resultante do sistema. Os ruídos comprometem a medição dos sinais: o osciloscópio teve dificuldade em trigar os sinais de potência com o sinal *PWM* de referência utilizado na maioria das medições. Para melhoria do projeto recomenda-se a introdução de filtros na entrada e na saída do conversor (como filtros passivos LC ou *EMI*, dentre outros), bem como nos *drivers* de comando das chaves (como filtros *butterworth* ou *anti-aliasing*, dentre outros), melhorando a qualidade dos sinais e de sua medição. Outra sugestão seria a manufatura industrial da placa: melhorando a isolamento entre os sinais de potência e de controle e a simetria entre as trilhas de cobre dos conversores *X* e *Y*, essa simetria também irá contribuir com o balanço das correntes nos indutores, fundamental para minimizar a ondulação na corrente de entrada. A manufatura industrial também pode ser utilizada na fabricação de magnéticos mais eficientes e de menor volume, garantindo um ganho preciso no segundo estágio dos conversores *X* e *Y*; melhorando, pois, o ganho de tensão do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*, além de garantir um balanceamento mais preciso das correntes nos enrolamentos primários dos transformadores.

## 6 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou um conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* projetado apenas com capacitores de filme e acionado por um *DSP* programado em alto nível por uma interface digital que utiliza blocos e que pode contribuir com mais pesquisas em eletrônica de potência no Brasil. Antes de analisar as características do conversor, fez-se necessária uma exploração da literatura acerca das vantagens do uso de capacitores de filme em relação aos eletrolíticos, bem como uma investigação da tecnologia disponível de conversores de alto ganho intercalados e da *CCTE*. Optou-se por utilizar as topologias da *CCTE*, como base para o projeto do conversor, resultando em uma topologia nova com grande potencial para aplicações práticas.

A topologia proposta demanda um estudo descritivo de suas características, evidenciando suas principais formas de onda teóricas, suas etapas e suas equações para esforços de tensão e corrente. A análise do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* foi utilizada como base para o desenvolvimento de um protótipo, cujo projeto foi documentado passo a passo, incluindo análises pertinentes como: perdas; rendimento; e um comparativo entre projetos análogos de um conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* e um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE*.

Em seguida, apresentou-se o passo a passo de como foi feita a programação em alto nível do *DSP* responsável pelo chaveamento do conversor, bem como o protótipo utilizado e suas características físicas. Por fim, foram documentados os resultados experimentais e de simulação do conversor operando em regime permanente e em carga nominal, mostrando que o protótipo atingiu aproximadamente as considerações e especificações estabelecidas no projeto.

A aplicação da ferramenta de programação do *DSP* se mostrou adequada ao projeto e aplicável em outras topologias que necessitam de chaveamento de múltiplos sinais *PWM*. A grande vantagem desta ferramenta é a facilidade do acesso a elementos do *hardware* do *DSP* como, por exemplo, os contadores e comparadores do bloco *PWM* utilizados neste projeto. Dessa forma, o projetista pode focar na lógica de programação, ao invés de gastar tempo configurando os elementos do *hardware* do *DSP* utilizando o manual. Vale ressaltar que, até mesmo entre *DSPs* da mesma família da *TI*, há uma considerável diferença na configuração dos elementos do *hardware*. Essa diferença torna-se praticamente inexistente quando a programação em alto nível via *Simulink* é utilizada, bastando apenas indicar qual *DSP* está sendo utilizado na opção de configuração de parâmetros.

Os resultados experimentais foram validados adequadamente, pois aproximaram-se dos resultados de simulação e das equações teóricas. O desenvolvimento do protótipo se

mostrou uma oportunidade para que sejam identificados alguns desafios de projeto, descritos nos parágrafos seguintes.

**O desbalanço entre as correntes nos indutores na entrada.** Ocasionado pela diferença de impedância nas trilhas de potência do *PCB* bem como diferenças no projeto dos magnéticos. Pode-se solucionar esse problema de várias maneiras, tais como: o desenvolvimento de dois indutores acoplados magneticamente, forçando a corrente de entrada a dividir-se igualmente entre eles; um projeto industrial do *PCB*, através do qual seja possível obter uma igual impedância entre as trilhas de potência dos dois conversores; manufaturas industriais e eficientes dos magnéticos; ajuste fino da razão cíclica através da programação do *DSP*, aumentando em um valor inferior a 0,5% a razão cíclica dos *PWMs* que controlam o conversor com menor corrente. Esta última solução só é possível devido a geração de sinal *PWM* precisa do *DSP*.

**Os ruídos de chaveamento.** Em geral maiores do que nos conversores convencionais, já que a frequência do sistema é quatro vezes maior do que a do chaveamento de um *PWM*. Algumas soluções para este desafio são: projeto de filtros para a entrada, a saída e os *drivers* de chaveamento do conversor, podendo-se implementar digitalmente esse último filtro; manufatura industrial do *PCB*, separando de forma mais eficiente os sinais de controle das trilhas de potência.

**Uma maior complexidade no desenvolvimento do *PCB*.** Sendo este um desafio já esperado desde o início do projeto, tratando-se principalmente do aumento do número componentes. Apesar da complexidade, o volume físico ocupado pelo conversor intercalado tende a diminuir, como discutido na Seção 2.2.3. O fato do projeto ser mais complexo, mostra-se, também, uma boa oportunidade para reengenharia do espaço, otimizando-o, pois, como os componentes estão divididos em dois conversores menores, o projetista tem mais liberdade para organizá-los da forma mais eficiente possível, mesmo com um maior custo de tempo.

Pode-se concluir que o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* é uma solução vantajosa em relação a um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* equivalente, pois permite a escolha de componentes de menor esforço, menor tamanho e menores perdas. O uso de capacitores de filme, como discutido anteriormente, é mais vantajoso que o eletrolítico, e se mostrou viável na operação do conversor desenvolvido e em simulações com uma carga não linear, apresentada no final do Apêndice C.

Uma vez validado e analisado empiricamente através do protótipo deste trabalho, as principais sugestões para trabalhos futuros são: a integração com painéis fotovoltaicos, aplicando

um algoritmo de *Rastreamento do Ponto de Máxima Potência/ Maximum Power Point Tracking (MPPT)*; e o reprojeto dos circuitos de potência em paralelo a um projeto de um circuito de controle (Apêndice C) visando a integração do conversor com um inversor ligado a rede elétrica ou alimentando cargas não lineares como inversores monofásicos ou trifásicos.

## REFERÊNCIAS

- AG EPCOS. **Film Capacitors General Technical Information**. 2015. Disponível em: <<https://en.tdk.eu/download/530754/bb7f3c742f09af6f8ef473fd34f6000e/pdf-generaltechnicalinformation.pdf>>. Acesso em: 24 nov. 2016.
- AG EPCOS. **Film Capacitors General Technical Information**. 2017. Disponível em: <[https://en.tdk.eu/inf/20/20/db/fc\\_2009/MKP\\_B3267\\_P.pdf](https://en.tdk.eu/inf/20/20/db/fc_2009/MKP_B3267_P.pdf)>. Acesso em: 24 dez. 2017.
- ALVES, D. B. S.; PRAÇA, P. P.; JÚNIOR, D. S. O.; MAZZA, L. C. S.; BARRETO, L. H. S. C. Conversor cc-cc bidirecional de três portas, estágio único e alto ganho de tensão para aplicações em sistemas fotovoltaicos. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, IEEE, v. 29, n. 1, p. 150–158, 2014.
- ANTENOR POMILIO. **Conversores CC-CC elevadores de tensão, não-isolados, com ganhos estáticos elevados**. 2010. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/exemplo.pdf>>. Acesso em: 24 nov. 2016.
- AVX. **AVX Medium Power Film Capacitors for Power Applications**. 2015. Disponível em: <<http://catalogs.avx.com/MediumPowerFilm.pdf>> Acesso em: 24 nov. 2016.
- BASCOPE, G. V. T. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- BASTOS, G. H. A. **Conversores CC-CC Não Isolados com Ampla Taxa de Conversão de Tensão Baseados nas Células de Comutação de Múltiplos Estados**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. [S.l.]: Jerry Hudgins, University of Nebraska-Lincoln, 2006. v. 2006.
- DUBILIER. **Power Film Capacitor Application Guide**. 2016. Disponível em: <<http://www.cde.com/resources/catalogs/filmAPPguide.pdf>>. Acesso em: 25 nov. 2016.
- DWARI, S.; PARSA, L. An efficient high-step-up interleaved dc–dc converter with a common active clamp. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 26, n. 1, 2011.
- EMERSON, N. P. **Capacitors Age and Capacitors Have an End of Life**. [S.l.]: A White Paper from the Experts in Business-Critical Continuity, 2008. v. 2008.
- GEBBIA, M. **Introduction To Film Capacitors**. [S.l.]: Illinois Capacitor, Inc., 2000. v. 2000.
- GLEYSON OLIVEIRA. **Entenda o Funcionamento dos Capacitores**. 2017. Disponível em: <<https://www.sabereletrica.com.br/entenda-o-funcionamento-dos-capacitores/>>. Acesso em: 10 nov. 2017.
- GU, L. G. L.; RUAN, X. R. X.; XU, M. X. M.; YAOX, K. Y. K. Means of eliminating electrolytic capacitor in ac/dc power supplies for led lightings. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 24, n. 5, p. 1399–1408, 2009.
- HENN, G. A. L.; SILVA, R. N. A. L.; PRAÇA, P. P.; BARRETO, L. H. S. C.; JÚNIOR, D. S. O. Interleaved-boost converter with high voltage gain. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, IEEE, v. 10, n. 11, p. 2753–2761, 2010.

HS DISSIPADORES. *Catálogo HS DISSIPADORES*. 2015. Disponível em: <<http://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>>. Acesso em: 25 nov. 2017.

ILLINOIS, C. I. **Aluminum Electrolytic Capacitors**. [S.l.]: ILLINOIS Capacitor INC, 2002. v. 2002.

INTERNATIONAL RECTIFIER. *DataSheet IRFP4768PbF*. 2008. Disponível em: <<http://www.infineon.com/dgdl/irfp4768pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c959b2021>>. Acesso em: 25 nov. 2016.

MACOMBER, L. L. **Aluminum Electrolytic Capacitors in Power Electronics**. [S.l.]: March. Cornell Dubilier Special Session, 2011. v. 2011.

MCLYMAN, W. M. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. [S.l.]: Marcel Dekker, 2004. v. 3.

OLIVEIRA, S. V. G. **Otimização de Projetos de Fontes para Alimentação de Centrais de Telecomunicações**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

PRAÇA, P. P.; BARRETO, L. H. S. C.; JÚNIOR, D. S. O.; SILVA., R. N. A. L. High-voltage gain boost converter based on three-state commutation cell for battery charging using pv panels in a single conversion stage. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, IEEE, v. 29, n. 1, p. 150–158, 2014.

PRUDENTE, M.; PFITSCHER, L. L.; EMMENDOERFER, G.; ROMANELI, E. F.; GULES, R. Voltage multiplier cells applied to non-isolated dc–dc converters. **IEEE Trans. Power Electron.**, v. 23, n. 2, p. 871–887, 2008.

RAMOS, R. L. **Sistema de Acionamento de uma Motobomba Vibratória Alimentada por Energia Solar Fotovoltaica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2008.

SILVEIRA, G. C. **Conversor CC-CC Boost Baseado em Célula de Comutação de Três Estados para Alimentação de Inversores com Divisor Capacitivo**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

TEXAS INSTRUMENTS. **F28377S TECHNICAL MANUAL**. 2014. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ug/spruhx5e/spruhx5e.pdf>>. Acesso em: 25 nov. 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. **F28377S USER GUIDE OVERVIEW**. 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ug/sprui25c/sprui25c.pdf>>. Acesso em: 25 nov. 2017.

THORNTON ELETRÔNICA. *Catálogo NEE 80/38/20*. 2008. Disponível em: <[http://thornton.com.br/pdf/nee\\_80\\_38\\_20.pdf](http://thornton.com.br/pdf/nee_80_38_20.pdf)>. Acesso em: 25 nov. 2016.

TODD, P. C. **Snubber Circuits: Theory, Design and Application**. [S.l.: s.n.], 1993. v. 1993.

TORRICO-BASCOPE, G. V.; TORRICO-BASCOPE, R. P.; JÚNIOR., D. S. de O. A high step-up dc-dc converter based on three-state switching cell. **IEEE ISIE 2006**, IEEE, p. 998–1003, 2006.

VIET, D. B.; LEMBEYE, Y.; FERRIEUX, J. P.; BARBAROUX, J.; AVENAS, Y. New high power - high ratio non isolated dc-dc boost converter for fuel cell applications. **IEEE Annual Power Electronics**, IEEE, p. 1–7, 2006.

VILLANUEVA, M. C. T. **Conversores CC-CC de Alto Ganho de Tensão Não-Isolado com Rendimento Elevado Formado pela Integração de Conversores CC-CC Básicos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.

VISHAY SEMICONDUCTORS. *DataSheet 30EPH06*. 2015. Disponível em: <<http://www.vishay.com/docs/94018/vs-30eph06p.pdf>>. Acesso em: 25 nov. 2016.

WANG, H.; BLAABJERG, F. Reliability of capacitors for dc-link applications in power electronic converters — an overview. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, v. 50, n. 5, p. 3569–3578, 2014.

## APÊNDICE A – FUNÇÕES DAS TENSÕES E CORRENTES NO DOMÍNIO DO TEMPO

Para auxiliar a interpretação das análises quantitativas do Capítulo 3 (Seção 3.3), são apresentados os valores instantâneos das principais tensões e correntes do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* no domínio do tempo. Essas funções são baseadas nas formas de onda teóricas da Seção 3.2 do mesmo capítulo. O Conversor *X* novamente será utilizado como referência. Essas equações foram obtidas analisando as funções lineares das tensões e correntes durante cada intervalo do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* (Figuras 3.2 e 3.3) com o auxílio do *software Mathcad*. As aproximações para dedução das equações dos esforços da Seção 3.3 também foram validadas, pois foram comparadas com os valores reais de suas respectivas funções pelo *Mathcad*.

A corrente instantânea de entrada do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* é apresentada na Equação (A.1) a seguir.

$$i_e(t) = \begin{cases} I_{emin} + \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{3-4.D}{2-2.D} \cdot t & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_2 \leq t \leq t_3 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \text{ ou } t_6 \leq t \leq t_7 \\ I_{em} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{3-4.D}{2-2.D} \cdot t & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \text{ ou } t_3 \leq t \leq t_4 \text{ ou } t_5 \leq t \leq t_6 \text{ ou } t_7 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

A corrente instantânea no indutor  $L_X$  corresponde a Equação (A.2) apresentada a seguir

$$i_{Lx}(t) = \begin{cases} I_{Lmin} + \frac{V_i}{L_x} \cdot t & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \\ I_{Lm} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2.D-1}{2-2.D} \cdot t & \text{se } t_1 \leq t \leq t_4 \text{ ou } t_5 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

As correntes e tensões instantâneas nos enrolamentos do Transformador  $T_X$  são apresentadas a seguir.

$$i_{PX1}(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \left( I_{Lmin} + \frac{V_i}{L_x} \cdot t \right) & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \\ \frac{(a+1)}{(a+2)} \cdot \left( I_{Lm} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2.D-1}{2-2.D} \cdot t \right) & \text{se } t_1 \leq t \leq t_4 \\ \frac{1}{(a+2)} \cdot \left( I_{Lm} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2.D-1}{2-2.D} \cdot t \right) & \text{se } t_5 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

$$i_{PX2}(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \left( I_{L_{min}} + \frac{V_i}{L_x} \cdot t \right) & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \\ \frac{(a+1)}{(a+2)} \cdot \left( I_{L_m} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2.D-1}{2-2.D} \cdot t \right) & \text{se } t_5 \leq t \leq t_8 \\ \frac{1}{(a+2)} \cdot \left( I_{L_m} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2.D-1}{2-2.D} \cdot t \right) & \text{se } t_1 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

$$i_{SECX}(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \\ -\frac{1}{(a+2)} \cdot \left( I_{L_m} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2.D-1}{2-2.D} \cdot t \right) & \text{se } t_1 \leq t \leq t_4 \\ \frac{1}{(a+2)} \cdot \left( I_{L_m} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2.D-1}{2-2.D} \cdot t \right) & \text{se } t_5 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

$$v_{PX1}(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \\ \frac{V_i}{2 \cdot (1-D)} & \text{se } t_1 \leq t \leq t_4 \\ -\frac{V_i}{2 \cdot (1-D)} & \text{se } t_5 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

$$v_{PX2}(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \\ \frac{V_i}{2 \cdot (1-D)} & \text{se } t_5 \leq t \leq t_8 \\ -\frac{V_i}{2 \cdot (1-D)} & \text{se } t_1 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

$$v_{SECX}(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \\ \frac{a \cdot V_i}{2 \cdot (1-D)} & \text{se } t_1 \leq t \leq t_4 \\ -\frac{a \cdot V_i}{2 \cdot (1-D)} & \text{se } t_5 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

As correntes instantâneas nas chaves do Conversor X são apresentadas a seguir.

$$i_{SX1}(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \left( I_{L_{min}} + \frac{V_i}{L_x} \cdot t \right) & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \\ \frac{(a+1)}{(a+2)} \cdot \left( I_{L_m} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2 \cdot D - 1}{2 - 2 \cdot D} \cdot t \right) & \text{se } t_1 \leq t \leq t_4 \\ 0 & \text{se } t_5 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

$$i_{SX2}(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \left( I_{L_{min}} + \frac{V_i}{L_x} \cdot t \right) & \text{se } t_0 \leq t_1 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \\ \frac{(a+1)}{(a+2)} \cdot \left( I_{L_m} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2 \cdot D - 1}{2 - 2 \cdot D} \cdot t \right) & \text{se } t_5 \leq t \leq t_8 \\ 0 & \text{se } t_1 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

As correntes instantâneas nos diodos do Conversor X são apresentadas a seguir.

$$i_{DX1}(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } t_0 \leq t \leq t_5 \\ \frac{1}{(a+2)} \cdot \left( I_{L_m} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2 \cdot D - 1}{2 - 2 \cdot D} \cdot t \right) & \text{se } t_5 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

$$i_{DX2}(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_8 \\ \frac{1}{(a+2)} \cdot \left( I_{L_m} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2 \cdot D - 1}{2 - 2 \cdot D} \cdot t \right) & \text{se } t_1 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

A corrente instantânea no capacitor de saída do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* é apresentada na equação a seguir.

$$i_{Co}(t) = \begin{cases} \frac{1}{(a+2)} \cdot \left( I_{L_m} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2 \cdot D - 1}{2 - 2 \cdot D} \cdot t \right) - I_s & \text{se } t_0 \leq t \leq t_1 \text{ ou } t_2 \leq t \leq t_3 \text{ ou } t_4 \leq t \leq t_5 \text{ ou } t_6 \leq t \leq t_7 \\ \frac{1}{(a+2)} \cdot \left( I_{e_m} - \frac{V_i}{L_x} \cdot \frac{2 \cdot D - 1}{2 - 2 \cdot D} \cdot t \right) - I_s & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \text{ ou } t_3 \leq t \leq t_4 \text{ ou } t_5 \leq t \leq t_6 \text{ ou } t_7 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

## APÊNDICE B – PROJETO COMPARATIVO DE UM CONVERSOR *CC-CC BOOST* *AGT-CCTE*

Este apêndice apresenta resumidamente um projeto de um conversor *CC-CC boost* *AGT-CCTE* equivalente com os mesmos parâmetros utilizados no desenvolvimento do projeto do Capítulo 4. Os dados aqui presentes auxiliam a discussão da Seção 4.4.

### Dimensionamento do Indutor de Armazenamento

A indutância ( $L_b$ ) é calculada a partir da Equação (4.5), na qual isola-se a variável da indutância e substitui-se os valores conhecidos, como se segue.

$$L_b = \frac{V_o}{8 \cdot f_s \cdot \frac{\Delta I_{L_x}}{2} \cdot (2 + a)} = \frac{400}{8 \cdot (30k) \cdot (2,778) \cdot (2 + (2))} = 450 \quad [\mu H] \quad (B.1)$$

### Dimensionamento do Núcleo Magnético do Indutor

Para o dimensionamento do núcleo magnético do indutor são considerados os mesmos parâmetros da Seção 4.3.1. Assim, pode-se calcular o produto de áreas ( $A_e A_w$ ), que irá definir a escolha do núcleo mais adequado. A Equação (B.2) a seguir representa o produto de áreas.

$$A_e A_w = \frac{L_b \cdot I_{L_{bm}} \cdot I_{L_{bef}}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 21,132 \quad [cm^4] \quad (B.2)$$

Para o produto de áreas teórico, sugere-se o núcleo *NEE-76/50/25* de material *IP12R* da *Thornton* (*THORNTON ELETRÔNICA*, 2008). Esta sugestão levou em consideração uma folga no carretel, tal como foi feito no projeto original. A possibilidade de execução do projeto (*RelA*) se manteve em torno de *0,1*.

Uma vez escolhido o núcleo, utiliza-se o mesmo passo a passo da Seção 4.3.1, considerando os dados desse núcleo, os valores da corrente multiplicados por dois e escolhendo a mesma bitola para o fio. Assim, obtem-se os seguintes dados para o indutor.

Tabela B.1 – Principais dados do indutor

<b>Valor da Indutância</b>	$L_b=450 [\mu\text{H}]$
<b>Núcleo Escolhido</b>	<i>NEE-76/50/25 (Thornton)</i>
<b>Número de Espiras</b>	$N_{Lb}= 22$ Espiras
<b>Bitola do Fio Esmaltado</b>	22AWG
<b>Número de Fios em Paralelo</b>	$n_{f_{Lx}} = 8$ fios
<b>Entreferro Estimado</b>	$l_g=0,048\text{cm}^4$

Fonte: Próprio Autor

## Dimensionamento do Transformador

### *Dimensionamento do Núcleo Magnético do Transformador*

Para o dimensionamento do elemento magnético do transformador são considerados os mesmos parâmetros da Seção 4.3.2. A potência processada pelo transformador pode ser calculada utilizando a Equação (B.3), documentada na Sub-seção 4.3.2.

$$P_{tr} = \frac{P_i (a + \sqrt{2})}{2 \cdot (a + 2)} = 948,393 \quad [W] \quad (\text{B.3})$$

O produto das áreas da janela e da seção do núcleo é expressado pela Equação (B.4).

$$A_e A_w = \frac{P_{tr}}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot 2 \cdot f_s} \cdot 10^4 = 12,048 \quad [\text{cm}^4] \quad (\text{B.4})$$

Para o produto de áreas calculado, opta-se por utilizar o núcleo *NEE-65/33/26* (*THORNTON ELETRÔNICA, 2008*). A escolha do núcleo procurou manter o mesmo fator de utilização da janela para os dois projetos, sendo ele em torno de 0,3.

Uma vez escolhido o núcleo, utiliza-se o mesmo passo a passo da Seção 4.3.2, considerando os dados desse núcleo, os valores das correntes multiplicados por dois e escolhendo a mesma bitola para os fio. Assim, obtém-se os seguintes dados para o transformador.

Tabela B.2 – Principais dados do transformador

<b>Núcleo Escolhido</b>		<i>NEE-65/33/26 (Thornton)</i>
<b>Número de Espiras</b>	Enrolamentos Primários	$N_p = 13$ Espiras
	Enrolamento Secundário	$N_s = 26$ Espiras
<b>Número de Fios em Paralelo</b>	Enrolamentos Primários	$n_{pri} = 8$ Fios
	Enrolamento Secundário	$n_{sec} = 3$ Fios
	Perdas nos Núcleos	$P_n = 5,805$ [W]
<b>Perdas</b>	Perdas nos Enrolamentos	$P_e = 4,122$ [W]
	Perdas Totais	$P_t = 9,38$ [W]
<b>Bitola do Fio Esmaltado</b>		22AWG

Fonte: Próprio Autor

### Dimensionamento das Chaves e dos Diodos

Utiliza-se o mesmo passo a passo das Seções 4.3.3 e 4.3.5. Dessa forma, para um projeto que visa comparar as topologias simples e intercalada, pode-se utilizar as mesmas chaves e diodos escolhidas para o conversor intercalado deste trabalho, considerando que os esforços de corrente das chaves atingem um valor próximo do limite. Dessa forma documenta-se as perdas para os diodos e chaves do conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* na tabela a seguir.

Tabela B.3 – Perdas para os diodos e chaves do conversor *CC-CC boost AGT-CCTE*

	Perdas de Condução	$P_{cond} = 39,168$ [W]
<b>Chaves</b>	Perdas de Comutação	$P_{com} = 0,186$ [W]
	Perdas Totais	$P_{S_{total}} = 79,082$ [W]
<b>Diodos</b>	Perdas Totais	$P_{D_{total}} = 10,72$ [W]

Fonte: Próprio Autor

### Cálculo do Rendimento Teórico

A partir das perdas, pode-se calcular o rendimento teórico para o projeto de um conversor *CC-CC boost AGT-CCTE* equivalente ao conversor proposto.

$$P_{\text{totais}} = P_t + P_{S_{\text{total}}} + P_{D_{\text{total}}} = 99,22 \quad [W] \quad (\text{B.5})$$

Assim, pode-se calcular o rendimento esperado para o projeto, como se segue.

$$\eta_p = 1 - \frac{P_{\text{totais}}}{P_o} = 0,9 \quad (\text{B.6})$$

O rendimento calculado neste projeto, apesar de ainda se adequar as considerações iniciais, mostrou-se bem aquém do rendimento calculado no projeto de sua versão intercalada, mostrando mais uma vez as vantagens do uso da topologia intercalada.

## APÊNDICE C – PROJETO DOS COMPENSADORES

Este apêndice descreve com detalhes o projeto dos compensadores das malhas de tensão e correntes para o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* no domínio do tempo. Além disso, os compensadores são convertidos para o domínio discreto, obtendo-se equações de diferenças prontas para implementação em código-fonte do *DSP*. Por fim, o circuito em malha fechada do *AGTI-CCTE* é testado através das seguintes simulações: degrau de carga, na qual a resistência na saída varia subitamente e pode-se observar em detalhes a ação dos compensadores; e com uma carga não linear, visando trabalhos futuros envolvendo aplicações práticas do circuito em malha fechada.

### Modelagem dos Compensadores

A estratégia de controle utilizada é baseada em três malhas de controle, sendo duas malhas de corrente em paralelo, e é conhecida como Controle por Modo Corrente Média. São três amostras do circuito de potência: uma amostra de tensão na saída, que passará por um controlador *PI* com filtro e tentará seguir uma referência; uma amostra da corrente no indutor  $L_X$ , que também será atenuada por um ganho e passará por um controlador *PI* com filtro que tentará seguir o sinal que sai da malha de tensão, a saída dessa malha entrará em um comparador, que controla os sinais *PWM* das chaves do Conversor *X*; uma amostra da corrente no indutor  $L_Y$ , que será processada com um mecanismo parecido com a primeira amostra de corrente, tentando seguir o sinal que sai da malha de tensão e com sinal de saída sendo enviado para um segundo comparador que controla os sinais *PWM* das chaves do Conversor *Y*. Sendo que os quatro sinais *PWM* gerados estão defasados de modo a garantir sincronismo durante o intercalamento.

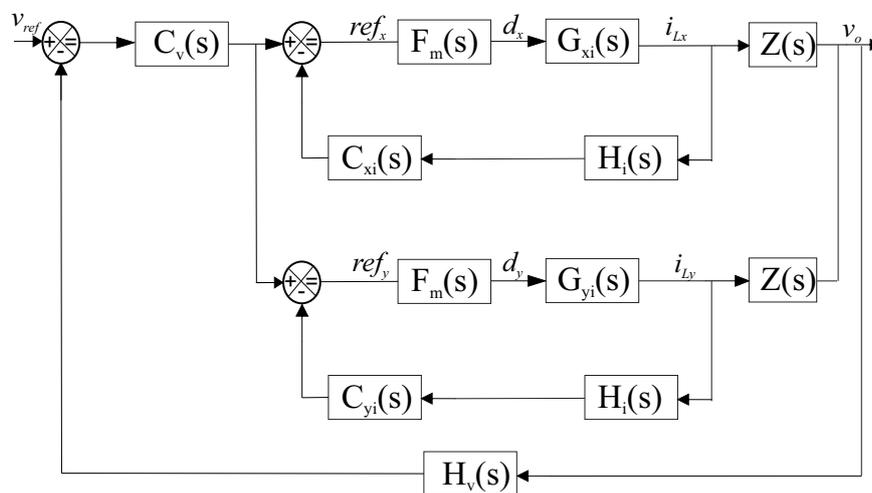
### Diagrama de Blocos

A Figura C.1 indica com detalhes o diagrama de blocos para a técnica de controle adotada. Como pode-se observar, utiliza-se como plantas os modelos de duas funções de transferência do *boost*: a  $G_i(s)$ , que modela na saída a corrente no indutor ( $\hat{i}_L$ ) em função em pequenos sinais da razão cíclica ( $\hat{d}$ ) na entrada; e a função da impedância  $Z$ , que modela a na saída a tensão de saída do conversor ( $\hat{v}_o$ ) em função da corrente ( $\hat{i}_L$ ) na entrada. Para o controle são adicionados dois compensadores ( $C_v(s)$  e  $C_i(s)$ ), que realizam a regulação da tensão e da corrente respectivamente.

A função  $F_m$  representa o comparador *PWM*, cujo sinal de referência é comparado com uma onda dente de serra e, geralmente sua função de transferência é modelada apenas como um ganho simples, cuja magnitude vale o inverso da amplitude pico a pico da Dente de Serra ( $V_D$ , cujo valor de projeto será  $3,2 V$ ). As funções  $H_v$  e  $H_i$  são os ganhos atribuídos aos sensores de tensão e de corrente respectivamente.

Para o projeto, consideramos a malha de corrente mais rápida em relação a malha de tensão, de modo que, para efeitos de projeto do compensador  $C_v$ , a malha de corrente seja substituída apenas por um ganho de magnitude inversa ao ganho do sensor de corrente ( $H_i$ ).

Figura C.1 – Diagrama de blocos do sistema



Fonte: Próprio Autor.

### ***Circuito Equivalente do Conversor sob Estudo***

Deve-se adotar as seguintes considerações para que o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* seja enxergado pelas malhas como conversor *CC-CC boost* convencional e o modelo proposto possa ser utilizado, outras considerações úteis para as equações seguintes também foram listadas a seguir.

- Tensão de Entrada Equivalente:  $V_e = V_i = 60 [V]$
- Razão Cíclica Equivalente:  $D_e = 2D - 1 = 0,4$
- Razão Cíclica Complementar Equivalente:  $D_e' = 1 - D_e = 0,6$
- Referência para a Malha de Tensão:  $V_{ref} = 2,5 [V]$
- Referência para a Malha de Corrente:  $V_{refi} = 2,5 [V]$

- Ganho do Sensor de Tensão:  $H_v = \frac{V_{ref}}{V_o} = 6,25$
- Ganho do Sensor de *Hall* de Corrente:  $K_{hall} = 0,1$  [V/A]
- Ganho do Amplificador Diferencial da Malha de Corrente:  $K_{dif} = \frac{V_{refi}}{I_e \cdot K_{hall}} = 3$
- Ganho Equivalente do Sensor de Corrente:  $H_i = K_{dif} \cdot K_{hall} = 0,3$
- Tensão de Saída Equivalente:  $V_{be} = \frac{V_e}{D_e} = 100,67$  [V]
- Ganho Equivalente do Sensor de Tensão:  $H_{ve} = H_v \cdot \frac{V_o}{V_{be}} = 0,025$
- Relação de Tensões de Saída Equivalente:  $a_e = \frac{V_o}{V_{be}} = 4$
- Frequência de Chaveamento Equivalente:  $f_{ce} = 2 \cdot f_s = 60$  [kHz]
- Indutância de Entrada Equivalente:  $L_e = L_X = 150$  [ $\mu$ H]
- Capacitância Filtro de Saída Equivalente :  $C_e = 640$  [uF]
- Resistência Série Equivalente do Capacitor de Saída:  $R_{cse} = \frac{R_{cs}}{a_e^2} = 9,4$  [m $\Omega$ ]
- Resistência de Saída Equivalente:  $R_{oe} = \frac{R_o}{a_e^2} = 20$  [ $\Omega$ ]

### ***Dimensionamento Malha de Corrente***

Para o projeto da Malha de Corrente, utiliza-se a função de transferência  $G_i(s)$ , que modela na saída a corrente no indutor ( $i_L$ ) em função em pequenos sinais da razão cíclica  $d$  na entrada. Essa função está representada a seguir pela Equação (C.1).

$$G_i(s) = \frac{V_e}{D_e} \cdot \frac{((R_{oe} + R_{cse}) \cdot C_e \cdot s + \frac{R_{oe} \cdot D'_e}{R_{oe} \cdot D'_e + R_{cse}} + 1)}{((R_{oe} + R_{cse}) \cdot L_e \cdot C_e \cdot s^2 + (R_{oe} \cdot R_{cse} \cdot C_e \cdot D'_e + L_e) \cdot s + R_{oe} \cdot D'_e \cdot \frac{R_{oe} \cdot D'_e + R_{cse}}{R_{oe} + R_{cse}})} \quad (C.1)$$

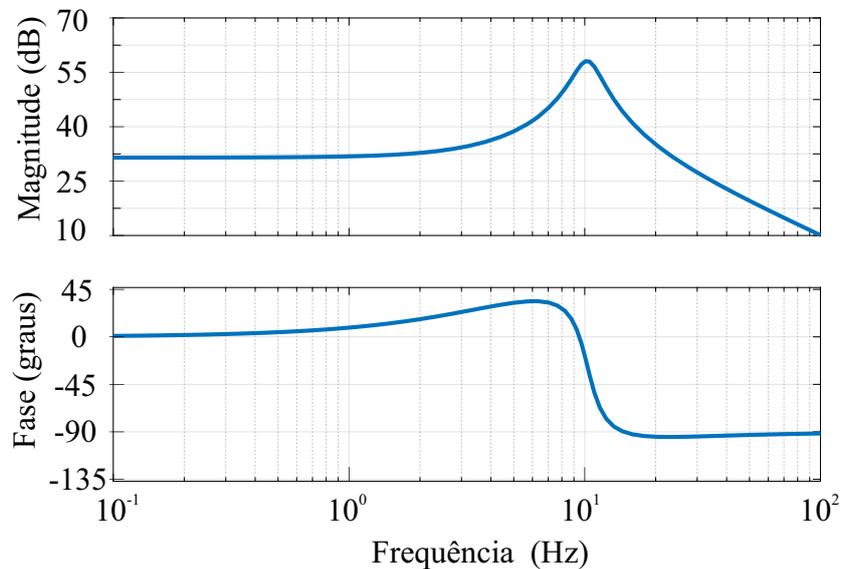
### ***Projeto do Compensador de Corrente***

O compensador de corrente  $C_i(s)$  deve ser projetado com base na Função de Transferência de Laço Aberto ( $FTLA_{sci}(s)$ ) (Figura C.2), descrita na Equação (C.2) a seguir.

$$FTLA_{sci}(s) = H_i(s) \cdot F_m(s) \cdot G_i(s) \quad (C.2)$$

O objetivo do compensador é introduzir pólos e zeros à função de transferência apresentada anteriormente, de modo a obter a margem de fase desejada para estabilidade do

sistema (neste caso foi adotada uma margem de fase de  $45^\circ$ ).

Figura C.2 – Diagrama de *Bode* para a  $FTLA_{sci}(s)$ 

Fonte: Próprio Autor.

Primeiro, deve-se escolher a frequência de cruzamento da malha de corrente, ou seja a frequência em que o ganho vale  $0 \text{ dB}$ . Empiricamente, sabe-se que a frequência de cruzamento ( $f_{ci}$ ) deve ser menor que a quarta parte da frequência de chaveamento do conversor.

$$f_{ci} = 3,5 \quad [kHz] \quad (C.3)$$

Para alocação de pólos e zeros do compensador, foi utilizado o método do fator  $k$ . Para aplicação deste método, deve-se escolher o tipo de compensador utilizado, dentre os três disponíveis: Tipo 1, controlador  $PI$  (Proporcional Integrador); Tipo 2, controlador  $PI$  com filtro (Proporcional Integrador com Filtro Capacitivo); ou Tipo 3, controlador  $PID$  (Proporcional Integrador Derivativo). Em seguida calculamos o avanço de fase do sistema ( $\alpha$ ), que depende: da margem de fase desejada ( $M$ ), que para o projeto é fixada em  $45^\circ$ ; e da fase ( $P$ ), que, no caso vale  $45^\circ$  e é a fase da  $FTLA_{sci}(s)$  na frequência de cruzamento ( $f_{ci}$ ). A Equação (C.4) a seguir dimensiona-se o avanço de fase ( $\alpha$ ).

$$\alpha = M - (-90) - 90 = 45 \quad [^\circ] \quad (C.4)$$

Segundo o critério de projeto de conversores, para um avanço de fase inferior a  $90^\circ$  o compensador mais indicado é o Tipo 2, controlador  $PI$  com filtro.

A função de transferência do compensador Tipo 2, é descrita na Equação (C.5) a seguir.

$$C_i(s) = G \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{z_i} + s}{s \cdot \left( \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{p_i}} + 1 \right)} \quad (\text{C.5})$$

Tendo escolhido o compensador ideal para o circuito, deve-se calcular o fator  $k$ , que é função do avanço de fase, descrito pela Equação (C.6) a seguir.

$$k_i = tg \left( 45^\circ + \frac{\alpha}{2} \right) = 2,41 \quad (\text{C.6})$$

A partir da variável  $k$  e do ganho proporcional do compensador ( $G_{avi}$ ) (Equação (C.7)), cuja magnitude vale o inverso do módulo de  $FTLA_{sci}(s)$  na frequência de cruzamento. Ele pode ser obtido a partir do gráfico da Figura C.2 e convertendo adequadamente o valor de decibels para o valor absoluto.

$$G_{avi} = 10^{|FTLA_{sci}(2 \cdot \pi \cdot f_{ci})|} = 0,35 \quad (\text{C.7})$$

Um pólo do compensador é alocado na origem, já o outro pólo e o zero são alocados utilizando o fator  $k_i$  calculado anteriormente.

$$f_{z_i} = \frac{f_{ci}}{k_i} = 1,45 \quad [kHz] \quad (\text{C.8})$$

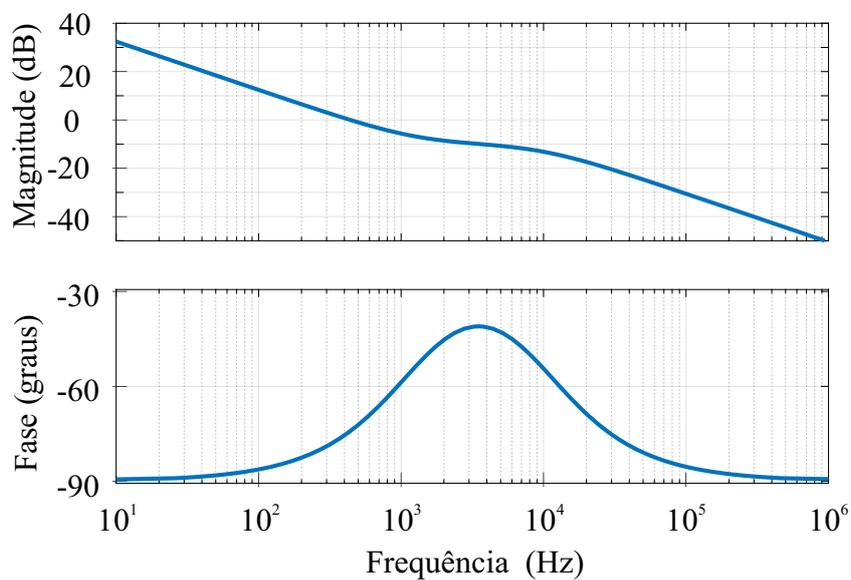
$$f_{p_i} = f_{ci} \cdot k_i = 8,45 \quad [kHz] \quad (\text{C.9})$$

O diagrama de *Bode* para o compensador  $C_i(s)$  projetado para as duas malhas de corrente está indicado na Figura C.3.

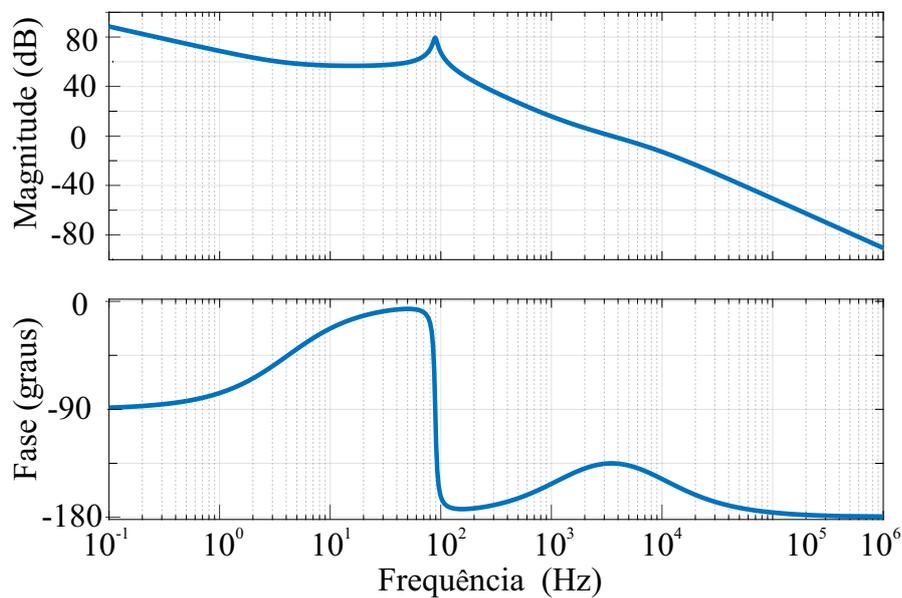
A nova Função de Transferência de Laço Aberto com o Compensador ( $FTLA_{cci}(s)$ ) é obtida multiplicando o controlador com a  $FTLA_{sci}(s)$ .

$$FTLA_{cci}(s) = C_i(s) \cdot FTLA_{sci}(s) \quad (\text{C.10})$$

A Figura C.4 mostra o diagrama de *Bode* (módulo e fase) para a Função de Transferência de Laço Aberto com o Controlador.

Figura C.3 – Diagrama de *Bode* para  $C_i(s)$ 

Fonte: Próprio Autor.

Figura C.4 – Diagrama de *Bode* para  $FTLA_{cci}(s)$ 

Fonte: Próprio Autor.

### ***Dimensionamento Malha de Tensão***

Para o projeto da Malha de Tensão, utiliza-se a função de transferência  $Z(s)$ , que relaciona o pequeno sinal da tensão de saída com o pequeno sinal da corrente no indutor, como

descreve a Equação (C.11).

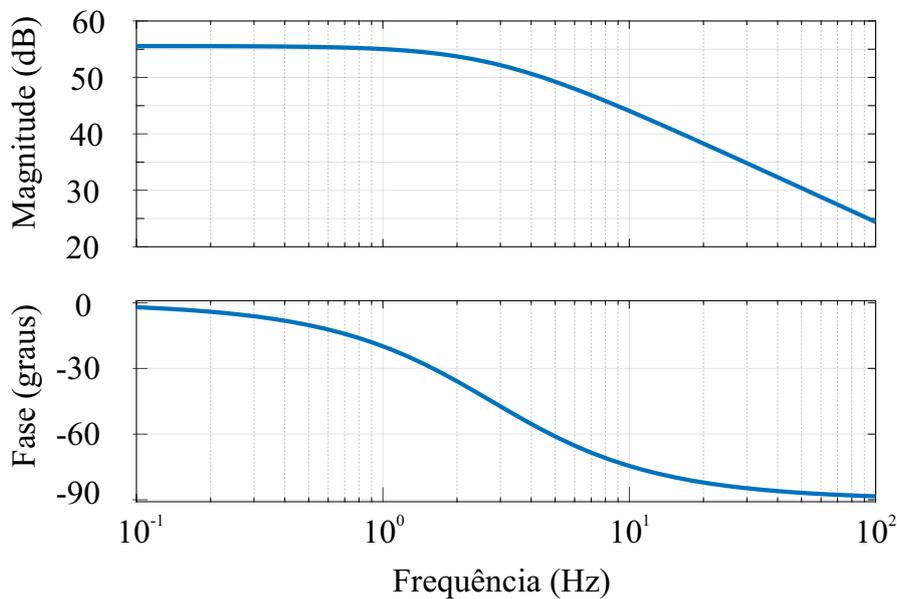
$$Z(s) = \frac{((R_{oe} + R_{cse})(L_e \cdot R_{cse} \cdot C_e \cdot s^2 - L_e \cdot s) + (R_{oe}^2 \cdot D_e'^2 \cdot R_{cse} \cdot C_e) \cdot s + R_{oe}^2 \cdot D_e'^2)}{(R_{oe} \cdot D_e' + R_{cse}) \cdot ((R_{oe} + R_{cse}) \cdot C_e \cdot s + \frac{R_{oe} \cdot D_e'}{R_{oe} \cdot D_e' + R_{cse}} + 1)} \quad (C.11)$$

### Projeto do Compensador de Tensão

O compensador de tensão  $C_v(s)$  deve ser projetado com base na Função de Transferência de Laço Aberto ( $FTLA_{scv}(s)$ ) (Figura C.5), descrita na Equação (C.12) a seguir. Como a malha de tensão será projetada mais lenta, ela enxerga toda a malha de corrente apenas como um ganho de valor inverso ao ganho  $H_i(s)$ , como descreve a Equação (C.12) a seguir.

$$FTLA_{scv}(s) = H_v(s) \cdot \frac{1}{H_i(s)} \cdot Z(s) \quad (C.12)$$

Figura C.5 – Diagrama de *Bode* para  $FTLA_{scv}(s)$



Fonte: Próprio Autor.

O diagrama de *Bode* para  $FTLA_{scv}(s)$  está apresentado na Figura C.5. Para este caso, foi adotada uma frequência de cruzamento ( $f_{cv}$ ) de  $30\text{Hz}$ , pois a malha deve ser lenta em relação a de corrente.

Novamente utilizando o método do fator k para alocação de pólos e zeros, calcula-se o avanço de fase do sistema ( $\alpha_2$ ), que depende: da margem de fase desejada ( $M_2$ ), que para o projeto é fixada em  $60^\circ$ ; e da fase ( $P_2$ ), que, no caso vale  $-81,52^\circ$  e é a fase da  $FTLA_{scv}(s)$  na

frequência de cruzamento ( $f_{cv}$ ). A Equação (C.13) a seguir dimensiona-se o avanço de fase ( $\alpha$ ).

$$\alpha_2 = 60 - (-81) - 90 = 26,04 \quad [^\circ] \quad (\text{C.13})$$

Novamente, escolhe-se o compensador Tipo 2 para o projeto da malha de tensão. A função de transferência do compensador Tipo 2 da malha de tensão é descrita na Equação (C.5) a seguir.

$$C_v(s) = G \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{z_v} + s}{s \cdot \left( \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{p_v}} + 1 \right)} \quad (\text{C.14})$$

A partir da escolha do compensador ideal para o circuito, deve-se calcular o fator  $k_v$ , que é função do avanço de fase, descrito pela Equação (C.15) a seguir.

$$k_v = \text{tg} \left( 45^\circ + \frac{\alpha}{2} \right) = 1,6 \quad (\text{C.15})$$

A partir da variável  $k_v$  e do ganho do compensador ( $G_{avv}(s)$ ) (Equação (C.16)), (Equação (C.7)), cuja magnitude vale o inverso do módulo de  $FTLA_{scv}(s)$  na frequência de cruzamento. Ele pode ser obtido a partir do gráfico da Figura C.5 e convertendo adequadamente o valor de decibels para o valor absoluto.

$$G_{avv} = 10^{|FTLA_{scv}(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})|} = 0,018 \quad (\text{C.16})$$

Um pólo do compensador é alocado na origem, já o outro pólo e o zero são alocados utilizando o fator  $k_v$  calculado anteriormente.

$$f_{z_v} = \frac{f_{cv}}{k_v} = 18,72 \quad [Hz] \quad (\text{C.17})$$

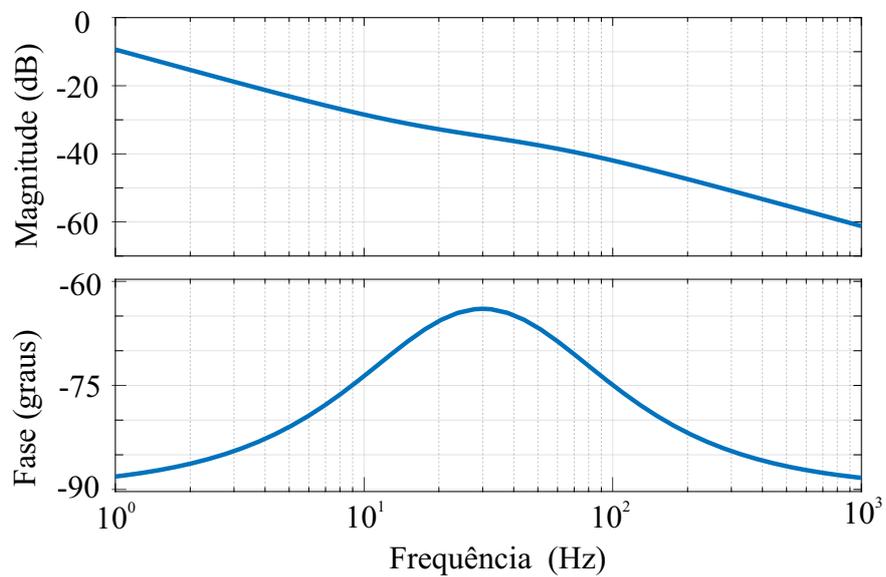
$$f_{p_v} = f_{cv} \cdot k_i = 48,05 \quad [Hz] \quad (\text{C.18})$$

O diagrama de *Bode* para o compensador  $C_v(s)$  projetado para a malha de tensão está indicado na Figura C.6.

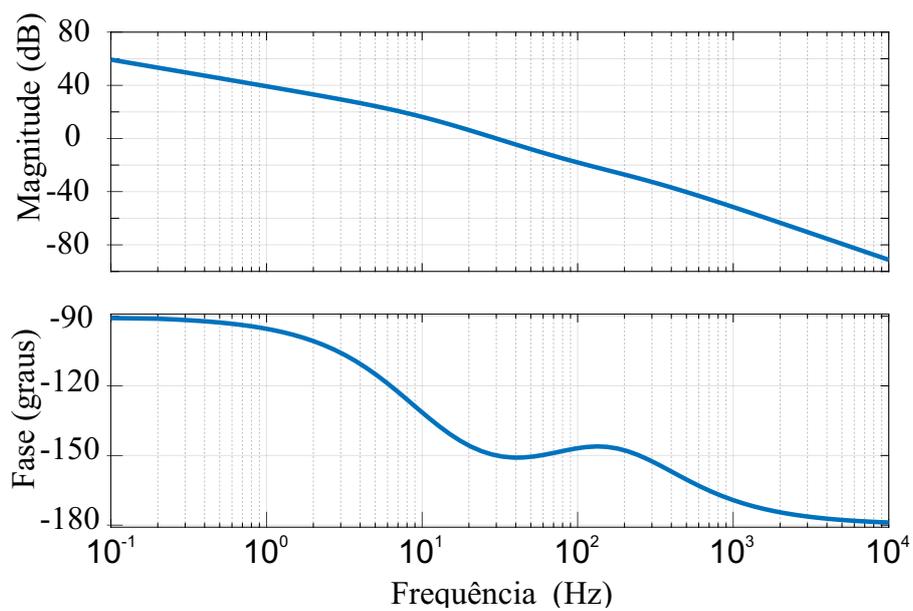
A nova Função de Transferência de Laço Aberto com o Controlador ( $FTLA_{ccv}(s)$ ) é obtida multiplicando o controlador com a  $FTLA_{scv}(s)$

$$FTLA_{ccv}(s) = C_v(s) \cdot FTLA_{scv}(s) \quad (\text{C.19})$$

A Figura C.7 mostra o diagrama de *Bode* (módulo e fase) para a Função de Transferência de Laço Aberto com o Controlador ( $FTLA_{ccv}(s)$ ).

Figura C.6 – Diagram de *Bode* para  $C_v(s)$ 

Fonte: Próprio Autor.

Figura C.7 – Diagrama de *Bode* para  $FTLA_{ccv}(s)$ 

Fonte: Próprio Autor.

### ***Conversão das Variáveis Contínuas para o Domínio Discreto***

Como deseja-se utilizar um *DSP* como controlador digital, deve-se converter as equações das funções de transferência dos compensadores ( $C_{ix}(s)$ ,  $C_{iy}(s)$  e  $C_v(s)$ ) para o domínio  $z$ . Para isso, é necessário estabelecer uma frequência de amostragem segura para os três sinais de realimentação do conversor.

O fenômeno de *aliasing* é o resultado da violação do teorema de *Shannon*, que define as limitações para a reconstrução exata de um sinal uniformemente amostrado. O teorema mostra que há um limite superior para a largura de banda de sinal amostrada, para além do qual a reconstrução perfeita, mesmo por meio de filtros ideais de interpolação, torna-se impossível e aparecem fenômenos de *aliasing*. A frequência limite é chamada de frequência *Nyquist* e é igual a metade da frequência de amostragem,  $f_c$  (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Em um caso típico, a razão cíclica pode ser atualizada duas vezes por período de modulação em um microcontrolador, assim a frequência de amostragem deve ser no máximo o dobro da frequência de chaveamento. No caso do controle de corrente média, a frequência de amostragem deve ser maximizada; dessa maneira, os tempos de atraso de *hold* inerentes ao conversor *A/D* são minimizados e a planta do controlador será otimizada. (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

A melhor frequência de amostragem ( $f_a$ ) escolhida para o projeto é de  $60 \text{ kHz}$ , que equivale ao dobro da frequência de chaveamento de cada chave. O método escolhido para converter as equações dos compensadores do domínio  $s$  para o domínio  $z$  será o método de *Euler*, no qual as variáveis  $s$  são convertidas pela seguinte equação.

$$s = (2 \cdot f_a) \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (\text{C.20})$$

Substituindo a Equação (C.20) na Equação (C.5) do controlador  $C_i(s)$  e adicionando o atraso da frequência de amostragem, obtem-se a equação do controlador para o plano  $z$ .

$$C_{iz}(z) = \frac{(0,1308) \cdot z - (0,1212)}{z^2 - (1,643) \cdot z + (0,6427)} \quad (\text{C.21})$$

A equação de diferenças é obtida a partir da função de transferência  $C_{iz}(z)$ , realizando a transformada inversa, obtem-se a relação entre entrada e saída do controlador na Equação

(C.22).

$$U[n] = 0,1308.E[n] - 0,1212.E[n-1] + 1,643.E[n-1] + 0,6427.U[n-2] \quad (\text{C.22})$$

Aplica-se a mesmas transformadas para o controlador da malha de tensão  $C_v$  e obtém-se as equações no domínio discreto.

$$C_{v_z}(z) = \frac{(4,56 \cdot 10^{-5}) \cdot z - (4,556 \cdot 10^{-5})}{z^2 - (1,997) \cdot z + (0,9975)} \quad (\text{C.23})$$

$$U[n] = (4,56 \cdot 10^{-5}) \cdot E[n] - (4,556 \cdot 10^{-5}) \cdot E[n-1] - (1,997) \cdot U[n-1] + (0,9975) \cdot U[n-2] \quad (\text{C.24})$$

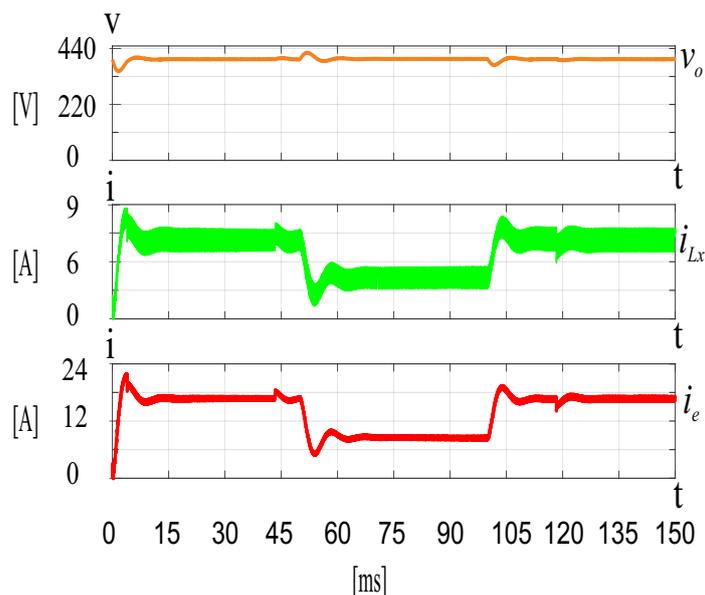
### Simulação com Degrau de Carga

Para validar as malhas de tensão e corrente projetadas nas seções anteriores, simula-se no *software Psim* um ensaio de degrau de carga, variando a carga entre 100% (160  $\Omega$ ) e 50% (320  $\Omega$ ) da carga nominal. Na saída dos compensadores, foram colocados saturadores para limitar a razão cíclica entre 50%, que é o nível mínimo teórico para a operação do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*, e 75%, que é o nível máximo no qual a análise teórica foi baseada, conforme analisado na Seção 3.3.

Como observa-se na Figura C.8, os degraus de carga ocorrem nos instantes 0,5 s e 1 s da simulação. Em regime permanente, a tensão de saída manteve um valor médio em torno de 398 V, mantendo um erro estático próximo de 2 V. Além disso seu valores máximo e mínimo, durante os degraus, foram de 423 V e 375 V, respectivamente. Já os valores de pico atingidos pelas correntes de entrada e no indutor  $L_x$  foram de 19,33 A e 10,33 A, respectivamente.

Como optou-se pela modulação digital, há uma perda de informação ocasionada pela discretização dos sinais analógicos. Essa perda gera pequenas perturbações entre as malhas durante o regime permanente. Apesar da perda de informação, as malhas de controle atuaram de maneira satisfatória, mantendo os valores de tensão e corrente em níveis seguros de operação.

Figura C.8 – Simulação com degrau de carga entre 100% e 50% da carga nominal

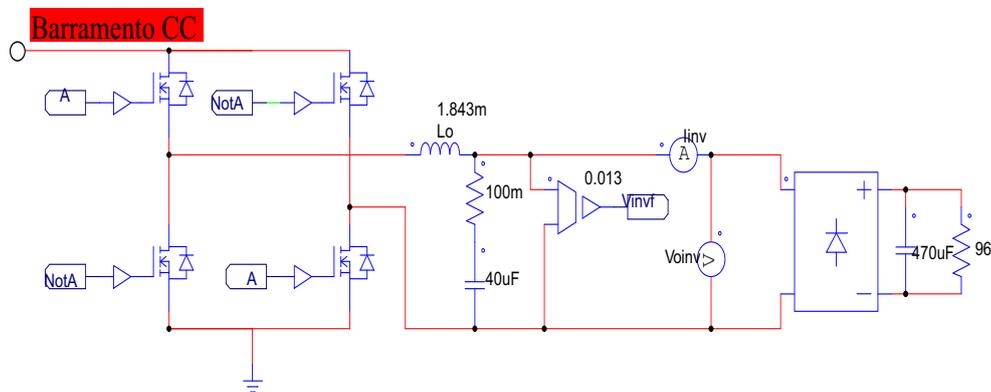


Fonte: Próprio Autor.

### Simulação com Carga Não Linear

Para aplicações práticas, é necessário verificar a viabilidade do uso de um capacitor de filme na saída do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* para alimentar cargas não lineares. Assim, faz-se uma simulação em carga nominal, considerando o pior caso de carga não linear: um inversor monofásico clássico conectado a uma ponte de diodos retificadora que alimenta um circuito *RC* em paralelo. A corrente resultante é pulsada e a razão entre seu valor de pico e seu valor eficaz deve ser aproximadamente 3 (fator de crista). Esse arranjo é similar a equipamentos eletrônicos encontrados no cotidiano. Portanto, a carga não linear simulada pelo *software Psim* é mostrada na Figura C.9. O capacitor filtro de saída do barramento *CC* é de  $480 \mu F$ , conforme proposto na Seção 4.3.6. O inversor monofásico modula uma onda senoidal de  $60 \text{ Hz}$  sendo modulada por uma portadora "dente de serra" com  $20 \text{ kHz}$  de frequência.

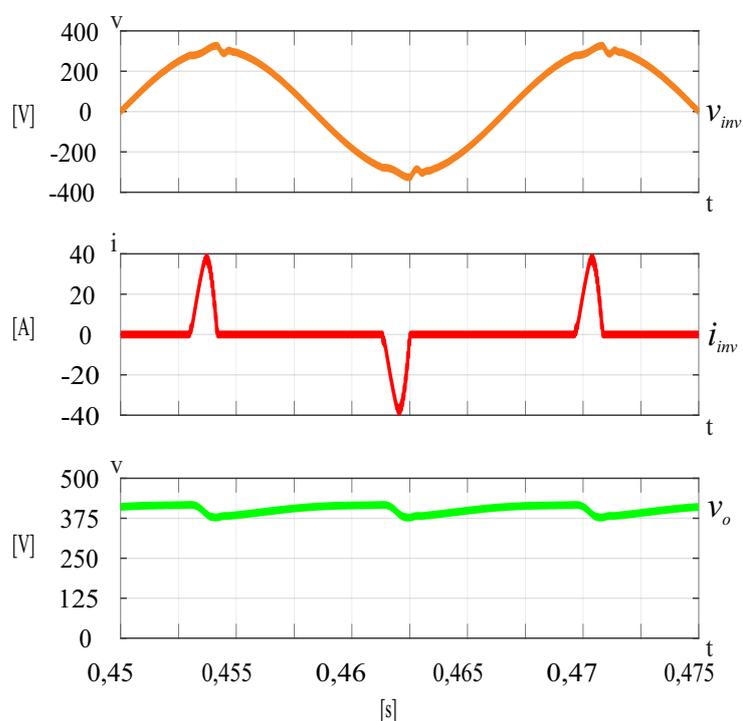
Figura C.9 – Carga não linear conectada no barramento da saída no conversor proposto



Fonte: Próprio Autor.

A Figura C.10 apresenta a simulação formas de onda da tensão e corrente na saída do inversor e tensão no barramento *CC*. A carga não linear da Figura C.9 é conectada na saída do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* e utiliza-se um capacitor de filme disponível comercialmente de  $480 \mu F$ . Observa-se que, com o filtro na saída do inversor, a tensão torna-se praticamente senoidal, com uma distorção harmônica total de, aproximadamente, 2,2% e a corrente pulsada mantém um fator de crista de, aproximadamente 3,1. O barramento *CC* sofre uma queda de tensão, atingindo valores próximos de 380 V, sem prejudicar o funcionamento do inversor.

Figura C.10 – Simulação da tensão e corrente na saída do inversor e da tensão no barramento CC



Fonte: Próprio Autor.

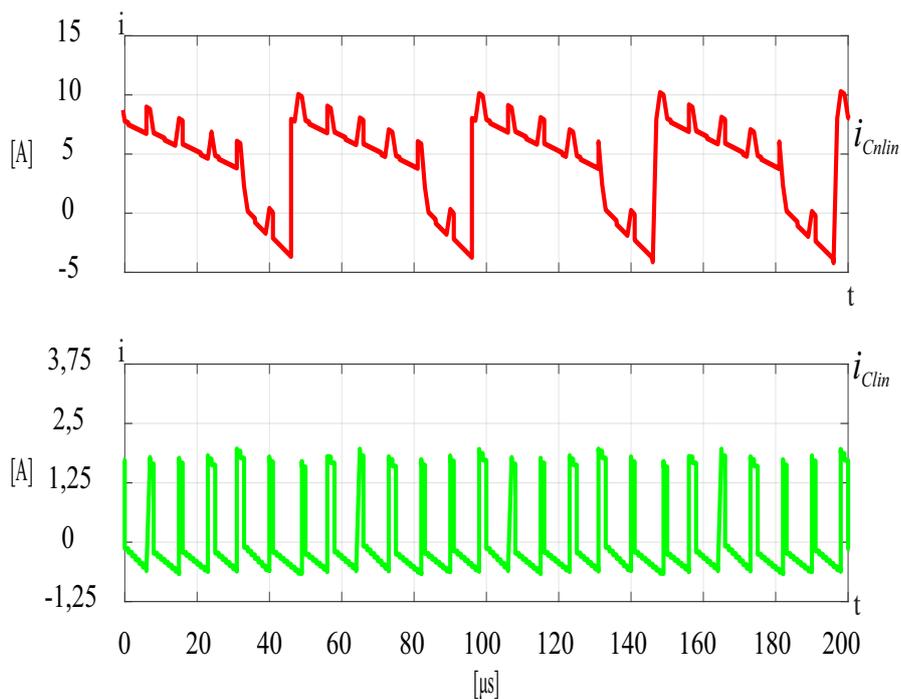
### ***Análise da Corrente no Capacitor Filtro de Saída***

Esta sub-seção analisa a simulação da corrente no capacitor filtro de saída do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*, quando esse conversor está alimentando a carga não linear desta seção (inversor conectado a retificador monofásico). Além disso, essa simulação é comparada com a simulação de corrente do capacitor filtro de saída quando o conversor é conectado a uma carga resistiva.

A Figura C.11 mostra a simulação da corrente do capacitor filtro de saída quando o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* é conectado à carga não linear desta seção e da corrente no mesmo capacitor quando o AGTI-CCTE é conectado a uma carga resistiva. Durante o intervalo de tempo analisado, a corrente no inversor é nula, dessa forma, a corrente do indutor  $L_o$  do inversor (Figura C.9) circula pelo capacitor filtro de saída, fazendo com que a corrente tome um formato aproximadamente linear. Quando as chaves do inversor mudam de estado, a corrente muda de sentido no capacitor. Pode-se observar que a componente em alta frequência da corrente no capacitor está sincronizada com a corrente no capacitor filtro de saída quando a simulação

ocorre com carga resistiva. Portanto, pode-se concluir que essa componente em alta frequência na corrente é resultante da operação do conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE*.

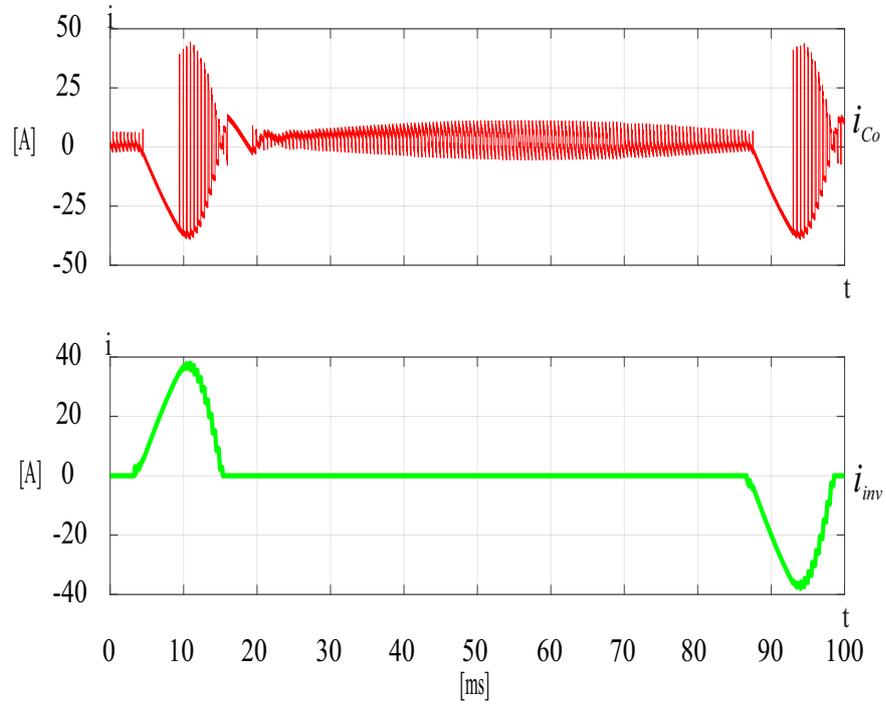
Figura C.11 – Simulação da corrente no capacitor filtro de saída com o conversor *CC-CC boost AGTI-CCTE* alimentando uma carga não linear e uma carga resistiva



Fonte: Próprio Autor.

A Figura C.12 mostra a simulação da corrente no capacitor filtro de saída durante um ciclo de operação do inversor. A corrente pulsada do inversor é filtrada pelo capacitor. Os pulsos de corrente no capacitor atingem valores eficazes próximos de  $40 A$ , que está dentro das especificações do capacitor de filme comercial sugerido (*EPCOS 480 $\mu F$ /450V*). As discontinuidades na corrente ocorrem devido ao chaveamento do inversor: nos intervalos em que se observa uma curva contínua nos pulsos apenas um par de chaves está conduzindo. Os intervalos em que a corrente é nula são apreciados em detalhe na Figura C.11.

Figura C.12 – Simulação da corrente no capacitor filtro de saída durante um ciclo de operação do inversor



Fonte: Próprio Autor.

## ANEXO A – CÓDIGO-FONTE GERADO PELO SIMULINK

A seguir serão listados os dois códigos-fonte principais gerados pelo Simulink, são eles: o código que contém todas as funções programadas em alto nível utilizando os blocos, que corresponde ao arquivo "*pwm\_08\_09.c*", apresentado de forma resumida, apreciando as principais configurações abordadas na Seção 5.2.1; o código principal, que chama as funções programadas no primeiro arquivo, que corresponde ao arquivo "*ert\_main.c*".

```

1 // Funcao Passo do Programa: Sincronizada com o Timer 0 do DSP
2 // Programada para Ocorrer a Cada 0,2s (Configuracao Padrao Simulink)
3 void pwm_08_09_step(void)
4 {
5     EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_T)(4667.0);
6     EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_T)(5000.0);
7     EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_T)(3333.0);
8     EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = (uint16_T)(1667.0);
9 }
10 // Funcao para Inicializar os Modulos PWM
11 pwm_08_09_initialize()
12 // Escravos
13 // Inicializa EPWM7A
14 EALLOW;
15 CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM7 = 1;
16 CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0; // Desabilita Sincronizacao com a CPU
17 EDIS;
18 EPwm7Regs.TBCTL.all = (EPwm7Regs.TBCTL.all & ~0x3FFF) | 0x18;
19 EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = 4667; // Inicializa Valor do Comparador A
20 EPwm7Regs.CMPB.bit.CMPB = 32000; // Valor do Comparador B (Nao Inicializado)
21 EPwm7Regs.AQCTLA.all = 146; // Qualificar Acoes para o EPWM7A
22 EPwm7Regs.EPWMXLINK.bit.TBPRDLINK = 0; // Sincronizar com EPMW1A
23 EPwm7Regs.EPWMXLINK.bit.CMPALINK = 6; // Habilitar Comparadores para o ePWM7
24 EPwm7Regs.EPWMXLINK.bit.CMPBLINK = 6;
25 EALLOW;
26 CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1; // Habilita Sincronizacao com a CPU
27 EDIS;
28 // Inicializa EPWM8A
29 EALLOW;
30 CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM8 = 1;
31 CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
32 EDIS;
33 EPwm8Regs.TBCTL.all = (EPwm8Regs.TBCTL.all & ~0x3FFF) | 0x18;
34 EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = 3333; // Inicializa Valor do Comparador A
35 EPwm8Regs.CMPB.bit.CMPB = 1333; // Valor do Comparador B (Setado Via Dialogo)
36 EPwm8Regs.AQCTLA.all = 416; // Qualificar Acoes para o EPWM8A
37 EPwm8Regs.EPWMXLINK.bit.TBPRDLINK = 0; // Sincronizar com EPMW1A
38 EPwm8Regs.EPWMXLINK.bit.CMPALINK = 7; // Habilitar Comparadores para o ePWM8
39 EPwm8Regs.EPWMXLINK.bit.CMPBLINK = 7;

```

```

40 EALLOW;
41 CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
42 EDIS;
43 // (...) Configuracao Semelhante ao EPWM8A para os Outros Escravos
44 // Inicializa EPWM1A (Mestre)
45 EALLOW;
46 CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM1 = 1;
47 CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0; // Desabilita Sincronizacao com a CPU
48 EDIS;
49 EPwm1Regs.TBPRD = 6667; // Registrador Base do Periodo de Tempo
50 EPwm1Regs.TBCTL.all = (EPwm8Regs.TBCTL.all & ~0x3FFF) | 0x18;
51 EPwm1Regs.AQCTLA.all = 22; // Qualificar Acoes para o EPWM1A
52 EPwm1Regs.EPWMXLINK.bit.TBPRDLINK = 0; // Sincronizar consigo mesmo
53 EALLOW;
54 CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1; // Habilita Sincronizacao com a CPU
55 EDIS;
56 }

```

Código-fonte 1 – Resumo do Arquivo "pwm\_08\_09.c" Gerado pelo Simulink

```

1 int main(void)
2 {
3     volatile boolean_T runModel = 1;
4     float modelBaseRate = 0.2; // Duracao do Passo
5     float systemClock = 200; // Frequencia de Clock da CPU
6     c2000_flash_init();
7     init_board();
8     rtmSetErrorStatus(rtm, 0);
9     pwm_08_09_initialize();
10    configureTimer0(modelBaseRate, systemClock); // Sincronizar Passo com Timer0
11    runModel =
12    rtmGetErrorStatus(rtm) == (NULL);
13    enableTimer0Interrupt();
14    globalInterruptEnable();
15    while (runModel) {
16        runModel =
17        rtmGetErrorStatus(rtm) == (NULL);
18    }
19    /* Disable rt_OneStep() here */
20    globalInterruptDisable();
21    return 0;
22 }

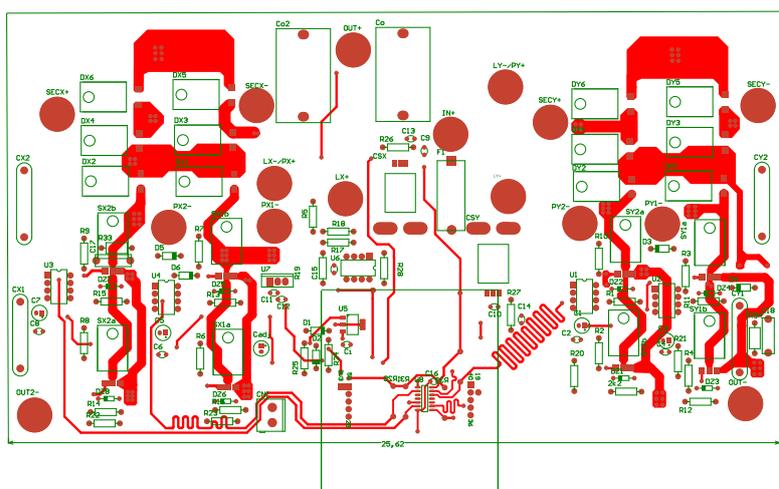
```

Código-fonte 2 – Arquivo "ert\_main.c" Gerado pelo Simulink

## ANEXO B – ESQUEMÁTICO E *LAYOUT* DO PROTÓTIPO

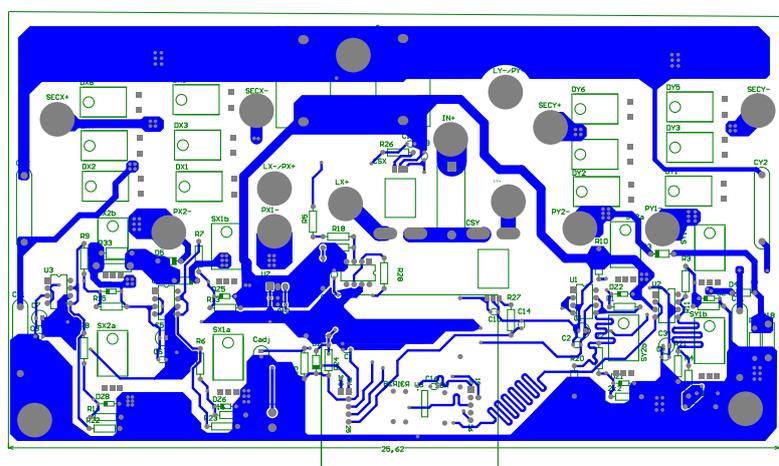
O esquemático e o *layout* do protótipo foram projetados através do *software Altium* e são apresentados a seguir.

Figura B.1 – *PCB* do protótipo - vista superior



Fonte: Próprio Autor.

Figura B.2 – *PCB* do protótipo - vista inferior



Fonte: Próprio Autor.

Figura B.3 – Esquemático do protótipo

