



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

FERNANDO VIANA DA SILVA QUEIROZ

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO PARA
CARREGAMENTO DE BATERIAS EM UMA NANORREDE CC DE
PROSSUMIDOR RESIDENCIAL**

FORTALEZA

2019

FERNANDO VIANA DA SILVA QUEIROZ

CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO PARA CARREGAMENTO DE
BATERIAS EM UMA NANORREDE CC DE PROSSUMIDOR RESIDENCIAL

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência e Sistema de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Fernando L. Marcelo Antunes

FORTALEZA

2019

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)

- Q44c Queiroz, Fernando Viana da Silva.
Conversor CC-CC bidirecional de alto ganho para carregamento de baterias em uma nanorrede CC de prosumidor residencial / Fernando Viana da Silva Queiroz. – 2019.
140 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2019.
Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.
1. Engenharia elétrica. 2. Nanorrede. 3. Conversor de corrente contínua. I. Título.

CDD 621.3

FERNANDO VIANA DA SILVA QUEIROZ

CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO PARA CARREGAMENTO
DE BATERIAS EM UMA NANORREDE CC DE PROSSUMIDOR RESIDENCIAL

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência e Sistema de Energia Elétrica.

Aprovada em: 15/02/2019

BANCA EXAMINADORA

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

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

Prof. Fabrício Gonzalez Nogueira, Dr.
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Wilkley Bezerra Correia, Dr.
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus,
Aos meus pais, João e Benedita,
A minha esposa Núbia,
Ao meu filho Pedro,
Eu dedico esse trabalho.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a ao meu Deus, por estar comigo, fortalecendo-me, abençoando-me e concedendo-me sabedoria diante desse caminho que decidi trilhar.

Agradeço aos meus queridos pais, Benedita Viana da Silva Queiroz e João Batista de Queiroz, por todo zelo, amor e dedicação, que sempre me apoiaram nas minhas decisões, sempre estiveram do meu lado e, mesmo diante das limitações, nunca deixaram faltar nada.

À minha amada esposa e companheira, Nubiana Rodrigues Soares Queiroz, pelo amor, paciência e compreensão, durante esses anos de mestrado, nos quais passei mais tempo me dedicando a ele do que propriamente ao seu lado. Mesmo assim, sempre me deu todo suporte necessário para nunca desistir, até quando os obstáculos pareciam serem intransponíveis.

Ao meu orientador Fernando Antunes pela credibilidade e confiança neste trabalho. Um agradecimento especial ao meu grande amigo e compadre Antônio Alisson Alencar Freitas pelo apoio e pelas importantes contribuições a respeito do projeto, bem como ao meu querido amigo Everton Reis pelos meses de trabalho em conjunto, cuja experiência adquirida através do seu suporte foram fundamentais para conclusão deste trabalho. Aos membros da banca examinadora que dispuseram e dedicaram seu tempo em ler e fazer suas considerações. A todos os professores e técnicos do Departamento de Engenharia Elétrica, ao Programa de Pós-Graduação. Aos meus colegas de graduação e que ficaram para vida. Aos meus irmãos e amigos da minha querida igreja, pelas orações e torcida nesta luta. A todos aqueles que estiveram presentes nas discussões a respeito deste trabalho. Perdoem-me caso tenha esquecido o nome de alguém.

Por fim, agradeço todos àqueles que de alguma maneira contribuíram para conclusão deste trabalho.

*“Não se enganem! Se algum de vocês pensa que é sábio segundo os padrões deste mundo, deve tornar-se "louco" para que se torne sábio.”
(1 Coríntios 13:18)*

RESUMO

O presente trabalho visa a aplicação de um conversor cc-cc bidirecional de alto ganho de tensão para o carregamento de baterias, baseado na célula de comutação de três estados. O conversor utilizado opera nos modos *boost* ou *buck* e será utilizado como interface entre um banco de baterias, com tensão de operação de 96 Vcc, e um barramento cc de 380 Vcc, aplicado a uma nanorede em corrente contínua para prossumidores residenciais. O banco de baterias pode ser utilizado para alimentar um veículo elétrico, assim como suprir o barramento cc, diante de um afundamento de tensão ou falha no barramento primário. O trabalho elabora, também, critérios construtivos e de proteção deste novo tipo de instalação, discute a topologia e o controle digital do conversor a ser implementado, assim como a sua análise de estabilidade. O controle proposto visa garantir tanto a bidirecionalidade do fluxo de potência do circuito do conversor, quanto a estabilidade da referência em regime permanente. Projetou-se um sistema de controle digital em cascata por meio da técnica em corrente média, cuja eficácia da implementação do controle sobre o conversor e sua bidirecionalidade foram comprovados e apresentados por meio de simulações.

Palavras-chave: Geração distribuída, nanoredes, microrredes, distribuição em cc, armazenamento de energia.

ABSTRACT

The present work aims at the application of a high gain voltage bidirectional dc-dc converter for battery charging, based on the three states switching cell. The converter used operates in boost or buck modes and will be used as an interface between a battery bank with a 96 Vdc operating voltage and a bus of the 380 Vdc, applied to a nanogrid operating in direct current for residential prosumers. The battery bank can be used to power an electric vehicle, as well as supply the dc bus, in the event of a voltage drop or failure in the primary bus. The work also elaborates constructive and protective criteria for this new type of installation, discusses the topology and digital control of the converter to be implemented, as well as its stability analysis. The proposed control aims to guarantee both the bidirectionality of the power flow of the converter circuit and the stability of the reference in steady state. A cascade digital control system was designed by means of the average current technique, whose effectiveness of the control implementation on the converter and its bidirectionality were proven and presented through simulations.

Keywords: Distributed generation, nanogrid, microgrid, DC distribution, energy storage.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Participação de fontes renováveis na Matriz Energética Brasileira.	22
Figura 1.2 - Evolução anual da geração distribuída no Brasil entre 2012 a 2018.	23
Figura 1.3 - Equipamentos sendo alimentados em 311 Vcc.	28
Figura 1.4 - Diagrama da nanorrede utilizada como referência para o trabalho proposto.	30
Figura 1.5 - Fluxograma para o controle do funcionamento do sistema proposto.	32
Figura 2.1 - Ilustração de uma residência operando como uma nanorrede.	38
Figura 3.1 - Esquemático do conversor bidirecional buck-boost em cascata.	40
Figura 3.2 - Topologia conversor cc-cc bidirecional <i>interleaved multi-fase</i>	41
Figura 3.3 - Conversor bidirecional com comutação suave.	42
Figura 3.4 - Conversor cc-cc bidirecional com célula de comutação de três estados.	43
Figura 3.5 - Conversor de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados.	44
Figura 3.6 - Esquemático do conversor cc-cc full-bridge bidirecional isolado.	45
Figura 3.7 - Esquemático do conversor bidirecional aplicado.	46
Figura 4.1 - Esquemático da primeira etapa de operação do conversor no modo <i>boost</i>	49
Figura 4.2 - Esquemático da segunda etapa de operação do conversor no modo <i>boost</i>	50
Figura 4.3 - Esquemático da quarta etapa de operação do conversor no modo <i>boost</i>	51
Figura 4.4 - Principais forma de onda teóricas do conversor operando no modo <i>boost</i>	52
Figura 4.5 - Curva do ganho estático em função da razão cíclica no modo <i>boost</i>	54
Figura 4.6 - Gráfico da ondulação da corrente parametrizada no indutor L_b	56
Figura 5.1 - Primeira etapa de operação do conversor no modo <i>buck</i>	64
Figura 5.2 - Segunda etapa de operação do conversor no modo <i>buck</i>	65
Figura 5.3 - Terceira etapa de operação do conversor no modo <i>buck</i>	66
Figura 5.4 - Principais forma de onda teóricas do conversor operando no modo <i>buck</i>	67
Figura 5.5 - Curva do ganho estático em função da razão cíclica no modo <i>buck</i>	69
Figura 5.6 - Gráfico da ondulação da corrente normalizada no indutor L_b	71
Figura 7.1 - Diagrama de blocos do controle bidirecional aplicado ao conversor.	88
Figura 7.2 - Esquemático do conversor <i>boost</i> clássico.	90
Figura 7.3 - Modelo equivalente do conversor <i>boost</i> utilizando o modelo CA da chave PWM.	90
Figura 7.4 - Diagrama de blocos do circuito de controle do conversor bidirecional.	92
Figura 7.5 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador.	93

Figura 7.6 - Esquemático do compensador PI com filtro da malha de corrente.	94
Figura 7.7 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente com compensador.....	97
Figura 7.8 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de tensão sem compensador.	98
Figura 7.9 - Esquemático do compensador PI com filtro da malha de tensão.	100
Figura 7.10- Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de tensão com compensador.....	101
Figura 8.1 - Circuito do conversor proposto e simulador.	103
Figura 8.2 - Circuito de controle para o conversor proposto.	104
Figura 8.3 - Variação da tensão no barramento cc simulando a inserção de distúrbios de sobretensão e subtensão.	105
Figura 8.4 - Tensão e corrente nas baterias mediante a variação do nível de tensão do barramento cc.	106
Figura 8.5 - Formas de onda sobre as chaves S_1 e S_2 durante a simulação.....	106
Figura 8.6 - Formas de onda das correntes através das chaves S_1 e S_2	107
Figura 8.7 - Formas de onda da tensão e da corrente no indutor no modo <i>boost</i> , durante a simulação.....	107
Figura 8.8 - Tensão e corrente através do enrolamento primário N_{p1}	108
Figura 8.9 - Formas de onda da tensão reversa e da corrente no diodo intrínseco do interruptor S_4 , durante a simulação.	108
Figura 8.10- Formas de onda da tensão e da corrente no sobre o diodo intrínseco DI_5 , durante a simulação.	109
Figura 8.11- Formas de onda da tensão e corrente no indutor com o conversor operando no modo <i>buck</i> , durante a simulação.	110
Figura 8.12- Formas de onda da tensão nas chaves S_3 e S_5 no modo <i>buck</i> durante a simulação.	111
Figura 8.13- Formas de onda das correntes através das chaves S_3 e S_5 no modo <i>buck</i> durante a simulação.....	111
Figura 8.14- Corrente sobre os diodos intrínsecos das chaves S_1 e S_2 no modo <i>buck</i> durante a simulação.....	112
Figura 8.15- Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 durante a simulação.....	112

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Limites de potência de fornecimento de energia elétrica no Brasil para consumidores de baixa tensão.	25
Tabela 1.2 - Exemplos de níveis de tensões de possíveis barramentos cc para VEs.	26
Tabela 2.1 - Comparativo entre a eficiência de equipamentos alimentados em corrente alternada e em corrente contínua.....	37
Tabela 7.1 - Parâmetros do conversor equivalente no modo <i>boost</i>	91
Tabela 8.1 - Dados para comparação entre os valores teóricos e simulados no modo <i>boost</i>	109
Tabela 8.2 - Dados para comparação entre os valores teóricos e simulados no modo <i>buck</i> .	113

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ABSOLAR	Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BP	Barramento Principal
BS	Barramento Secundário
BT	Barramento de Transição
ca	Corrente alternada
cc	Corrente contínua
EIA	<i>Energy Information Administration</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
GD	Geração Distribuída
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IEEE	<i>Institute of Electric and Electronic Engineers</i>
NBR	Norma Brasileira Regulamentar
NEC	<i>National Electrical Code</i>
NFPA	<i>National Fire Protection Association</i>
NTT	<i>Nippon Telegraph and Telephone Corporation</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
BEN	Balança Energético Nacional
REN	Relatório Energético Nacional
VE	Veículo elétrico

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
$\cos \theta$	Fator de potência de uma carga ca monofásica senoidal	-
ΔI_{C1}	Ondulação da corrente através do capacitor C_1	Ampères
ΔI_{C2}	Ondulação da corrente através do capacitor C_2	Ampères
$C_1 - C_3$	Capacitores de filtro do conversor bidirecional	Farad
C_{eq}	Capacitor equivalente	Farad
D'_{1eq}	Complemento da Razão cíclica no modo <i>buck</i>	-
D'_{2eq}	Complemento da Razão cíclica no modo <i>boost</i>	-
$D_1 = D_{buck}$	Razão cíclica do conversor operando no modo <i>buck</i>	-
D_{1eq}	Razão cíclica equivalente do conversor operando no modo <i>buck</i>	-
D_{1max}	Razão cíclica máxima do conversor operando no modo <i>buck</i>	-
D_{1min}	Razão cíclica mínima do conversor operando no modo <i>buck</i>	-
$D_2 = D_{boost}$	Razão cíclica do conversor operando no modo <i>boost</i>	-
D_{2eq}	Razão cíclica equivalente do conversor operando no modo <i>boost</i>	-
D_{2max}	Razão cíclica máxima do conversor operando no modo <i>boost</i>	-
D_{2min}	Razão cíclica mínima do conversor operando no modo <i>boost</i>	-
$DI_1 - DI_6$	Diodos intrínsecos aos interruptores $S_1 - S_6$	-
E	Tensão eficaz em uma carga ca monofásica senoidal	Volts
G_{V1}	Ganho estático do conversor no modo <i>buck</i>	-
G_{V2}	Ganho estático do conversor no modo <i>boost</i>	-
$G_i(s)$	Função de transferência da planta da malha de corrente	-
$G_v(s)$	Função de transferência da planta da malha de tensão	-
$H_e(s)$	Função de transferência para adicionar robustez ao sistema	-
$H_i(s)$	Ganho do elemento de medição de corrente	-
$H_v(s)$	Ganho do elemento de medição de tensão	-
I_1	Corrente de entrada do conversor no <i>boost</i> (lado das baterias)	Ampères
I_2	Corrente de saída do conversor <i>boost</i> (lado das baterias)	Ampères
$I_{C1_{ef}}$	Corrente eficaz através do capacitor C_1	Ampères

I_{C2_ef}	Corrente eficaz através do capacitor C_2	Ampères
I_{DI1_ef}	Corrente eficaz através do diodo intrínseco DI_1	Ampères
I_{DI1_med}	Corrente média através do diodo intrínseco DI_1	Ampères
I_{DI1_pk}	Corrente de pico através do diodo intrínseco DI_1	Ampères
I_{DI3_ef}	Corrente eficaz através do diodo intrínseco DI_3	Ampères
I_{DI3_med}	Corrente média através do diodo intrínseco DI_3	Ampères
I_{DI3_pk}	Corrente de pico através do diodo intrínseco DI_3	Ampères
I_{DI5_ef}	Corrente eficaz através do diodo intrínseco DI_5	Ampères
I_{DI5_med}	Corrente média através do diodo intrínseco DI_5	Ampères
I_{DI5_pk}	Corrente de pico através do diodo intrínseco DI_5	Ampères
I_{Lb}, i_{Lb}	Corrente de entrada do indutor L_b	Ampères
I_{Lb_ef}	Corrente eficaz através do indutor L_b	Ampères
I_{Lb_med}	Corrente média através do indutor L_b	Ampères
I_{Lb_pk}	Corrente de pico através do indutor L_b	Ampères
I_{Lbmax}	Corrente máxima através do indutor L_b	Ampères
I_{Lbmin}	Corrente mínima através do indutor L_b	Ampères
I_{Np1_ef}	Corrente eficaz através do enrolamento primário N_{p1}	Ampères
I_{Np1_pk}	Corrente de pico através do enrolamento primário N_{p1}	Ampères
I_{Ns1_ef}	Corrente eficaz através do enrolamento secundário N_{s1}	Ampères
I_{Ns1_pk}	Corrente de pico através do enrolamento secundário N_{s1}	Ampères
I_{S1_ef}	Corrente eficaz através do interruptor S_1	Ampères
I_{S1_med}	Corrente média através do interruptor S_1	Ampères
I_{S1_pk}	Corrente de pico através do interruptor S_1	Ampères
I_{S3_ef}	Corrente eficaz através do interruptor S_3	Ampères
I_{S3_med}	Corrente média através do interruptor S_3	Ampères
I_{S3_pk}	Corrente de pico através do interruptor S_3	Ampères
I_{S5_ef}	Corrente eficaz através do interruptor S_5	Ampères
I_{S5_med}	Corrente média através do interruptor S_5	Ampères
I_{S5_pk}	Corrente de pico através do interruptor S_5	Ampères
I_{ca}	Corrente elétrica consumida em uma carga ca monofásica senoidal	Ampères

I_{cc}	Corrente contínua requerida por uma carga monofásica	Ampères
K_{dif}	Ganho do amplificador diferencial	-
L_b	Indutância do Indutor do conversor proposto	Henry
N_S	Número de espiras do secundário do transformador do conversor	-
N_p	Número de espiras do primário do transformador do conversor	-
P_1	Potência sobre o lado do barramento cc (saída modo <i>boost</i>)	Watts
P_2	Potência sobre o lado das baterias (entrada modo <i>boost</i>)	Watts
R_{sh}	Resistência do sensor resistivo	Ohm
$S_1 - S_6$	Interruptores de potência do conversor bidirecional	-
T_S	Período de comutação	segundos
T_{Seq}	Período de comutação equivalente	segundos
$V_1 = V_{bat}$	Tensão do conversor no lado das baterias	Volts
$V_2 = V_{link}$	Tensão do conversor no lado do barramento cc	Volts
V_{C1}	Tensão sobre o capacitor C_1	Volts
V_{C1_max}	Tensão máxima sobre o capacitor C_1	Volts
V_{C2}	Tensão sobre o capacitor C_2	Volts
V_{C2_max}	Tensão máxima sobre o capacitor C_2	Volts
V_{DI1_max}	Tensão máxima sobre o diodo intrínseco DI_1	Volts
V_{DI3_max}	Tensão máxima sobre o diodo intrínseco DI_3	Volts
V_{DI5_max}	Tensão máxima sobre o diodo intrínseco DI_5	Volts
V_{Lb}	Tensão sobre o indutor L_b	Volts
V_{Np1_max}	Tensão máxima sobre o enrolamento primário N_{p1}	Volts
V_{Ns1_max}	Tensão máxima sobre o enrolamento secundário N_{s1}	Volts
V_P	Tensão sobre o enrolamento primário do transformador do conversor	Volts
V_S	Tensão sobre o enrolamento secundário do transformador do conversor	Volts
V_{S1_max}	Tensão máxima sobre o interruptor S_1	Volts
V_{S3_max}	Tensão máxima sobre o interruptor S_3	Volts
V_{S5_max}	Tensão máxima sobre o interruptor S_5	Volts
V_{refi}	Tensão de referência da malha de corrente	Volts
f_S	Frequência de comutação	Hertz

f_{Seq}	Frequência de comutação equivalente	Hertz
t_{on}	Tempo de condução do interruptor	segundos
β_1	Ondulação de corrente normalizada no indutor L_b (modo <i>buck</i>)	-
β_2	Ondulação de corrente normalizada no indutor L_b (modo <i>boost</i>)	-
ΔI_{Lb}	Ondulação da corrente no indutor L_b	Ampères
ΔP_{ca}	Potência dissipada em um cabo energizado de uma carga ca monofásica	Watts
ΔP_{cc}	Potência dissipada em um cabo energizado de uma carga cc monofásica	Watts
ΔV_2	Ondulação da tensão V_2	Volts
ΔV_{C1}	Ondulação da tensão do capacitor C_1	Volts
ΔV_{C2}	Ondulação da tensão do capacitor C_2	Volts
a	Relação de transformação do transformador do conversor	-
D	Razão cíclica	-
L	Comprimento do cabo elétrico energizado	Metros
P	Potência nominal em uma carga ca monofásica senoidal	Watts
r	Resistência de um cabo por unidade de comprimento	Ohm
Tr	Transformador	-
U	Tensão máxima submetida pela carga monofásica	Volts
η	Rendimento do conversor bidirecional	%
R_{se}	Resistência série	Ohm
$R_{se_{eq}}$	Resistência série equivalente	Ohm
R_2	Resistência de carga	Ohm
$R_{2_{eq}}$	Resistência de carga equivalente	Ohm
$C_v(z)$	Função de transferência discretizada do compensador da malha de tensão	-
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador da malha de tensão no plano-s	-
$C_i(z)$	Função de transferência discretizada do compensador da malha de corrente	-
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador da malha de corrente no plano-s	-
S_V	Sensor de medição da amostra da tensão do barramento cc	-
S_i	Sensor de medição da amostra da corrente através do indutor L_b	-
V_D	Amplitude da onda dente de serra para o circuito de controle	Volts

V_{refi}	Tensão de referência da malha de corrente	Volts
R_{sh}	Resistência do sensor resistivo	Ohm
K_{dif}	Ganho do amplificador diferencial da malha de corrente	-
$H_i(s)$	Ganho do elemento de medição de corrente	-
$F_m(s)$	Função de transferência do modulador PWM	-
$H_e(s)$	Função de transferência para adicionar robustez ao sistema	-
$H_v(s)$	Ganho do elemento de medição da tensão	-
$G_i(s)$	Função de transferência da planta da malha de corrente	-
$G_v(s)$	Função de transferência da planta da malha de tensão	-
$FTLA_{sci}$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador	-
$FTLA_{cci}$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente com compensador	-
$FTLA_{scv}$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão sem compensador	-
$FTLA_{ccv}$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão com compensador	-
f_{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente	Hertz
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão	Hertz
Δt	Intervalo de tempo	segundos
f_{iz}	Frequência do zero do compensador da malha de corrente	Hertz
f_{ip1}	Frequência do primeiro polo do compensador da malha de corrente	Hertz
f_{ip2}	Frequência do segundo polo do compensador da malha de corrente	Hertz
f_{vz}	Frequência do zero do compensador da malha de tensão	Hertz
f_{vp1}	Frequência do primeiro polo do compensador da malha de tensão	Hertz
f_{vp2}	Frequência do segundo polo do compensador da malha de tensão	Hertz

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL.....	21
1.1	Contextualização e motivação.....	21
1.2	Objetivo Geral.....	29
1.3	Estrutura do texto	32
2	SISTEMA EM CORRENTE CONTÍNUA.....	34
2.1	Perda nos Cabos.....	34
2.2	Perdas por conversão de energia	36
2.3	Considerações finais.....	38
3	ESTUDO BIBLIOGRÁFICO DE CONVERSORES BIDIRECIONAIS.....	39
3.1	Conversor bidirecional <i>buck-boost</i> em cascata.....	39
3.2	Conversor cc-cc bidirecional <i>interleaved</i> multi-fase	41
3.3	Conversor cc-cc bidirecional com comutação suave.....	42
3.4	Conversor cc-cc bidirecional utilizando célula de comutação de três estados	43
3.5	Conversor de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados	44
3.6	Conversor cc-cc <i>full-bridge</i> bidirecional	45
3.7	Conversor cc-cc bidirecional aplicado no trabalho proposto	45
3.8	Considerações finais.....	47
4	ANÁLISE DO CONVERSOR OPERANDO NO MODO BOOST.....	48
4.1	Análise qualitativa do conversor operando no modo <i>boost</i>	48
4.1.1	<i>Etapas de operação no modo boost</i>	48
4.1.2	<i>Principais formas de onda no modo boost</i>	51
4.2	Análise quantitativa do conversor operando no modo <i>boost</i>	52
4.3	Determinação dos esforços dos componentes no modo <i>boost</i>	55
4.3.1	<i>Esforços de corrente e tensão no indutor no modo boost</i>	55
4.3.2	<i>Esforços de tensão e corrente sobre o transformador no modo boost</i>	58

4.3.3	<i>Esforços de tensão e corrente no capacitor C_1 no modo boost.....</i>	59
4.3.4	<i>Esforços de tensão e corrente nos capacitores C_2 e C_3 no modo boost</i>	60
4.3.5	<i>Esforços de tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 no modo boost.....</i>	60
4.3.6	<i>Esforços de tensão e corrente nos diodos DI_3 e DI_4 no modo boost</i>	61
4.3.7	<i>Esforços de tensão e corrente nos diodos DI_5 e DI_6 no modo boost</i>	62
4.4	Considerações finais.....	62
5	ANÁLISE DO CONVERSOR OPERANDO NO MODO BUCK.....	63
5.1	Análise qualitativa do conversor operando no modo <i>buck</i>	63
5.1.1	<i>Etapas de operação no modo buck</i>	63
5.1.2	<i>Principais formas de onda no modo buck.....</i>	66
5.2	Análise quantitativa do conversor operando no modo <i>buck</i>	67
5.3	Determinação dos esforços dos componentes no modo <i>buck</i>	70
5.3.1	<i>Esforços de corrente e tensão no indutor no modo buck</i>	70
5.3.2	<i>Esforços de tensão e corrente sobre o transformador Tr no modo buck.....</i>	73
5.3.3	<i>Esforços de tensão e corrente nas chaves S_3 e S_4 no modo buck.....</i>	73
5.3.4	<i>Esforços de tensão e corrente nos capacitores S_5 e S_6 no modo buck</i>	74
5.3.5	<i>Esforços de tensão e corrente nos diodos DI_1 e DI_2 no modo buck.....</i>	75
5.4	Considerações Finais	75
6	PROJETO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL APLICADO.....	76
6.1	Especificações gerais do conversor no modo <i>boost</i>	76
6.1.1	<i>Considerações de projeto para o modo boost</i>	76
6.1.2	<i>Dimensionamento do indutor L_b</i>	78
6.1.3	<i>Dimensionamento dos capacitores C_1, C_2 e C_3</i>	78
6.1.4	<i>Dimensionamento do transformador Tr</i>	80
6.1.5	<i>Dimensionamento das chaves S_1 e S_2.....</i>	81
6.1.6	<i>Dimensionamento dos diodos intrínsecos DI_3, DI_4, DI_5 e DI_6.....</i>	81
6.2	Especificações gerais do conversor no modo <i>buck</i>	82

6.2.1	<i>Considerações de projeto para o modo buck</i>	83
6.2.2	<i>Dimensionamento do indutor L_b</i>	85
6.2.3	<i>Dimensionamento das chaves S_3, S_4, S_5 e S_6</i>	85
6.2.4	<i>Dimensionamento dos diodos intrínsecos DI_1 e DI_2</i>	86
6.3	Considerações finais	86
7	PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR APLICADO	87
7.1	Modelo do conversor equivalente no modo <i>boost</i>	90
7.2	Projeto da Malha de Corrente	92
7.3	Projeto da Malha de Tensão	97
7.4	Considerações finais	102
8	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	103
8.1	Resultados de simulação com o conversor operando no modo <i>boost</i>	106
8.2	Resultados de simulação com o conversor operando no modo <i>buck</i>	110
8.3	Considerações finais	113
9	CONCLUSÃO	114
	REFERÊNCIAS	116
	APÊNDICE A - PROJETO DO INDUTOR	119
	APÊNDICE B - PROJETO DO AUTOTRANSFORMADOR	127

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Contextualização e motivação

O consumo de energia de uma nação está intimamente atrelado ao nível de desenvolvimento econômico e social de sua população, tendo em vista que uma melhoria nos índices de qualidade de vida de um país, ou até mesmo de uma determinada região, proporciona um aumento na demanda por energia e, conseqüentemente, por eletricidade.

De acordo com o relatório *World Energy Outlook* da agência americana (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2017), o consumo de eletricidade mundial crescerá 40% entre os anos de 2016 e 2040, impulsionado, sobretudo, por economias emergentes e países asiáticos. No Brasil, estima-se que o crescimento do consumo total de eletricidade será acima de 4,3% ao ano, para o período de 2017 a 2026 (ENERGIA, 2017).

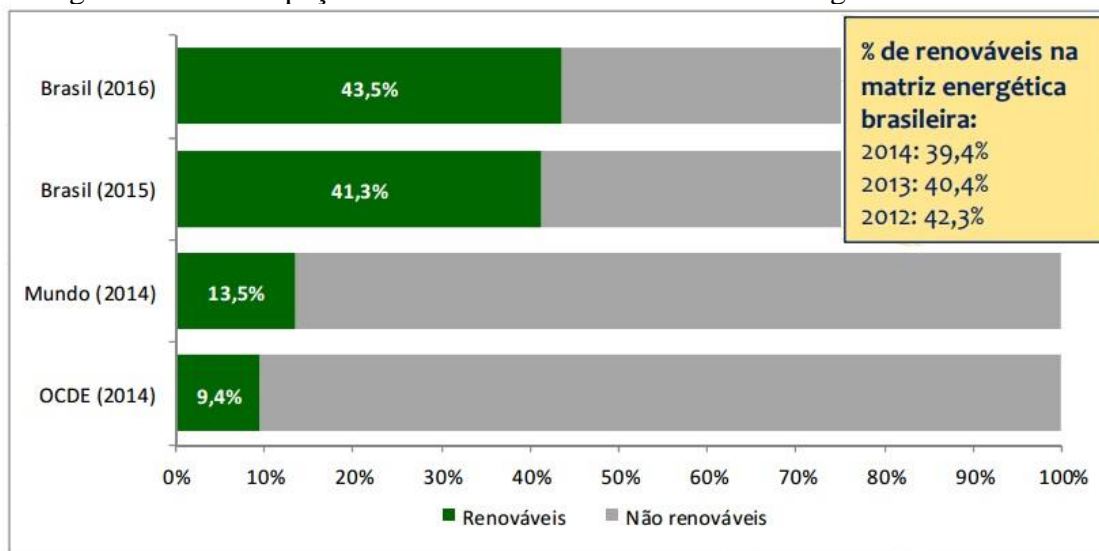
Para suprir esta forte demanda, a expansão da oferta de energia se torna um grande obstáculo, e porque não dizer, desafio, exigindo investimentos volumosos em geração, eficiência energética e infraestrutura de transmissão e distribuição em curto e médio prazos.

No Brasil há a necessidade de diversificação da matriz energética, uma vez que a dependência excessiva da hidroeletricidade faz com que a segurança energética do país seja vulnerável a variações na intensidade e duração dos períodos chuvosos, gerando impacto na operação do sistema elétrico e, também, nos custos das tarifas (DE OLIVEIRA, THIAGO R.; DONOSO-GARCIA, 2015). Todavia, ao mesmo tempo que isso ocorre, deseja-se manter o caráter renovável da geração brasileira, pois, conforme indicam os resultados das projeções para os próximos dez anos, a parcela renovável da matriz energética atingirá 48% em 2026, ao passo que 87% da produção de energia elétrica será oriunda de fontes renováveis, destacando-se a expansão esperada de 11,8 GW para fonte eólica e 7 GW para a fonte solar (EPE, 2017).

Aponta-se que o crescimento da utilização de fontes renováveis no Brasil se deu, essencialmente, devido ao aumento de instalações de sistemas de Geração Distribuída (GD), expressão utilizada para designar o processo de gerar energia elétrica junto ou próximo do consumidor, independente da potência, tecnologia e fonte energética. Segundo o Balanço Energético Nacional (BEN) de 2017, elaborado pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE), a Micro e Mini Geração Distribuída, incentivada por recentes ações regulatórias que viabilizaram a compensação da energia excedente produzida por sistemas de menor porte ou *net metering*, atingiu 104,1 GWh com uma potência instalada de 72,5 MW, com destaque para a fonte solar fotovoltaica, com 53,6 GWh e 56,9 MW de geração e potência instalada, respectivamente.

A Figura 1.1 mostra a evolução anual da geração distribuída na participação de energias renováveis na Matriz Energética Brasileira nos últimos anos, onde, de acordo com o levantamento, essa participação manteve-se entre as mais elevadas do mundo.

Figura 1.1 - Participação de fontes renováveis na Matriz Energética Brasileira.



Fonte: (EPE, 2017)

O aumento da utilização das energias renováveis na matriz energética mundial, e também no Brasil, tem sido interpretado como sendo devido às mudanças ocorridas nas legislações de vários países nessa última década, o que tem feito com que tais países invistam e incentivem o surgimento e/ou adesão do cliente ou cooperador, chamado de prosumidor. Aliás, faz-se necessário esclarecer que o termo prosumidor, com origem no termo inglês *prosumer*, é atribuído a clientes residenciais e comerciais que produzem sua própria energia, ou seja, que realizam a autoprodução (REN21, 2015).

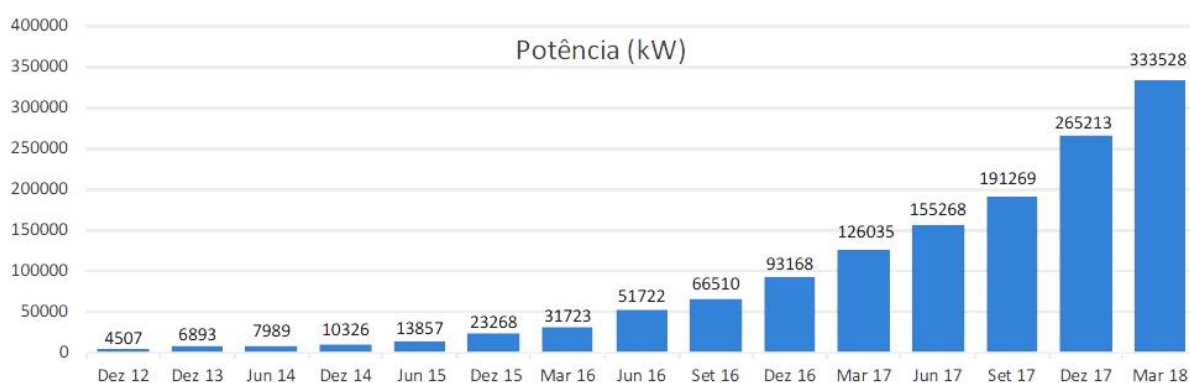
Entende-se por autoprodução a geração de eletricidade do consumidor com instalações próprias de geração de energia elétrica, localizadas junto às unidades de consumo, que não utiliza, para o autossuprimento de eletricidade, a rede elétrica das concessionárias de transmissão/distribuição. A autoprodução constitui-se em importante elemento na análise do atendimento à demanda de eletricidade, uma vez que ela já representa quase 11% de toda a energia elétrica consumida no Brasil e que experimentou crescimento acelerado nos últimos dez anos, assim como tem grande potencial de expansão no horizonte decenal, com perspectiva de salto para 12% e crescimento médio em torno de 4,6% ao ano (EPE, 2017).

No Brasil o crescimento dos prossumidores caracteriza-se como uma resposta à criação da Resolução Normativa nº 482 de 2012, que foi atualizada pela Resolução Normativa nº 687 de 2015, a qual estabelece critérios diferentes em relação a sistema de distribuição para centrais geradoras, denominadas microgeração (potência até 75 kW) ou minigeração (potência instalada entre 75 kW e 5 MW), assim como a definição do sistema de compensação de energia elétrica, para tarifação desses consumidores (ANEEL, 2012; ANEEL, 2015).

O aumento do poder de escolha e o efeito da mudança de relação do consumidor com a energia nos últimos anos – uma tendência geral na sociedade – tem se materializado no setor de eletricidade através da popularização das tecnologias de micro e minigeração distribuída. O consumidor, podendo gerar sua própria energia, evolui de uma posição passiva para ativa no setor elétrico. Em 2016 houve um salto de mais de quatro vezes no número de instalações, terminando o ano com 81 MW instalados, distribuídos em 7,7 mil unidades geradoras (ANEEL, 2017b).

A ideia de se produzir a sua própria energia elétrica, tem despertado nos prossumidores uma forma de se tornarem independentes, além de contribuírem com a não poluição do meio ambiente. A partir da Figura 1.2 pode-se observar a evolução anual da geração distribuída nos últimos anos no Brasil, com dados de potência instalada.

Figura 1.2 - Evolução anual da geração distribuída no Brasil entre 2012 a 2018.



Fonte: (ANEEL, 2018).

Atualmente, um dos principais focos de estudo para a solução dos problemas enfrentados pelas políticas de geração de energia é a microrrede ou *microgrid*, a qual está voltada, principalmente, para aplicações em ambientes residenciais e comerciais, uma vez que tais setores representam cerca de 50% do consumo de energia em âmbito nacional, quanto mundial (BEN, 2015; U.S. ENERGY INFORMATION AGENCY, 2013). Nos imóveis, quando

a potência instalada das centrais de geração distribuída for inferior a 25 kW, o termo nanorrede ou *nanogrid* pode também ser utilizado (BOROYEVICH *et al.*, 2010).

Cabe ressaltar que o foco deste trabalho é a análise de sistemas pertencentes à nanorrede, as quais atualmente, podemos classificar em: a) Nanorredes híbridas, visto que podem utilizar tanto corrente alternada (ca) quanto corrente contínua (cc) no mesmo sistema, ou b) Nanorredes em Corrente Contínua (cc), as quais podem ocorrer exclusivamente em corrente contínua.

Com base no recente cenário energético, infere-se que o desenvolvimento de sistemas em nanorredes de energia para ambientes residenciais ou comerciais demonstra ser uma solução promissora para fortalecer a ideia de uma maior utilização de fontes renováveis na matriz energética, bem como aumentar os níveis de qualidade de energia fornecidos a esses tipos de consumidores, aumentar a eficiência energética do sistema e, também, proporcionar o surgimento de novos mercados e serviços.

Os sistemas conectados à nanorrede vêm sendo utilizados em todo o mundo, tendo em vista que possuem menores perdas por transmissão e distribuição se comparados a sistemas tradicionais de geração de energia, pois estão próximos das cargas.

Por ser algo, relativamente, ainda em processo de pesquisa e não tão consolidada como deveria ser, em um contexto nacional, visando uma melhor compreensão da explanação sobre as microrredes, ou porque não dizer nanorredes, decidiu-se utilizar, para este trabalho, a definição de microrredes segundo (SAVAGE; NORDHAUS; JAMIESON, 2010), haja vista ser uma das mais aceitas e usadas internacionalmente, onde tem-se que uma microrrede é considerada um método de energia distribuída interligada, com capacidade de fornecer energia suficiente e contínua para um prédio ou um conjunto de imóveis (residências).

Com relação ao Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (doravante ANEEL) não regulamenta ou determina claramente o que é uma microrrede, mas, na sua resolução normativa nº 482 de 2012, define-se o termo microgeração distribuída. De acordo com a referida resolução, uma microgeração distribuída trata-se de uma central geradora de energia elétrica que possui uma potência instalada menor ou igual a 100 kW e que deve utilizar fontes de energia renováveis ou cogeração qualificada. Todavia, a resolução normativa nº 482 de 2012 foi parcialmente modificada pela resolução normativa nº 687 de 2015, a qual alterou o valor de potência instalada de máximo de 100 kW para 75 kW, permanecendo com mesmo texto anterior, despertando o interesse de consumidores residenciais em pequenas gerações distribuídas.

Por não haver, atualmente, um padrão específico para implementação de nanorredes no Brasil e, conseqüentemente, a definição do seu valor mínimo ou máximo da potência ativa, o desenvolvimento destas pode empregar ou se basear nas diretrizes e requisitos estabelecidos em documentos mais consolidados, como as normas para instalações elétricas de baixa tensão (NBR-5410, 2004) e a (NFPA, 2017), NEC - *National Electrical Code* - americana), bem como as normas para acesso de centrais de geração distribuída à rede elétrica baseadas nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (doravante PRODIST) da ANEEL e IEEE 1547.

O PRODIST menciona que os limites referentes ao fornecimento de energia devem ser determinados pelas concessionárias de energia elétrica, de acordo com as regiões onde prestam o serviço. Há, atualmente no Brasil, dois níveis de tensão vigente, são eles: 127 Vca e 220 Vca. Isso demonstra que existem diferentes níveis de tensão de fornecimento para cada região do país. Portanto, visando demonstrar essa diversidade de níveis e exemplificar os diferentes limites de potência existentes no Brasil, criou-se a Tabela 1.1, cujos dados obtidos, podem instruir e/ou determinar um valor limite para uma nanorrede residencial.

Tabela 1.1 - Limites de potência de fornecimento de energia elétrica no Brasil para consumidores de baixa tensão.

Concessionária	Tensão de Fornecimento monofásica	Limite de Fornecimento Monofásico	Limite de Fornecimento Bifásico	Limite de Fornecimento Trifásico
ENEL	220 Vca	15 kW	-	75 kW
COSERN	220 Vca	15 kW	-	75 kW
CPFL	127 Vca	15 kW	25 kW	75 kW
CEMIG	127 Vca	10 kW	15 kW	75 kW
CEA	127 Vca	15 kW	15 kW	75 kW
CEB	220 Vca	12 kW	22 kW	65 kW
CELESC	220 Vca	11 kW	22 kW	75 kW

Fonte: Próprio autor

Considerando que o maior valor, atualmente, para o limite de fornecimento de energia elétrica em sistema monofásico, apresentados pelas concessionárias de distribuição, é de 15kW, conforme Tabela 1.1, escolheu-se esse valor como potência representativa para definição do sistema de uma nanorrede, pois na concepção do autor deste trabalho, esse valor conseguirá suprir a demanda de faixa considerável de residências brasileiras.

Uma vez determinado o valor de potência para caracterizar uma nanorrede residencial, é preciso estabelecer os níveis de tensões internas que esse sistema irá utilizar para alimentar as suas cargas, onde essa escolha é de suma importância para a implementação de um sistema em corrente contínua eficiente, tendo sempre em mente a existência de diversos níveis de tensões que podem alimentar os inúmeros aparelhos encontrados em uma residência comum.

Considerando que uma nanorrede trata-se de um sistema de microgeração, tem-se que, junto a esse sistema, pode haver a interligação com um Veículo Elétrico (VE) ou híbrido, do qual projeta-se um forte impacto, para os próximos anos, no sistema elétrico. Estima-se que em 2030, segundo o governo brasileiro, a participação de veículos elétricos no contexto nacional será em torno de 3%, e que em 2050 esse valor saltará para 61% (EPE, 2014; OLIVEIRA, 2016).

Atualmente se verifica a existência de vários modelos de veículos elétricos disponibilizados pela indústria automobilística e outros modelos que vêm sendo desenvolvidos em pesquisas aplicadas, os quais apresentam diferentes níveis de potência, tais como 7,5 kW, 15 kW e 80 kW, assim como a utilização de diferentes tipos de dispositivos de armazenamento de energia para o seu funcionamento, tendo a bateria como o principal elemento armazenador. Outro ponto importante a ser observado é o nível de tensão do barramento cc que pode ser adotado em tais veículos. A Tabela 1.2 faz um resumo mostrando alguns dos modelos de veículos elétricos existentes e seus respectivos níveis de tensão do barramento cc.

Tabela 1.2 - Exemplos de níveis de tensões de possíveis barramentos cc para VEs.

Fabricantes	Modelo de Veículo Elétrico	Nível do barramento cc
MAHINDRA	REVA E20	48V
GREEN WHEEL EV	GW28-A07P22-01	72V
BAOYA-EV	BY02-10 kW-1	96V
VEZ do Brasil	SEED – GREEN CITY CARS	96V
Daher/ UFC	VPE20-BR	144V
ITAIPU Binacional e parceiros	VE ITAIPU	253V
NISSAN	LEAF	365V

Fonte: (MELO, 2014)

Os pequenos veículos urbanos, os quais seriam os veículos mais propícios a serem usados em uma nanorrede residencial, apresentam uma menor potência, com motores elétricos variando de 7,5 kW a 15 kW embarcados e utilizam um nível de tensão de bateria mais baixo

em comparação com os modelos mais potentes. Verificou-se que entre os níveis observados destacam-se os valores de tensão de 72 V, 96 V e 144 V.

Embora os veículos elétricos não sejam o foco deste trabalho, diante dos valores de níveis de tensão anteriormente citados, decidiu-se utilizar um conversor bidirecional como interface entre um banco de baterias e um barramento cc de uma nanorede, na aplicação de carregamento de baterias de 96 V. As baterias seriam voltadas ao fornecimento de energia para veículos elétricos, onde essas baterias, por serem *off-board* (não estarem embarcadas no VE), poderiam ser utilizadas, também, para fornecer energia a outras cargas com esse mesmo nível de tensão, como também suprir o barramento cc da nanorede, mediante possíveis afundamentos.

Vale ressaltar que o sistema de armazenamento de energia caracteriza-se como um dos componentes essenciais de uma nanorede cc, pois este elemento possibilita a suavização da intermitência de fontes renováveis e torna capaz o controle do despacho da energia da nanorede (OLIVEIRA, 2016).

Após pesquisas na literatura, verificou-se que a posição do sistema de armazenamento apresenta uma variedade de opções. Por exemplo, em (HIROSE, 2011) observa-se que o banco de baterias encontra-se conectado diretamente a um barramento intermediário situado entre a rede ca, da concessionária, e o barramento cc principal. Já em (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, 2011) verifica-se que o sistema de armazenamento é conectado diretamente ao barramento principal. Em outros trabalhos observou-se que o sistema de armazenamento é conectado ao barramento principal por intermédio de um conversor cc-cc, também denominado de conversor de interface. Entende-se, no entanto, que esta última forma de conexão é mais interessante para o trabalho a ser proposto do que as duas primeiras, pois permite que o conversor cc-cc de interface possa monitorar o processo de carga e descarga da bateria e conseqüentemente maximize a sua vida útil.

Ademais, o uso de um conversor de interface possibilita a realização de manobras para substituição, manutenção e expansão do sistema de armazenamento sem a devida necessidade de desenergizar toda a nanorede.

Como motivação para este trabalho tem-se o projeto apresentado em (FREITAS *et al.*, 2010) que, em parceria entre a Universidade Federal do Ceará (UFC) e a Companhia Energética do Piauí (CEPISA), com o objetivo de levar energia elétrica para uma escola rural, situada em uma comunidade isolada, denominada de Malícia, localizada no município de Uruçuí, no Estado do Piauí, implementou-se um sistema em corrente contínua visando

alimentar as instalações do imóvel, onde, para isso, foi utilizado um conversor cc-cc de alto ganho, bem como um sistema fotovoltaico com painéis e baterias, tendo um barramento de 24 Vcc oriundo de um banco de baterias, as quais são alimentadas por meio de painéis fotovoltaicos. A Figura 1.3 mostra alguns dispositivos eletrônicos sendo alimentados no nível de tensão de 311 Vcc.

Figura 1.3 - Equipamentos sendo alimentados em 311 Vcc.



Fonte: Próprio autor

Diante do exposto, vislumbra-se que, em um futuro bem próximo, o consumidor irá utilizar a energia gerada em seu próprio imóvel de forma prioritária. Se essa energia não for suficiente para suprir a sua demanda, esse consumidor poderá se conectar à rede elétrica de distribuição, permitindo, assim, teoricamente, que ele nunca fique sem alimentação energética.

Todavia, para que tudo isso seja possível, faz-se necessária uma padronização mais rigorosa e abrangente entre os equipamentos que utilizam corrente contínua, pois havendo uma tensão comum a todos eles, isso tornaria alguns acessórios desnecessários para o usuário, como por exemplo, adaptadores de tensão. Para se ter uma noção, através dessa simples padronização, estima-se uma redução de energia em torno de 5% a 15% de energia, dependendo da qualidade do equipamento e do processo de conversão eliminado (PATTERSON, 2012).

Entre as principais preocupações existentes na padronização anteriormente citada, acredita-se que a maior seja a respeito das tensões de alimentação dos equipamentos/aparelhos, pois essa padronização é fundamental, tendo em vista que quando se fabrica uma grande

diversidade de dispositivos que possuam a mesma faixa de tensão, o processo de transição das implementações para corrente contínua seria simplificado. Secundariamente, outra grande preocupação também existente, é o fato da tensão de distribuição que chega nas residências/comércios, pois, se o valor de tensão de alimentação dos equipamentos for incompatível com o local, isso poderá ocasionar perdas elevadas nos cabos, implicando em um aumento insignificante no rendimento dos equipamentos.

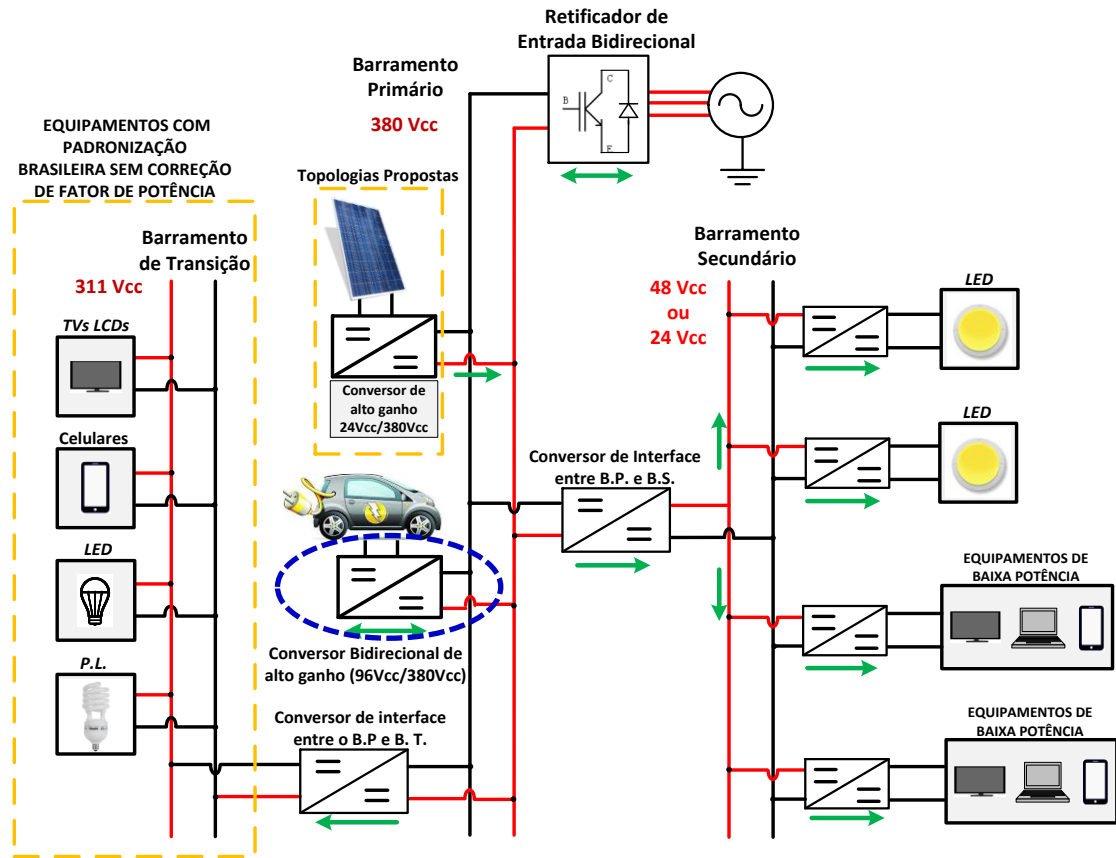
1.2 Objetivo Geral

Esse trabalho propõe a aplicação de um conversor cc-cc bidirecional de alto ganho de tensão para o carregamento de baterias, baseado na célula de comutação de três estados, com tensões de operação de 96 Vcc, no lado do banco de baterias, e 380 Vcc, no lado do barramento cc. Este conversor é aplicado a uma nanorrede em corrente contínua para prossumidores residenciais. O conversor pode operar nos modos *boost* ou *buck* e seu controle visa garantir tanto a bidirecionalidade do fluxo de potência do circuito do conversor, quanto a estabilidade da referência em regime permanente. Para isso foi projetado um sistema de controle digital em cascata por meio da técnica em corrente média.

Utilizou-se como referência para esta aplicação a arquitetura de uma nanorrede do tipo barramento simples, sendo específica para uma residência padrão e formada por três barramentos, operando totalmente em corrente contínua. De forma genérica, a nanorrede em questão utilizará 380Vcc como nível de tensão do barramento principal, e seus barramentos secundários utilizarão os níveis de tensão de 24Vcc e 48Vcc, como alimentação para cargas de baixa potência. Já o barramento auxiliar terá uma tensão de 311Vcc, buscando suprir as cargas com a padronização brasileira que não possuam correção de fator de potência.

Objetiva-se que a residência onde a nanorrede será implementada seja classificada como prossumidora, isto é, o excedente de energia gerada será injetado na rede elétrica alternada. Para uma melhor compreensão, a Figura 1.4 mostra o diagrama geral da arquitetura da nanorrede desejada e utilizada como referência, cujo foco deste trabalho está concentrado no barramento principal, mais especificamente na aplicação do conversor bidirecional proposto por (MARQUES, 2012), o qual será utilizado como conversor de interface e será usado para o carregamento de um banco de baterias, onde este, por sua vez, poderá alimentar um veículo elétrico, bem como outras cargas compatíveis com a tensão especificada.

Figura 1.4 - Diagrama da nanorrede utilizada como referência para o trabalho proposto.



Fonte: Próprio autor

A nanorrede utilizada como referência e mostrada na Figura 1.4 apresenta diferentes níveis de tensão em seus barramentos, cuja funcionalidade pode ser realizada de duas formas, a saber, pelo modo conectado à rede da concessionária de energia (*grid-connected*) ou pelo modo ilhado (*islanded*).

Durante a operação normal, a nanorrede opera no modo conectado à rede da concessionária e em caso de falha desta, a nanorrede se desconecta do ponto de acoplamento comum e passa a operar no modo ilhado ou ilha.

Detalhando o diagrama em questão, verifica-se que entre o barramento principal (B.P.) e o barramento secundário (B.S.), existe um conversor de interface, o qual é responsável por reduzir a tensão de 380 Vcc do B.P. para 24 Vcc ou 48 Vcc, para a alimentação de cargas de baixa potência. No barramento secundário, nota-se, também, que há conversores entre ele e as cargas, os quais representam os conversores intrínsecos a cada equipamento eletrônico. Entre o barramento principal (B.P.) e o barramento de transição (B.T.) existe um conversor denominado conversor de interface, que tem a função de alimentar o barramento de 311 Vcc, o

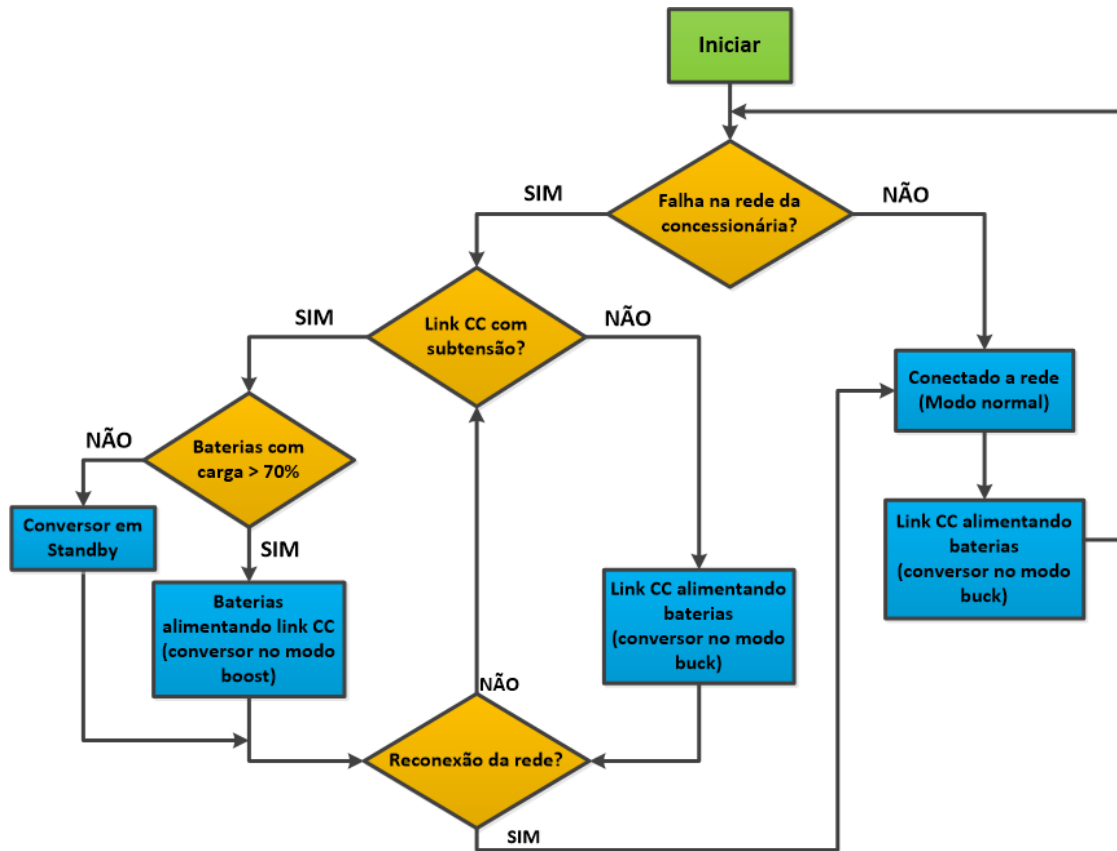
qual pode ser utilizado para alimentar algumas cargas que operam diretamente com esse nível de tensão.

Como pode-se também notar, o barramento principal está conectado a um veículo elétrico por intermédio de um conversor bidirecional, o qual é justamente o foco da proposta deste trabalho. A aplicação desse conversor objetiva o carregamento de baterias, não necessariamente utilizando um veículo elétrico, pois tem-se a ideia de baterias *off-board* para esse tipo de veículo, o qual pode ser tema de abordagem específica para trabalhos futuros. Todavia, é importante ressaltar que a infraestrutura para conexão de um veículo elétrico é um elemento quase que indispensável a esses novos sistemas em corrente contínua, pois ele já é realidade em vários países do mundo, e no Brasil não é diferente.

O conversor usado na topologia proposta utiliza a bidirecionalidade do fluxo de potência para conectar a bateria à nanorrede. Assim, este conversor deve ser capaz de aumentar ou diminuir a tensão com fluxo de energia em ambos os sentidos. Desta forma o conversor opera basicamente em dois modos, sendo o modo de carregamento e o modo de descarregamento, onde durante o modo de carregamento, o conversor funciona como um conversor *buck* e carrega a bateria com o valor da tensão oriunda do lado de baixa tensão do conversor. Já durante o modo de descarregamento, o conversor funciona como um conversor *boost*, onde o conversor irá transferir energia da bateria para o barramento cc, dependendo do estado de sobretensão ou subtensão do referido barramento. Para isso, algoritmos de controle apropriados determinarão o modo a ser escolhido, tomando como base o atual nível de tensão das baterias e do barramento cc, ou seja, se o conversor operará no modo *buck* ou *boost*.

Assim, far-se-á necessário o controle de carga e descarga das baterias, ou seja, é preciso controlar o fluxo de potência entre o barramento cc e as baterias, intermediados pelo conversor aplicado. Tal controle dar-se-á utilizando a técnica digital através do modo de corrente média, cuja implementação do algoritmo de controle será conforme o fluxograma mostrado na Figura 1.5, onde a tomada de decisão é dependente de uma lógica de operação em uma camada superior, cujo controle é dominado pelo conversor de interface conectado ao painel fotovoltaico (Ver Figura 1.4) e que controla prioritariamente a tensão no barramento cc.

Figura 1.5 - Fluxograma para o controle do funcionamento do sistema proposto.



Fonte: Próprio autor.

1.3 Estrutura do texto

No Capítulo 1 tem-se esta introdução que até aqui foi apresentada, a qual faz à contextualização e onde estão inseridas as motivações do presente trabalho, destacando a justificativa que o respalda, mediante a problemática que motivou e norteou a objetivo do projeto proposto.

O Capítulo 2 mostra uma breve apresentação sobre sistemas de energia em corrente contínua, bem como as comparações sobre as perdas por conversão nos cabos e das eficiências entre sistemas em corrente alternada e corrente contínua. O capítulo em questão apresenta, também, por meio de equacionamento, os benefícios da utilização de sistema em corrente contínua que podem contribuir com a redução de energia perdida no sistema elétrico.

No Capítulo 3 é realizado um estudo bibliográfico sobre os conversores cc-cc bidirecionais, onde são apresentadas algumas topologias desses modelos de conversores, assim como as suas características, vantagens e desvantagens. Apresenta-se, também, a topologia do

conversor proposto, bem como a justificativa da utilização do mesmo dentro da proposta apresentada para este trabalho.

O Capítulo 4 apresenta um estudo teórico do conversor bidirecional utilizado, operando no modo *boost* (elevador de tensão). É apresentado, também, o princípio de funcionamento e as equações básicas que regem a topologia adotada, através das análises qualitativa e quantitativa, assim como a determinação dos esforços dos componentes durante este modo de operação, no qual o conversor é responsável por elevar a tensão cc das baterias para um nível adequado ao barramento cc.

No Capítulo 5 é feita uma análise teórica do conversor bidirecional, operando no modo *buck* (abaixador de tensão), onde é descrito o seu princípio de funcionamento e as equações básicas que regem a topologia adotada, através das análises qualitativa e quantitativa, assim como a determinação dos esforços dos componentes durante este modo de operação, sendo que neste modo de operação o conversor é responsável por abaixar a tensão oriunda do barramento cc para um nível adequado às baterias, conforme especificação.

Tendo como referência o embasamento teórico adquirido através dos capítulos anteriores, o Capítulo 6 mostra o desenvolvimento do projeto proposto para o conversor bidirecional, apresentando as especificações do conversor, as considerações gerais, os aspectos e faixas de operação, os procedimentos para o dimensionamento dos componentes, a fim de quantificar os esforços de corrente e tensão nos semicondutores e em cada componente.

No Capítulo 7 é apresentada a técnica de controle aplicada no conversor escolhido, assim como os procedimentos adotados para a implementação da lógica do circuito de controle do conversor utilizado no projeto proposto.

O Capítulo 8 expõe os resultados de simulação obtidos e apresenta as principais formas de onda da corrente e da tensão sobre os principais componentes do conversor, operando nos dois modos de operação, para fins de comparação com os resultados teóricos, visando validar todo embasamento teórico que fora demonstrado.

Por fim são apresentadas as conclusões finais, tomando como base os resultados obtidos, assim como as possíveis sugestões para ações futuras, visando a continuidade da linha de pesquisa proposta no trabalho em questão.

2 SISTEMA EM CORRENTE CONTÍNUA

Os imóveis que possuem um sistema de geração distribuída e que utilizam, também, corrente alternada, necessitam que seja acrescentado um inversor ao sistema. O acréscimo do inversor faz com que a eficiência total do sistema seja reduzida. Entretanto, a corrente contínua convertida em alternada pelo inversor somente é utilizada para a distribuição interna no sistema.

Quando a corrente alternada chega aos equipamentos, é convertida novamente em corrente contínua. Isso se dá porque tais equipamentos apresentam, em sua maioria, um retificador responsável por fazer essa conversão. Por sua vez, essa nova conversão ocorre porque grande parte dos equipamentos que possuem uma elevada eficiência trabalha internamente em corrente contínua.

Outro fator interessante de mencionar é que a transmissão de energia em Corrente Contínua (cc) possui diversos benefícios que podem contribuir com a redução de energia perdida no sistema elétrico. Porém esses benefícios não são exclusivos apenas para níveis de tensões elevados ou para longas distâncias. Independente do condutor (fio) elétrico energizado, perceberemos que, ao passar em seu interior uma Corrente Alternada (ca), haverá uma maior perda de energia.

Diante disso, nessa seção, serão apresentadas as principais perdas decorrentes da utilização da corrente alternada em imóveis comerciais e/ou residenciais.

2.1 Perda nos Cabos

Na equação (2.1), segundo (NILSSON; SANNINO, 2004), tem-se o cálculo para determinar a corrente consumida em uma carga ca monofásica e puramente senoidal.

$$I_{ca} = \frac{P}{E \cdot \cos \theta} \quad (2.1)$$

Onde E é a tensão eficaz monofásica, P é a potência nominal da carga e $\cos \theta$ é o fator de potência. Sabendo que a resistência elétrica de um cabo pode ser obtida pela segunda lei de Ohm e substituindo (2.1) na equação (2.2), pode-se determinar a potência dissipada em um cabo energizado que está conectado a uma carga ca monofásica.

$$\Delta P_{ca} = R \cdot I_{ca}^2 = \frac{r \cdot L}{S} \cdot I_{ca}^2 = \frac{r \cdot L}{S \cdot \cos^2 \theta} \cdot \frac{P^2}{E^2} \quad (2.2)$$

Vale salientar que na equação (2.2), r significa a resistência do cabo por unidade de comprimento e L é o comprimento do cabo elétrico.

É importante frisar que em sistemas cc a única potência existente é a ativa, assim, a expressão utilizada para calcular a corrente contínua requerida por uma carga com mesma potência nominal e que esteja conectada a um cabo de mesmo comprimento do sistema ca, anteriormente descrito, segue mostrada através da equação (2.3).

$$I_{cc} = \frac{P}{U} \quad (2.3)$$

Sendo que U é a tensão máxima que a carga estará submetida, que é a tensão de pico da tensão senoidal, onde essa tensão pode ser relacionada com a tensão eficaz monofásica de acordo com a equação (2.4).

$$U = \sqrt{2} \cdot E \quad (2.4)$$

Substituindo a equação (2.3) na equação (2.5), pode-se determinar a potência dissipada em um cabo energizado que está conectada a uma carga cc.

$$\Delta P_{cc} = \frac{r \cdot L}{S} \cdot I_{cc}^2 = \frac{r \cdot L}{S} \cdot \frac{P^2}{U^2} \quad (2.5)$$

Dividindo a equação (2.3) pela equação (2.1) obtém-se a equação (2.6), que mostra a relação entre as correntes de um sistema cc bipolar e de um sistema ca monofásico para a mesma potência.

$$\frac{I_{cc}}{I_{ca}} = \frac{E}{U} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{2} \cdot E} \cdot \cos \theta \rightarrow I_{cc} = 0,707 \cdot I_{ca} \cdot \cos \theta \quad (2.6)$$

Através da equação (2.6) tem-se que, para uma mesma potência, a corrente requerida pela carga, em um sistema cc, é cerca 30% menor se comparado com um sistema ca monofásico e com fator de potência unitário. Com isso, os cabos utilizados em sistemas de corrente alternada podem ser também utilizados em sistemas de corrente contínua com o benefício de se poder passar um valor de corrente mais elevado. A equação (2.7) mostra a relação entre as perdas no cabo de um sistema cc bipolar e de um sistema ca monofásico.

$$\frac{\Delta P_{cc}}{\Delta P_{ca}} = \frac{I_{cc}}{I_{ca}} = \frac{E^2}{U^2} \cdot \cos^2 \theta \rightarrow \Delta P_{cc} = \Delta P_{ca} \cdot 0,5 \cdot \cos^2 \theta \quad (2.7)$$

A equação (2.7) mostra que, para uma carga com fator de potência unitário, as perdas nos cabos elétricos, quando em um sistema em corrente contínua, caem pela metade em comparação a sistemas em corrente alternada.

2.2 Perdas por conversão de energia

Outro problema enfrentado nos sistemas de corrente alternada, além das perdas nos cabos, são as perdas ocorridas no processo de transformação de nível de tensão, também denominadas de perdas por conversão, onde em sistemas híbridos, essas perdas têm os seus valores elevados, tendo em vista que, além das perdas tradicionais de um sistema ca, há também as perdas relacionadas às conversões de energia tanto nas retificações como nas inversões.

Para se ter uma ideia, o número de conversões necessárias em uma residência onde existem módulos fotovoltaicos instalados segue o seguinte caminho: Um módulo fotovoltaico gera energia em corrente contínua, mas, para que esse módulo possa ser interligado à rede elétrica de uma residência, é necessário que a energia seja transformada em alternada. Essa energia, uma vez convertida, é guiada até algum equipamento eletrônico que provavelmente irá convertê-la em contínua novamente.

Através da Tabela 2.1 pode-se observar a relação de alguns aparelhos eletroeletrônicos mais comuns e encontrados em imóveis residenciais e suas respectivas potências, bem como a comparação dos seus rendimentos médios, quando estes são submetidos a uma alimentação em corrente alternada ou em corrente contínua, e, conseqüentemente, as suas perdas devido ao processo de conversão ca-cc. Porém, é importante mencionar que essa comparação parte da premissa que todos os aparelhos funcionam internamente em corrente contínua. (GARBESI; VOSSOS; SHEN, 2012). Ressalta-se, ainda, que os aparelhos mencionados na Tabela 2.1 e que operam internamente em corrente contínua, ao serem submetidos a uma alimentação em corrente alternada, apresentam uma redução considerável nos seus rendimentos.

Tabela 2.1 - Comparativo entre a eficiência de equipamentos alimentados em corrente alternada e em corrente contínua.

Equipamentos	Potência Watts	Eficiência média com alimentação em CA	Perdas pela conversão CA / CC*
Televisores	<i>45/100/147/175/286</i>	85%	15%
Aparelhos de Som	<i>106</i>	79%	21%
Aparelhos de DVD	<i>10</i>	65%	35%
Equipamentos recarregáveis	<i>10-20</i>	80%	20%
Ar-Condicionado	<i>1900/6500/9200</i>	89%	11%
Refrigerador	<i>380/420/600/800</i>	87%	13%
Torradeira	<i>800-1400</i>	88%	12%
Micro-ondas	<i>750-1100</i>	87%	13%
Ferro elétrico	<i>1100</i>	87%	13%
Máquina de Lavar	<i>350-500</i>	89%	11%
Aquecedor de água	<i>1000-2000</i>	88%	12%
Computador de mesa	<i>101</i>	82%	18%
Computador portátil	<i>44</i>	79%	21%
Ventilador de teto	<i>88</i>	87%	13%
Lâmpadas compactas	<i>30</i>	84%	16%
Sistemas de segurança	<i>20-30</i>	83%	17%
Lavadora de louças	<i>1200-2400</i>	88%	12%
Cafeteira	<i>900-1200</i>	87%	13%

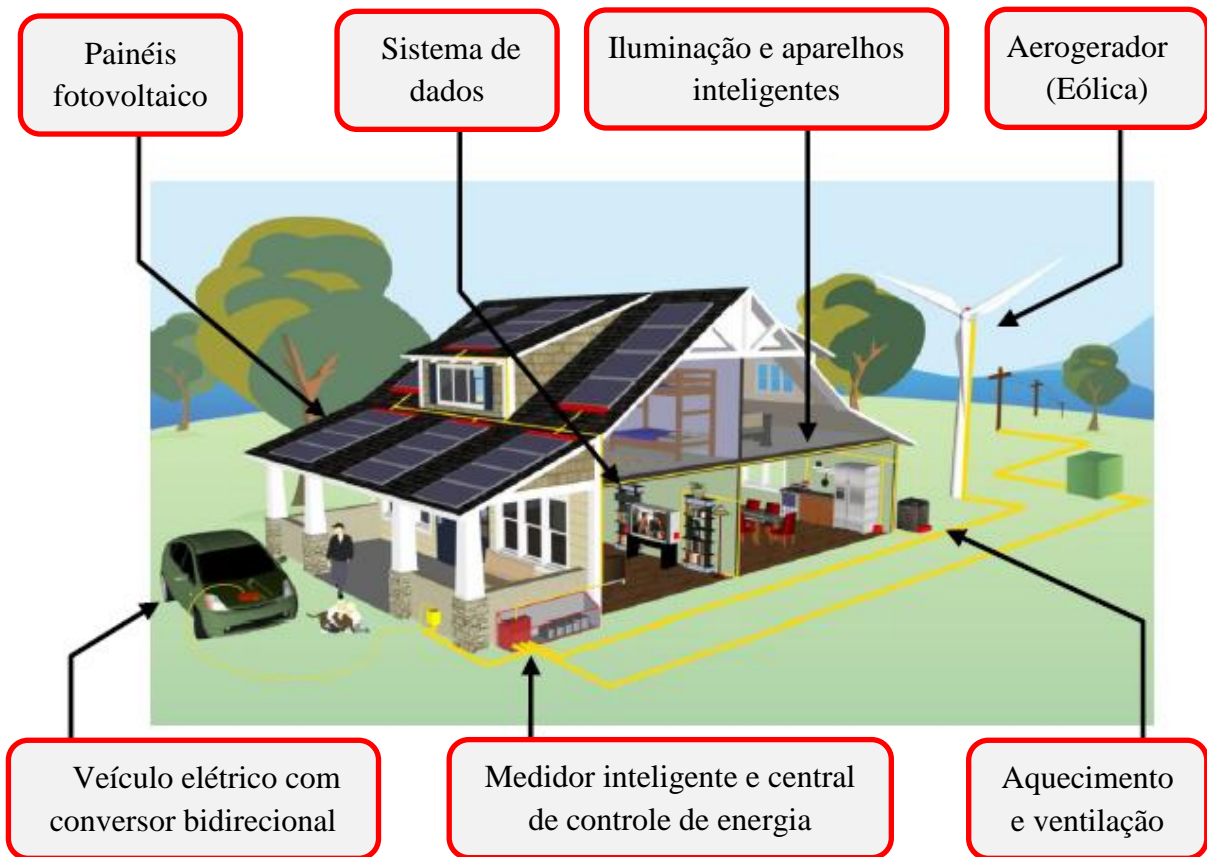
Fonte: Adaptada de (GARBESI; VOSSOS; SHEN, 2012)

* Calculado a partir dos valores apresentados por (GARBESI; VOSSOS; SHEN, 2012)

A ideia que se tem e que é apresentada por meio da Tabela 2.1 é de uma redução de perdas energéticas, caso nossos aparelhos fossem alimentados diretamente em corrente contínua. Assim, devido a essa redução desejada, estima-se que, a médio prazo, as residências de um modo geral, e até comércios, estarão sendo alimentados diretamente em corrente contínua. Onde, a princípio, os consumidores estarão conectados à rede elétrica de distribuição e, ocasionalmente, poderão se desconectar da referida rede e utilizar a sua própria energia gerada por meio de alguma fonte renovável que utilize.

A Figura 2.1 fornece um esquema que ilustra as interconexões e as funções de uma variedade de componentes de energia elétrica residencial que, em conjunto, compreendem uma casa sustentável com o sistema da nanorrede, onde se observa vários mecanismos funcionais de acoplamento entre os vários dispositivos. Combinada com a rede inteligente de medição, monitoramento e controle, a nanorrede oferece alta capacidade de controle e otimização inteligente das fontes e cargas do sistema para atingir os requisitos e custos de energia zero.

Figura 2.1 - Ilustração de uma residência operando como uma nanorrede.



Fonte: (Adaptado, CVETKOVIC., 2010)

2.3 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os benefícios da utilização da corrente contínua para a alimentação de consumidores em baixa tensão. Mostrou-se, também, que quando comparadas às correntes alternadas monofásica, as perdas nos cabos em sistemas alimentados em cc podem apresentar uma redução de até 50%, conforme as condições e os cálculos apresentados. Assim sendo, tendo em vista, também, as perdas por conversão, observou-se ser imprescindível o surgimento de padrões e de normas que regulamentem o setor de alimentação de residências e prédios em corrente contínua, pois, assim, esse setor terá sua viabilidade comercial elevada.

Portanto, no próximo capítulo serão apresentadas algumas topologias de conversores que podem ser utilizados na aplicação desejada, bem como o conversor utilizado e suas vantagens e desvantagens com relação às demais topologias apresentadas.

3 ESTUDO BIBLIOGRÁFICO DE CONVERSORES BIDIRECIONAIS

Uma das alternativas favoráveis que tem se estabelecido na implementação de nanorredes são os conversores cc-cc bidirecionais em conjunto com os dispositivos de armazenamento de energia, proporcionando a melhoria na eficiência do sistema e reduzindo o seu custo.

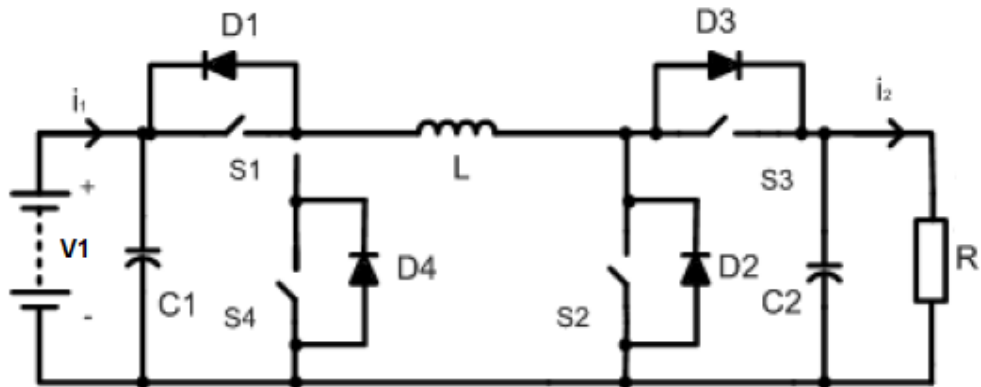
Os conversores bidirecionais são essenciais para produzir o fluxo de energia elétrica ou fluxo de potência nos dois sentidos, isto é, eles têm a capacidade de inverter o sentido de alimentação entre a entrada e a saída do circuito, porém, isso dependerá do estado de operação em que o sistema se encontra. Por exemplo, no projeto em estudo, se as baterias estiverem precisando ser carregadas, a energia precisará fluir no sentido do barramento cc para os armazenadores, assim como, diante de uma desconexão da rede elétrica da concessionária e consequente ilhamento da nanorrede, a energia poderá fluir dos armazenadores para o barramento cc, a depender do nível de tensão do mesmo.

A classificação dos conversores cc-cc chaveados, incluindo os bidirecionais, podem ser do tipo isolado ou não isolado. No caso em estudo será utilizado um conversor não isolado. Nos conversores chaveados, geralmente, tem-se a presença de dois componentes primordiais na sua estrutura, a saber, o transformador isolador e o indutor. No caso dos conversores cc-cc não isolados, como o próprio nome já deduz, não existe a isolação elétrica entre a saída e a entrada do circuito, onde o indutor torna-se o elemento fundamental para acúmulo de energia em um determinado ciclo de chaveamento. Já nos conversores cc-cc isolados tem-se a presença de um transformador que proporciona a isolação galvânica entre a entrada e saída, assim como, dependendo do ganho gerado pela relação de transformação entre os enrolamentos do primário e do secundário do transformador, essa topologia de conversores poderá operar como um abaixador ou elevador de tensão.

3.1 Conversor bidirecional *buck-boost* em cascata

A Figura 3.1 mostra o esquemático do conversor bidirecional *buck-boost* apresentado por (SU *et al.*, 2008), onde essa configuração de conversor pode operar de três formas distintas dependendo da forma como as chaves estão sendo controladas, a saber, modo *buck*, modo *boost* e modo *buck-boost*.

Figura 3.1 - Esquemático do conversor bidirecional buck-boost em cascata.



Fonte: (SU *et al.*, 2008).

Pela Figura 3.1 pode-se observar que o conversor em questão é constituído por quatro chaves (S1, S2, S3 e S4), por duas capacitâncias (C1 e C2) e por um indutor (L). De forma geral, tem-se que quando as chaves S1 e S2 estão fechadas simultaneamente, o fluxo de potência flui da bateria (V1) ou elemento armazenador para a carga (R). De forma complementar, o fluxo de potência irá percorrer o sentido inverso, isto é, da carga para a bateria, quando as chaves S3 e S4 estiverem simultaneamente fechadas.

Quando a tensão de entrada é maior que a tensão de saída, a chave S1 será controlada pelo sinal PWM (Pulse Width Modulation) determinado e as outras chaves permanecerão abertas, onde tal ação de controle proporcionará o conversor operar no modo *buck*.

Para conceder à topologia apresentada a caracterização de um conversor *boost*, isto é, apresentando a tensão de entrada menor que a tensão de saída, é preciso que a chave S1 permaneça fechada, assim como S3 e S4 abertas, fazendo com que a chave S2 seja controlada pelo sinal PWM a ser definido.

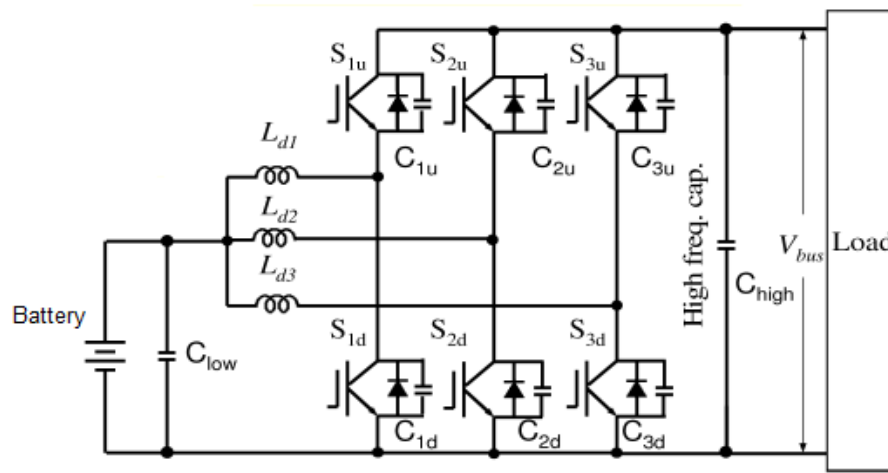
Já para o conversor operar no modo *buck-boost* é necessário que as chaves S1 e S2 recebam o mesmo sinal PWM simultaneamente. Assim, quando o sinal de controle estiver em nível alto, as chaves S1 e S2 estarão ligadas, fazendo com que o indutor receba energia da entrada e o capacitor C2, que pode ser conectado ao barramento cc, forneça energia para a carga. Todavia, quando o sinal de controle estiver em nível baixo, as chaves S1 e S2 estarão abertas ou bloqueadas, fazendo com que o indutor forneça energia para a carga e para o capacitor C2.

Essa topologia apresenta como vantagem o menor número de componentes. Porém como desvantagem, tem-se a não realização de alto ganho da tensão e, também, maiores perdas nos semicondutores durante a operação no modo *buck*.

3.2 Conversor cc-cc bidirecional *interleaved* multi-fase

O conversor *interleaved*, propriamente dito, também conhecido como conversor intercalado, vem sendo estudado e aplicado, ao longo dos últimos anos, em vários projetos envolvendo a utilização de fonte de energia destinadas a veículos elétricos. A Figura 3.2 mostra o esquemático de um conversor cc-cc bidirecional *interleaved* trifásico.

Figura 3.2 - Topologia conversor cc-cc bidirecional *interleaved* multi-fase.



Fonte: (KONDRATH, 2018).

A Figura 3.2 mostra uma das topologias do conversor em questão e uma das versões que mais ganham destaque na aplicação de veículos elétricos e que utiliza a bidirecionalidade do fluxo de energia. Neste caso podemos ressaltar os seguintes trabalhos que abordam tal aplicação: (ANJANA S, JISHA KURUVILA, 2013; AVELINO *et al.*, 2013; KONDRATH, 2018).

O conversor em questão apresenta como vantagem a distribuição da corrente elétrica entre os indutores, promovendo uma menor ondulação, em virtude do intercalamento dos braços. Vale ressaltar que outra característica relevante desse conversor é o fato de se usar indutores de menor valor de grandeza, haja vista a distribuição de corrente elétrica entre os braços, proporcionando menores perdas e um melhor rendimento diante de potências elevadas.

O ganho estático de tensão desse conversor, utilizando a técnica de modulação por largura de pulso, também conhecida como PWM, é dado por meio da expressão (3.1), onde D é a razão cíclica.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.1)$$

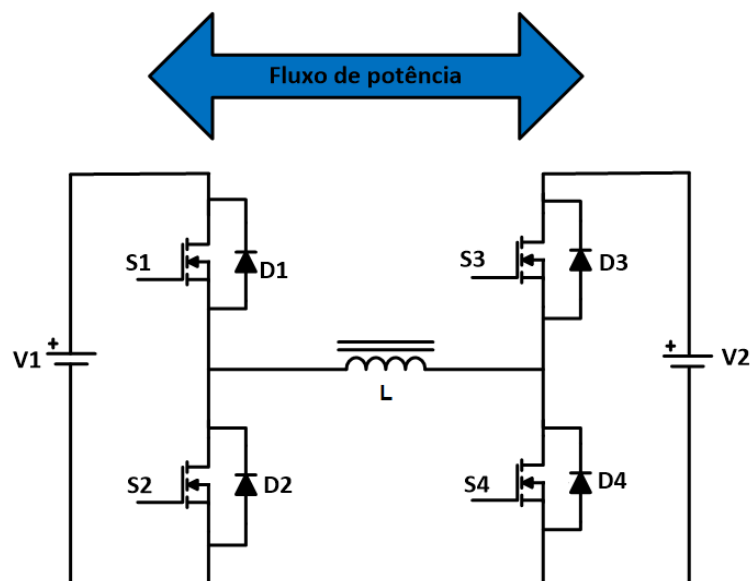
Espera-se que as interfaces de eletrônica de potência tenham alta eficiência e alta densidade de potência. Geralmente, para se obter alta densidade de potência é comum operar os conversores no modo de condução descontínua. Porém, isso pode resultar em ondulação de corrente muito alta, o que pode ser perigoso para a bateria ou outros dispositivos de armazenamento. Uma solução para este problema é usar conversores cc-cc intercalados e com multi-fases.

Como desvantagem pode-se mencionar que para sistemas que operam com potências consideravelmente elevadas ou com alto ganho de tensão, este conversor tende a apresentar perdas por conversão significativamente elevadas.

3.3 Conversor cc-cc bidirecional com comutação suave

Proposto por (LEI et al., 2008), esse conversor bidirecional com comutação suave pode operar na configuração do modelo *boost* ou *buck*. O esquemático do conversor em questão é mostrado na Figura 3.3, onde observa-se que o mesmo apresenta um circuito simétrico e é constituído por quatro interruptores S1, S2, S3 e S4, assim como um indutor L, duas fontes de tensão V1 e V2, onde V1, por analogia ao trabalho proposto, pode representar o barramento cc e V2 os armazenadores ou acumuladores.

Figura 3.3 - Conversor bidirecional com comutação suave.



Fonte: adaptado de (LEI et al., 2008).

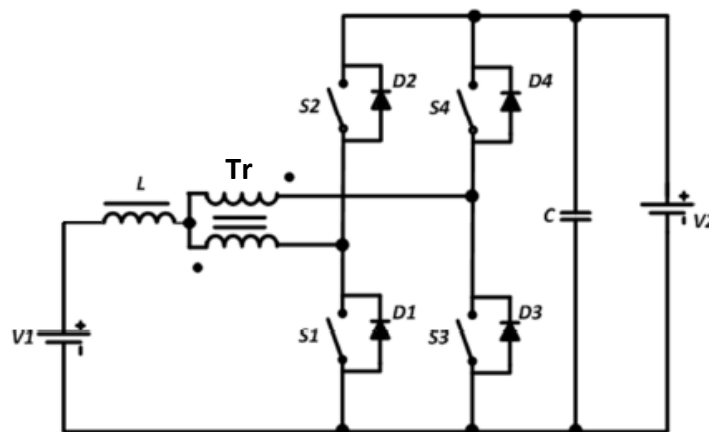
Nessa topologia, quando o conversor está operando no modo buck, tem-se que a energia fluirá da fonte V_1 para a fonte V_2 , onde S_1 será a chave principal e estará ligada. Neste momento a chave S_4 estará desligada e os diodos que estão em paralelo com as chaves S_2 e S_3 estarão polarizados diretamente. Em contrapartida, quando o conversor estiver operando no modo boost, quem será a chave principal será S_4 que estará ligada, enquanto que S_1 estará desligada e, semelhantemente ao modo buck, os diodos em paralelo às chaves S_2 e S_3 estarão conduzindo, pois permanecerão diretamente polarizados.

Como vantagem desse conversor tem-se o próprio fato da comutação suave, assim como a simplicidade da topologia, a facilidade da implementação do controle e o baixo custo. Já como desvantagem pode-se mencionar a necessidade da utilização de um interruptor dissipativo auxiliar e, primordialmente, a ausência de alto ganho de tensão, tendo em vista que o *boost* utilizado pelo conversor analisado é de característica clássica.

3.4 Conversor cc-cc bidirecional utilizando célula de comutação de três estados

O modelo topológico mostrada na Figura 3.4 trata-se de um conversor cc-cc bidirecional utilizando a célula de comutação de três estados, mais especificamente do tipo célula B, a qual é uma topologia encontrada com muita ênfase na literatura e que apresenta características propícias ao que se deseja aplicar no trabalho em estudo, em sua versão bidirecional (BARROZO *et al.*, 2010; BASCOPE; BARBI, 2000). O referido conversor é constituído por duas células de comutação simples, as quais são interligadas por meio de um autotransformador.

Figura 3.4 - Conversor cc-cc bidirecional com célula de comutação de três estados.



Fonte: (BARROZO *et al.*, 2010; MELO, 2014).

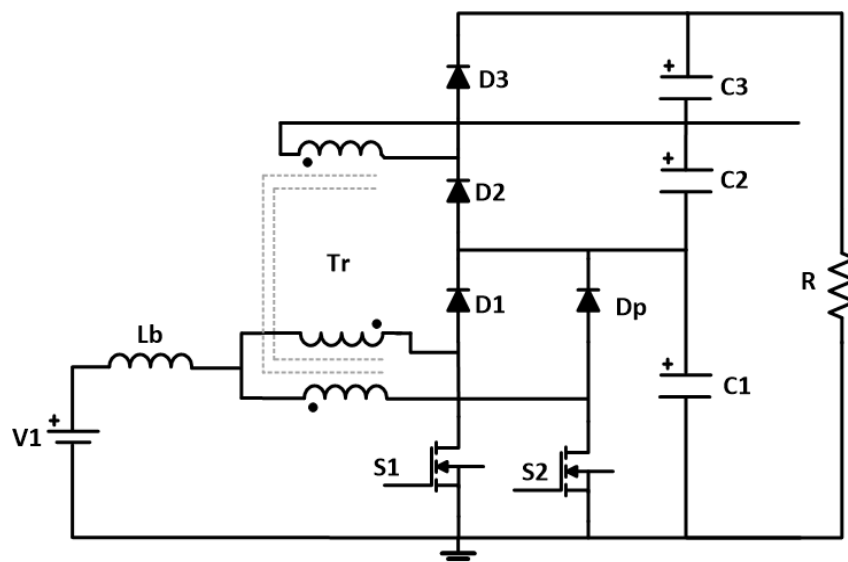
O conversor em questão é composto pelas chaves de potência S1, S2, S3 e S4, por um indutor de filtro L, autotransformador Tr e um capacitor de filtro C. No modo boost, é alimentado por V1, e no modo buck por V2. Como principais vantagens pode-se mencionar a corrente de entrada não pulsada com baixa ondulação, assim como o indutor de entrada operando com o dobro da frequência de chaveamento (proporcionando a redução do peso e volume do magnético). Além disso, os esforços de tensão nas chaves são reduzidos pela metade. Como desvantagem, tem-se a necessidade de circuito snubbers em todas as chaves de potência e as elevadas perdas nos semicondutores no modo buck.

Vale mencionar que o ganho estático do conversor em comento é semelhante ao apresentado pelo conversor boost clássico, onde percebe-se que não há alto ganho.

3.5 Conversor de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados

A Figura 3.5 apresenta a topologia de um conversor que, embora não seja bidirecional, é interessante do ponto de vista da capacidade do alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados (TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2006), que é uma característica relevante do sistema proposto para a nanorede correspondente a este trabalho.

Figura 3.5 - Conversor de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados



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

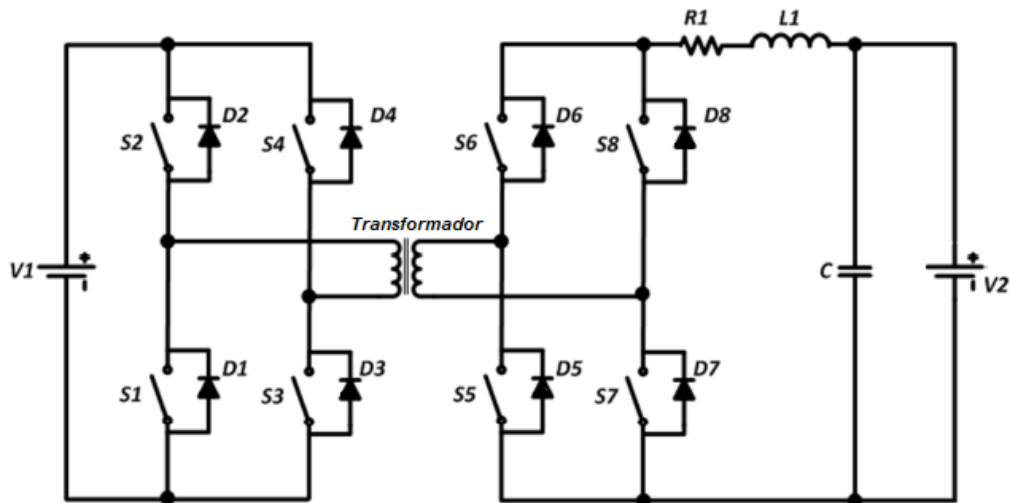
Pode-se citar como principais vantagens deste conversor a baixa ondulação da corrente de entrada, bem como a capacidade do indutor operar com o dobro da frequência de entrada, onde isso permite a redução do peso e do volume do magnético. Além disso, os esforços

de tensão nas chaves são reduzidos pela metade, em virtude das características da comutação de três estados. Como desvantagem, pode-se mencionar a inadequada funcionalidade do conversor com utilização da razão cíclica menor que 0,5, devido às características magnéticas do transformador.

3.6 Conversor cc-cc *full-bridge* bidirecional

Outra topologia de conversor utilizando a bidirecionalidade do fluxo de potência e que pode ser praticada é aquela do tipo isolada. Nesta vertente, a Figura 3.6 mostra um conversor cc-cc *full-bridge* bidirecional, também denominado de conversor *Dual Active Bridge* (DAB) e bastante disseminado e consolidado na literatura e que pode ser usado como opção para esta aplicação. Para o conversor em questão, a relação de espiras do transformador, dada por n , deve ser determinada em função da tensão de entrada V_1 . Como vantagens tem-se que essa topologia, por meio de seu transformador, proporciona a isolação elétrica entre V_1 e V_2 e promove um ganho de tensão desejado de acordo com sua relação de transformação, porém não chega a ser um alto ganho. Como desvantagens, pode ser notado o maior número de componentes e o conseqüente aumento de peso e volume ocupado.

Figura 3.6 - Esquemático do conversor cc-cc full-bridge bidirecional isolado.



Fonte: (MONZER AL SAKKA; JOERI VAN MIERLO; HAMID GUALOUS, 2011).

3.7 Conversor cc-cc bidirecional aplicado no trabalho proposto

O conversor utilizado é baseado no trabalho proposto por (MARQUES, 2012) e tem por objetivo elevar a tensão cedida pelas baterias a um nível de tensão apropriado, utilizando

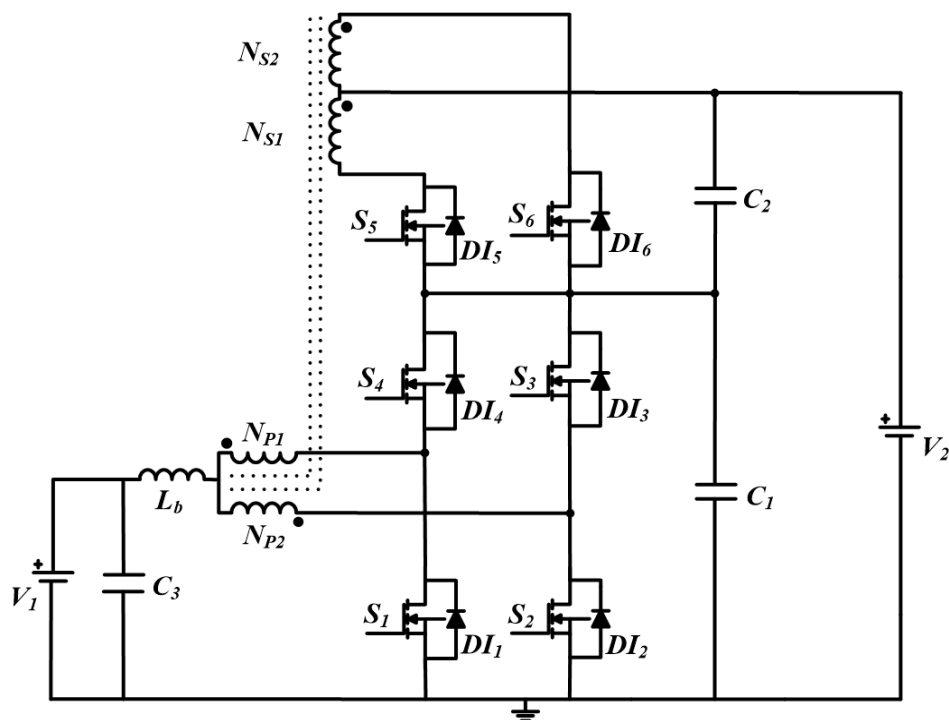
corrente contínua. A topologia adotada leva em conta a elevada corrente de entrada do conversor e a potência processada.

Este conversor é alimentado pela tensão V_1 , também denominada de V_{Bat} , oriunda de um banco de baterias de 96 V, e pela tensão V_2 , também denominada como V_{Link} , oriunda de um barramento de 380 V, o qual trata-se do barramento primário da nanorrede em estudo. O referido conversor também é composto por um indutor de armazenamento de energia L_b , um transformador Tr , o qual é composto pelos enrolamentos primários N_{p1} e N_{p2} e os enrolamentos secundários N_{s1} e N_{s2} , os quais são fortemente acoplados, seis interruptores, sendo eles S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , e três capacitores de filtro, identificados como C_1 , C_2 e C_3 .

O conversor proposto utiliza a célula de comutação de três estados primeiramente desenvolvida por (BASCOPE, 2001) e outros trabalhos apresentados por (BEZERRA, 2009; TORRICO-BASCOPE *et al.*, 2006). Uma grande vantagem do tipo de topologia proposta é a utilização de apenas um ponto de medição para a malha de corrente. A corrente pulsada através do indutor L_b na célula de comutação de três estados opera com o dobro da frequência de comutação, promovendo uma considerável redução de volume deste magnético.

A Figura 3.7 mostra o conversor bidirecional de alto ganho a ser implementado, o qual poderá operar no modo *boost* e modo *buck*, como já indicado anteriormente.

Figura 3.7 - Esquemático do conversor bidirecional aplicado.



Fonte: Próprio autor.

3.8 Considerações finais

Neste capítulo foi feito um estudo bibliográfico sobre conversores cc-cc bidirecionais, mostrando vantagens e desvantagens em relação à topologia aplicada neste trabalho. Com base nas pesquisas, observou-se a existência de uma variedade de topologias de conversores bidirecionais. Verificou-se que alguns conversores estudados e algumas topologias apresentadas possuem potência para o barramento cc e para o banco de baterias, mas com grande volume em seus magnéticos e baixo ganho de tensão.

Por fim, foi apresentada a topologia do conversor aplicado neste trabalho e para ser utilizado na nanorede em estudo, assim como as suas principais características.

No próximo capítulo será apresentado o estudo teórico do conversor bidirecional utilizado operando no modo *boost*. Posteriormente, através de análises qualitativas e quantitativas, serão mostrados o comportamento e os esforços de corrente e tensão previstos sobre os principais componentes do sistema. Por meio desses dados, será feito todo o dimensionamento do conversor, assim como a sua modelagem dinâmica e a projeção do circuito de controle a ser implementado.

4 ANÁLISE DO CONVERSOR OPERANDO NO MODO BOOST

Tendo em vista a característica da bidirecionalidade do conversor utilizado, foi realizada uma análise teórica através de dois modos de operação distintos, ou seja, primeiramente no modo *boost* e em seguida, em capítulo subsequente, no modo *buck*.

Cabe salientar que os equacionamentos utilizados neste trabalho foram baseados conforme os estudos apresentados em (MARQUES, 2012).

4.1 Análise qualitativa do conversor operando no modo *boost*

Por meio da análise qualitativa determinou-se as etapas de operação do conversor operando no modo *boost*, assim como as principais formas de onda de corrente e tensão nos seus componentes.

4.1.1 Etapas de operação no modo *boost*

No modo de operação *boost* o funcionamento do conversor é dividido em quatro etapas, as quais são determinadas de acordo com os sinais de controle de S_1 e S_2 , analisando em modo condução contínua e considerando a razão cíclica dos sinais maior que 0,5.

É oportuno mencionar que no modo *boost* as chaves S_1 e S_2 são submetidas ativamente ao circuito de controle, enquanto que as demais chaves (S_3 a S_6) funcionam de forma passiva, isto é, estão abertas e a corrente de braço depende da polarização do diodo associado a cada interruptor.

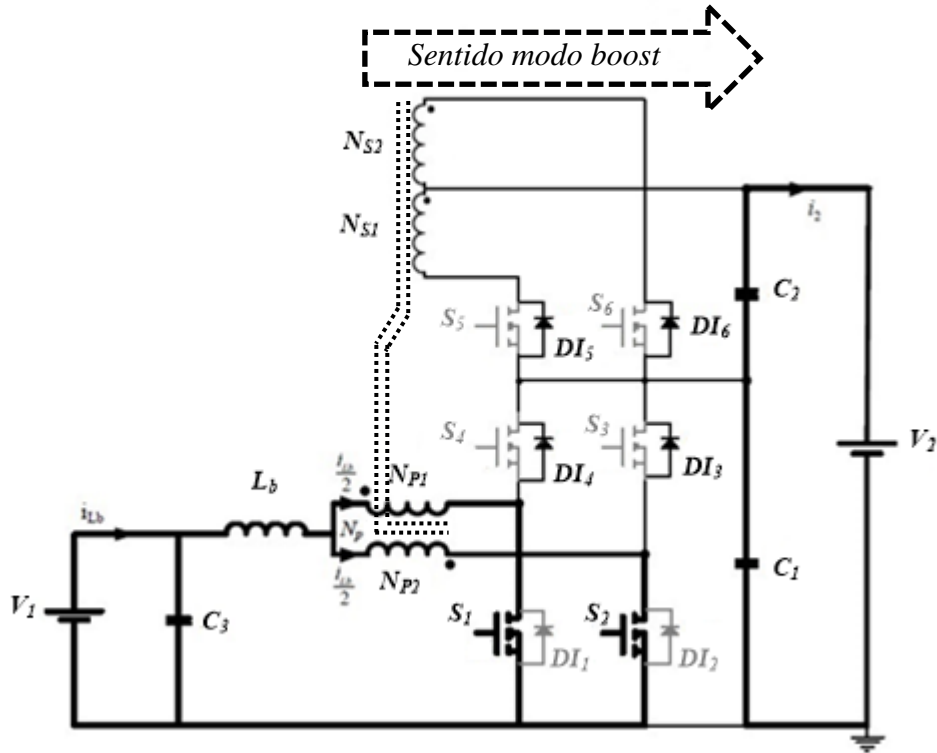
- **Primeira Etapa do Modo Boost ($t_0 \leq t \leq t_1$)**

Nesta etapa, inicialmente, as chaves S_1 e S_2 entram em condução. Com isso as chaves S_3 , S_4 , S_5 e S_6 permanecem bloqueadas. Assim, a fonte V_1 , oriunda das baterias, fornece energia ao indutor L_b através da corrente i_{Lb} . A corrente de entrada no indutor i_{Lb} é dividida igualmente em i_{Np1} e i_{Np2} , percorrendo os enrolamentos Np_1 e Np_2 , passando pelas chaves S_1 e S_2 . Os enrolamentos Np_1 e Np_2 possuem o mesmo número de espiras, fazendo com que a tensão resultante no autotransformador seja igual a zero.

Neste período analisado, a corrente i_{Lb} tende a crescer de forma linear, provocando o armazenamento de energia no indutor L_b , não realizando a transferência de energia para o lado

da fonte V_2 , a qual é suprida pelos capacitores C_1 e C_2 . A Figura 4.1 mostra o esquemático do conversor durante a primeira etapa de operação no modo *boost*.

Figura 4.1 - Esquemático da primeira etapa de operação do conversor no modo *boost*.

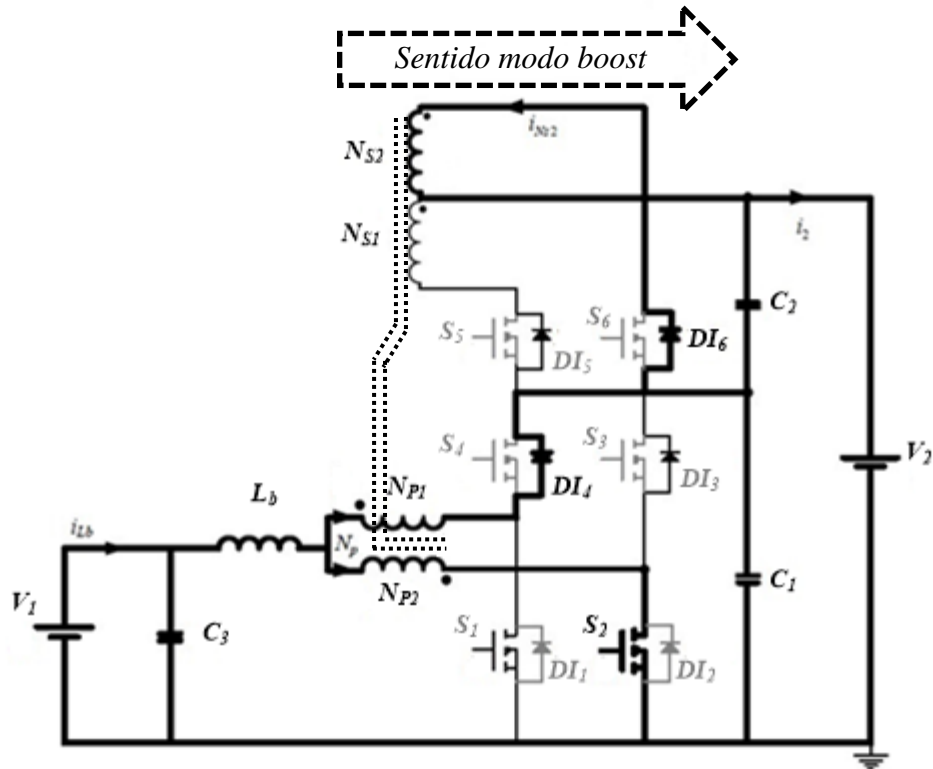


Fonte: Próprio autor.

- **Segunda Etapa do Modo Boost ($t_1 \leq t \leq t_2$)**

Ao iniciar essa etapa a chave S_1 deixa de conduzir, ou seja, ela é bloqueada, e os diodos intrínsecos das chaves S_4 e S_6 passam a ficar diretamente polarizados. Desta forma, a fonte V_2 e os capacitores C_1 e C_2 são alimentados pela energia oriunda da fonte V_1 do indutor L_b . Tem-se, também, que a tensão sobre a chave S_1 passa a ser igual à tensão sobre o capacitor C_1 . A Figura 4.2 mostra o esquemático do conversor durante a segunda etapa de operação no modo *boost*.

Figura 4.2 - Esquemático da segunda etapa de operação do conversor no modo *boost*.



Fonte: Próprio autor

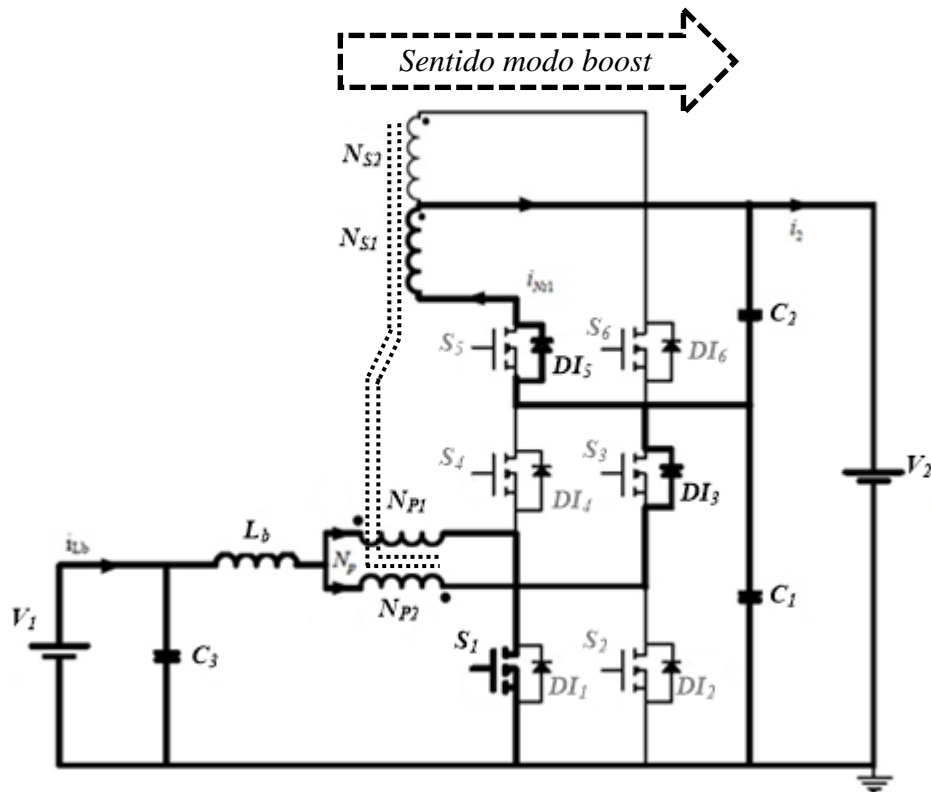
- **Terceira Etapa do Modo Boost ($t_2 \leq t \leq t_3$)**

O processo que ocorre nesta etapa de operação é semelhante ao da primeira etapa, onde as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo, fazendo com que a energia de V_1 seja armazenada no indutor L_b e a fonte V_2 seja suprida pelos capacitores C_1 e C_2 . Tal etapa é encerrada no momento em que a chave S_2 é bloqueada.

- **Quarta Etapa do Modo Boost ($t_3 \leq t \leq t_4$)**

Nesta etapa a chave S_2 é bloqueada e a chave S_1 permanece ligada, fazendo com que os diodos intrínsecos (DI_3 e DI_5) das chaves S_3 e S_5 sejam polarizados diretamente, proporcionando a transferência da energia armazenada no indutor L_b para os capacitores C_1 e C_2 e, conseqüentemente, para a fonte V_2 . Nesta situação a tensão sobre a chave S_2 é a mesma sobre o capacitor C_1 . A Figura 4.3 mostra o comportamento do conversor durante a quarta etapa de operação no modo *boost*.

Figura 4.3 - Esquemático da quarta etapa de operação do conversor no modo *boost*.



Fonte: Próprio autor.

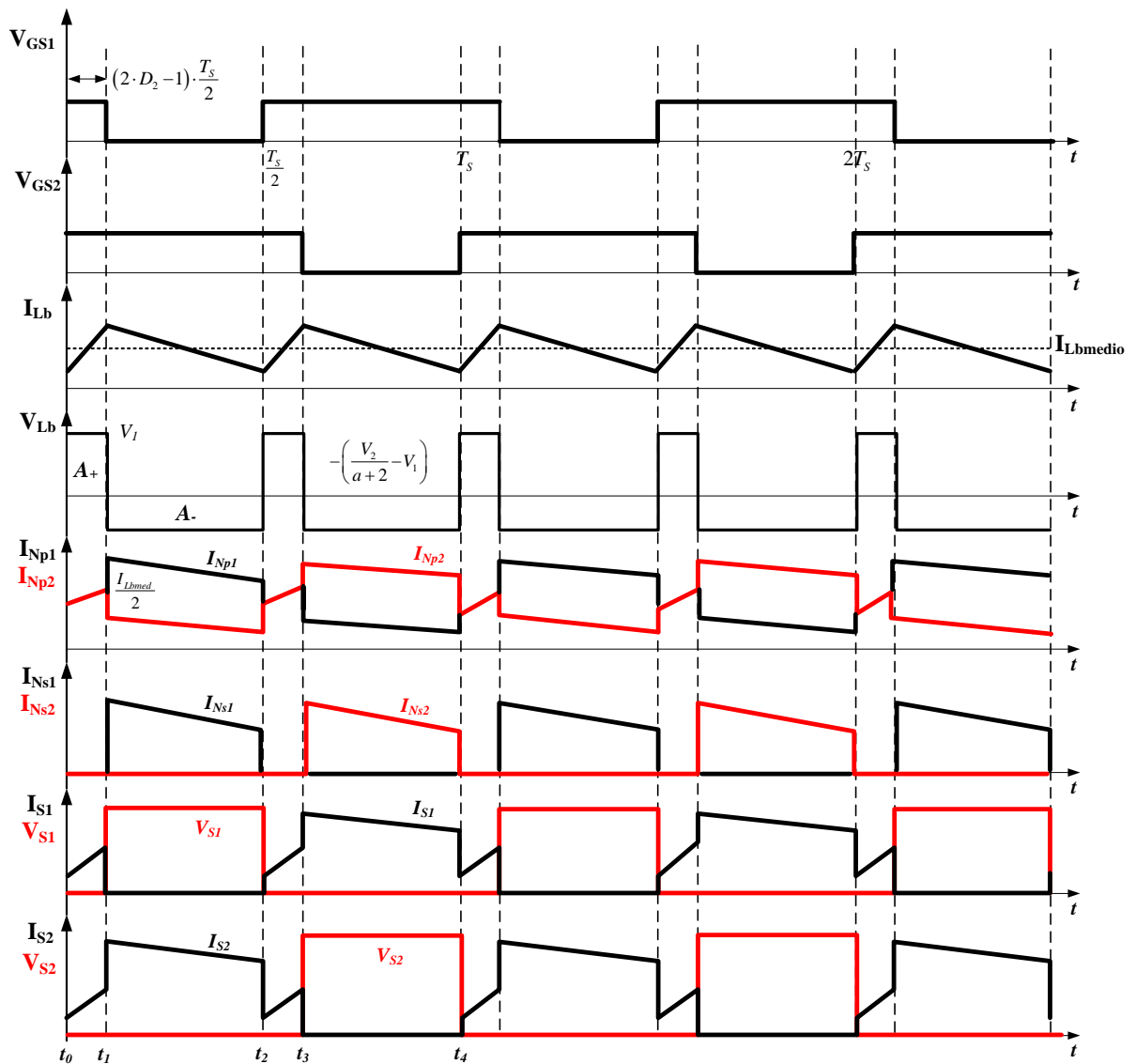
4.1.2 Principais formas de onda no modo *boost*

Através da Figura 4.4 pode-se observar as principais formas de onda teóricas do conversor operando no modo *boost*, onde através destas é possível calcular o ganho estático do conversor, bem como os esforços de tensão e corrente sobre os seus componentes

Considerando que a variável t_{on} seja o tempo em que as chaves permaneçam fechadas e que T_S seja o período de comutação das chaves, então a razão cíclica do conversor operando o modo *boost* é determinada através da expressão (4.1).

$$D_2 = D_{boost} = \frac{t_{on}}{T_S} \quad (4.1)$$

Figura 4.4 - Principais forma de onda teóricas do conversor operando no modo *boost*.



Fonte: Próprio autor.

4.2 Análise quantitativa do conversor operando no modo *boost*

Por meio desta análise são apresentadas as equações dos esforços de corrente e tensão sobre os componentes do conversor, assim como o seu ganho estático, o qual é determinado através da variação do fluxo magnético no indutor L_b durante um período de comutação, tendo como referência as formas de onda apresentadas na Figura 4.4.

Analisando o indutor L_b tem-se que as áreas ou a variação do fluxo magnético em cada etapa de operação são equivalentes, ou seja, iguais, fazendo com que a energia que acumula no indutor durante a primeira etapa seja igual à energia que é descarregada ou

transferida durante a segunda etapa. Portanto, durante um período de comutação a tensão média sobre o indutor é nula, assim tem-se a equação (4.2), onde A_+ representa a área formada acima do eixo do tempo no gráfico da tensão de L_b durante a primeira etapa de operação e A_- representa a área abaixo do eixo do tempo formada durante a segunda etapa de operação. Cada termo é determinado por meio de uma integral, conforme as expressões (4.3) e (4.4).

$$A_+ = A_- \quad (4.2)$$

$$A_+ = \int_{t_0}^{t_1} V_{Lb} \cdot dt \quad (4.3)$$

$$A_- = - \int_{t_1}^{t_2} V_{Lb} \cdot dt \quad (4.4)$$

Sabe-se que na primeira etapa de operação as chaves S_1 e S_2 encontram-se fechadas, bem como a tensão sobre o transformador Tr é igual a zero, ou seja, nula, tendo em vista que o fluxo magnético resultante no seu núcleo é igual a zero. Desta forma, a tensão sobre o indutor L_b é exatamente a tensão fornecida pela fonte V_1 . Assim, o termo A_+ é determinado através da expressão (4.5).

$$A_+ = \int_{t_0}^{(2 \cdot D_2 - 1) \cdot \frac{T_S}{2}} V_1 \cdot dt \quad (4.5)$$

Quando se inicia a segunda etapa de operação a chave S_1 é desligada, ao passo que a chave S_2 continua ligada, ou seja, permanece conduzindo. Isto faz com que a tensão sobre a chave S_1 seja igual a tensão sobre o capacitor C_1 . Vale mencionar que, devido a relação de transformação dos enrolamentos do transformador ser unitária, as tensões induzidas nos enrolamentos são iguais. Assim, pode-se considerar que a tensão em um dos enrolamentos é metade da tensão sobre o capacitor C_1 , ou seja $\frac{V_{C1}}{2}$. Portanto, a tensão sobre o indutor é determinada através da equação (4.6).

$$A_- = - \int_{(2 \cdot D_2 - 1) \cdot \frac{T_S}{2}}^{T_S} \left[- \left(\frac{V_{C1}}{2} - V_1 \right) \right] \cdot dt = - \int_{(2 \cdot D_2 - 1) \cdot \frac{T_S}{2}}^{T_S} \left[- \left(\frac{V_2}{a + 2} - V_1 \right) \right] \cdot dt \quad (4.6)$$

Para uma melhor compreensão da expressão (4.6), tem que relação de transformação “ a ” é determinada através da equação (4.7).

$$a = \frac{N_S}{N_P} = \frac{V_S}{V_P} = 2 \cdot \frac{V_{C1}}{V_{C2}} \rightarrow \therefore V_{C2} = a \cdot \frac{V_{C1}}{2} \quad (4.7)$$

A tensão de saída V_2 , que relaciona a tensão no barramento cc da nanorrede, é dada pela soma das tensões sobre os capacitores de saída C_1 e C_2 , conforme equação (4.8).

$$\frac{V_{C1}}{2} = \frac{V_2}{a + 2} \quad (4.8)$$

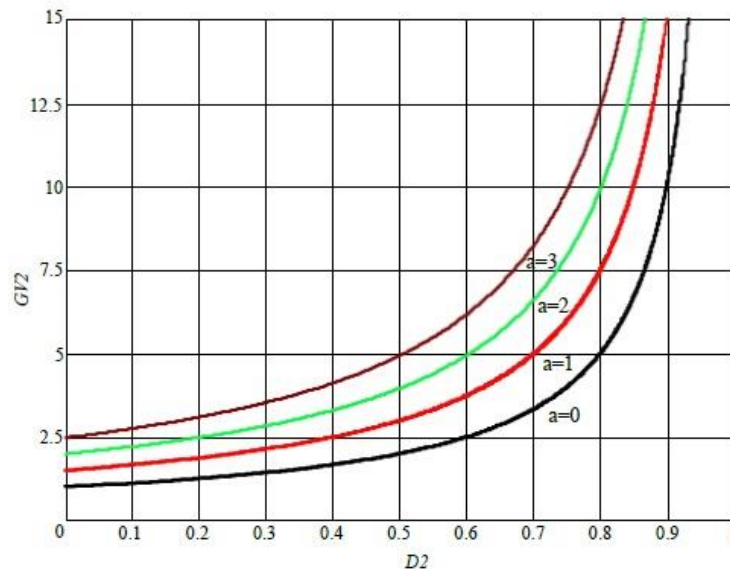
Assim, com base na equação (4.8), obteve-se a expressão (4.6).

Portanto, resolvendo a equação (4.2) e expressando a tensão de saída V_2 em relação a tensão de entrada V_1 , tem-se a expressão (4.9), através da qual é determinado o ganho estático do conversor operando no modo *boost*.

$$G_{V2} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{a + 2}{2(1 - D_2)} \quad (4.9)$$

A Figura 4.5 mostra o comportamento do ganho estático em função da razão cíclica do conversor operando no modo *boost*.

Figura 4.5 - Curva do ganho estático em função da razão cíclica no modo *boost*.



Fonte: (MARQUES, 2012)

Neste modo de operação, os valores de tensão de saída V_2 e corrente de saída I_2 em função dos parâmetros de entrada (V_1 e I_1), assim como da razão cíclica D_2 e da relação de

transformação “ a ”, são determinados por meio das expressões (4.10) e (4.11), oriundas a partir da equação (4.9).

$$V_2 = \frac{V_1 \cdot (a + 2)}{2(1 - D_2)} \quad (4.10)$$

$$I_2 = \frac{2(1 - D_2) \cdot I_1}{a + 2} \quad (4.11)$$

A potência média do conversor é determinada pela equação (4.12), onde P_2 é a potência no lado do barramento cc da nanorrede e que no modo *boost* é a potência de entrada. Já P_1 é a potência no lado das baterias e que é definido como a potência de saída e η como o rendimento do conversor.

$$P_2 = \frac{P_1}{\eta} \quad (4.12)$$

4.3 Determinação dos esforços dos componentes no modo *boost*

Neste tópico são apresentados os equacionamentos para os cálculos dos esforços de corrente e tensão dos componentes do conversor bidirecional operando no modo *boost*.

4.3.1 Esforços de corrente e tensão no indutor no modo *boost*

Analisando, inicialmente, as formas de onda da corrente e da tensão no indutor L_b durante a primeira etapa de operação do conversor proposto, conforme mostrado na Figura 4.4, tem-se que a ondulação da corrente no referido componente pode ser determinada. Porém, primeiramente, é preciso saber que a tensão no indutor é determinada através da expressão (4.13).

$$V_{Lb} = V_1 = V_{bat} = L_b \frac{\Delta I_{Lb}}{\Delta t} \quad (4.13)$$

Substituindo o valor da tensão durante o intervalo $t_0 \leq t \leq t_1$, referente a primeira etapa no modo *boost*, expressando o resultado em função da razão cíclica, tem-se que a equação (4.14) mostra como determinar a ondulação da corrente no indutor L_b .

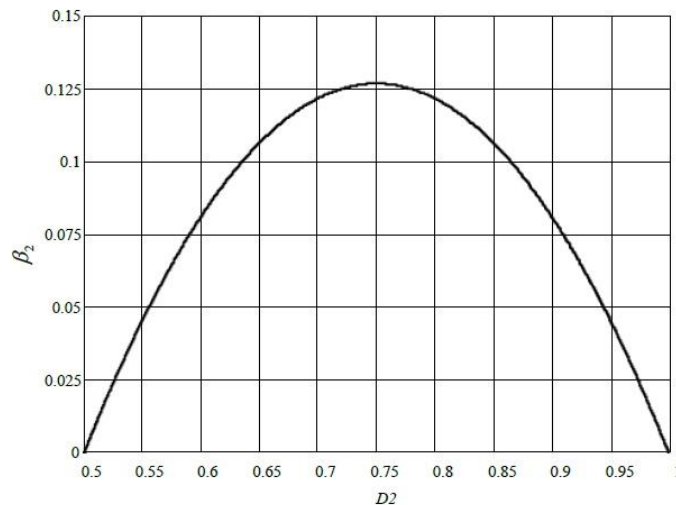
$$\Delta I_{Lb} = \frac{V_2 \cdot (2 \cdot D_2 - 1) \cdot (1 - D_2) \cdot T_S}{(a + 2) \cdot L_b} \quad (4.14)$$

Isolando os termos que contém a razão cíclica, podemos parametrizar a expressão (4.14) e obter a equação (4.15). Assim, é possível traçarmos um gráfico através da razão cíclica no modo *boost*, ou seja D_2 ou D_{boost} , variando-a de 0,5 a 1 e encontrarmos o ponto máximo em relação a referida razão cíclica.

$$\beta_2 = (2 \cdot D_2 - 1) \cdot (1 - D_2) = \frac{\Delta I_{Lb} \cdot (a + 2) \cdot L_b}{T_S \cdot V_2} \quad (4.15)$$

Por meio da Figura 4.6 pode-se observar a ondulação da corrente do indutor normalizada, oriunda da expressão (4.15), onde nota-se que a ondulação máxima da corrente ocorre sobre o ponto onde a razão cíclica é 0,75 e a variável β_2 sendo aproximadamente 0,125.

Figura 4.6 - Gráfico da ondulação da corrente parametrizada no indutor L_b .



Fonte: Próprio autor.

Desenvolvendo a expressão (4.14), pode-se determinar o valor da indutância através da equação (4.16).

$$L_b = \frac{V_2 \cdot (2 \cdot D_2 - 1) \cdot (1 - D_2) \cdot T_S}{(a + 2) \cdot \Delta I_{Lb}} \quad (4.16)$$

Utilizando o valor de $\beta_2 = 0,125$, no ponto de ondulação máxima, ou seja, D_2 igual a 0,75, tem-se que a indutância é dada pela expressão (4.17).

$$L_b = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_2 \cdot T_S}{\Delta I_{L_b} \cdot (a + 2)} \quad (4.17)$$

Os valores máximo e mínimo da ondulação da corrente do indutor L_b são determinados, respectivamente, através das equações (4.18) e (4.19).

$$I_{L_bmax} = I_1 + \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D_2 - 1) \cdot T_S}{4 \cdot L_b} \quad (4.18)$$

$$I_{L_bmin} = I_1 - \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D_2 - 1) \cdot T_S}{4 \cdot L_b} \quad (4.19)$$

No conversor proposto tem-se que a corrente média no indutor L_b é igual a corrente de entrada. Desta forma, a corrente média através do referido indutor pode ser determinada por meio da expressão (4.20).

$$I_{L_bmed} = \frac{I_{L_bmax}}{2} + \frac{I_{L_bmin}}{2} \quad (4.20)$$

Tomando as expressões (4.18) e (4.19) e substituindo I_{L_bmax} e I_{L_bmin} na equação (4.20), comprova-se que $I_{L_bmed} = I_1$.

Para o conversor bidirecional em estudo adotou-se uma ondulação de corrente no indutor entre 10% e 15% da corrente média de entrada máxima. Portanto, considera-se que os valores da corrente média e eficaz que percorre o indutor L_b sejam aproximadamente iguais. Assim, pode-se afirmar que:

$$I_{L_bmed} = I_1 \cong I_{L_bef} \quad (4.21)$$

A corrente de entrada I_1 do conversor pode ser determinada através da equação (4.22), a qual encontra-se em função da razão cíclica e da corrente de saída.

$$I_1 = \frac{(a + 2) \cdot I_2}{2 \cdot (1 - D_2)} \quad (4.22)$$

A corrente de pico que circula através do indutor L_b será a mesma dada pelo valor máximo da ondulação da corrente de entrada. E o valor máximo da tensão sobre indutor L_b é o mesmo valor da tensão de entrada, ou seja:

$$I_{Lb_pk} = I_{Lbmax} \quad (4.23)$$

$$V_{Lb} = V_1 \quad (4.24)$$

4.3.2 Esforços de tensão e corrente sobre o transformador no modo boost

Sobre o enrolamento primário N_{p1} do transformador Tr tem-se uma tensão máxima dada pela expressão (4.25).

$$V_{Np1_max} = \frac{V_1}{2 \cdot (1 - D_2)} \quad (4.25)$$

A corrente eficaz e a corrente de pico que percorre cada enrolamento primário do transformador Tr é dada, respectivamente, pelas expressões (4.26) e (4.27).

$$I_{Np1_ef} = \frac{I_1}{2 \cdot (a + 2)} \cdot \sqrt{a^2(3 - 2 \cdot D_2) + 4 \cdot a + 4} \quad (4.26)$$

$$I_{Np1_pk} = \frac{a + 1}{a + 2} \cdot I_{Lbmax} \quad (4.27)$$

Já a tensão máxima sobre o enrolamento secundário N_s do referido transformador é determinada através da equação (4.28).

$$V_{Ns_max} = \frac{a \cdot V_2}{2 \cdot (1 - D_2)} \quad (4.28)$$

A corrente eficaz e a corrente de pico através de cada enrolamento secundário do transformador Tr é determinada, respectivamente, pelas expressões (4.29) e (4.30).

$$I_{Ns1_ef} = \frac{I_1}{(a + 2)} \cdot \sqrt{1 - D_2} \quad (4.29)$$

$$I_{Ns1pk} = \frac{1}{a+2} \cdot I_{Lbmax} \quad (4.30)$$

Conforme mostrado anteriormente, na primeira e terceira etapas de operação no modo *boost*, não há nenhuma tensão induzida nos enrolamentos N_{S1} e N_{S2} , do secundário do transformador, embora haja circulação de corrente nos enrolamentos primários N_{P1} e N_{P2} . Contudo, vale salientar que os enrolamentos N_{P1} e N_{P2} do primário do transformador apresentam o mesmo número de espiras, assim como os enrolamentos N_{S1} e N_{S2} . A expressão (4.31) foi obtida em (BEZERRA, 2009), através da qual pode-se calcular a potência processada pelo transformador Tr .

$$P_{Tr} = \frac{P_1}{2} \cdot \frac{2a+1}{a+1} \quad (4.31)$$

4.3.3 Esforços de tensão e corrente no capacitor C_1 no modo *boost*

Quando o conversor proposto encontra-se operando no modo *boost*, o capacitor de C_1 estará submetido a uma tensão máxima dada pela expressão (4.32).

$$V_{C1_{max}} = \frac{V_1}{1-D_2} \quad (4.32)$$

Assumindo o valor da ondulação de tensão sobre o capacitor C_1 , conforme especificado em projeto, tem-se que o valor da capacitância do referido capacitor pode ser determinada por meio a equação (4.33).

$$C_1 = \frac{I_2 \cdot (2 \cdot D_2 - 1)}{2 \cdot \Delta V_{C1} \cdot f_S} \quad (4.33)$$

A corrente eficaz e a ondulação de corrente que percorre o capacitor C_1 são determinadas, respectivamente, através das expressões (4.34) e (4.35).

$$I_{C1_{ef}} = I_2 \cdot \sqrt{\frac{(2 \cdot D_2 - 1)}{2 \cdot (1 - D_2)}} \quad (4.34)$$

$$\Delta I_{C1} = \frac{1}{2 \cdot (a + 2)} \cdot I_{Lbmax} \quad (4.35)$$

4.3.4 Esforços de tensão e corrente nos capacitores C_2 e C_3 no modo *boost*

Quando o conversor proposto encontra-se operando no modo *boost*, o capacitor de C_2 estará submetido a uma tensão máxima dada pela expressão (4.36). É oportuno mencionar que a análise do capacitor C_2 é a mesma para o capacitor C_3 .

$$V_{C2_max} = \frac{a \cdot V_1}{2 \cdot (1 - D_2)} \quad (4.36)$$

Assumindo o valor da ondulação de tensão sobre os capacitores C_2 e C_3 , conforme especificado em projeto, tem-se que o valor da capacitância dos referidos capacitores pode ser determinada por meio a expressão (4.37).

$$C_2 = \frac{I_2 \cdot D_2}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} \quad (4.37)$$

A corrente eficaz e a ondulação de corrente que percorre os capacitores C_2 e C_3 são determinadas, respectivamente, através das expressões (4.38) e (4.39).

$$I_{C2_ef} = I_2 \cdot \sqrt{\frac{D_2}{(1 - D_2)}} \quad (4.38)$$

$$\Delta I_{C2} = \frac{1}{(a + 1)} \cdot I_{Lbmax} \quad (4.39)$$

4.3.5 Esforços de tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 no modo *boost*

Durante o modo *boost* os interruptores S_1 e S_2 são comandados pelo sinal de controle, enquanto que os demais interruptores ficam desligados. Assim a tensão máxima sobre os interruptores S_1 e S_2 é calculada através da equação (4.40).

$$V_{S1_max} = \frac{V_1}{1 - D_2} \quad (4.40)$$

Através dos interruptores S_1 e S_2 percorre uma corrente média dada pela expressão (4.41).

$$I_{S1_med} = \frac{I_1}{2} \cdot \frac{(2 \cdot D_2 - a)}{a + 2} \quad (4.41)$$

A corrente eficaz e a corrente máxima de pico que percorre os interruptores S_1 e S_2 podem ser determinadas, respectivamente, pelas expressões (4.42) e (4.43).

$$I_{S1_ef} = \frac{I_1}{2 \cdot (a + 2)} \cdot \sqrt{a^2(3 - 2 \cdot D_2) + 4 \cdot a + 4 \cdot D_2} \quad (4.42)$$

$$I_{S1_pk} = \frac{a + 1}{a + 2} \cdot I_{Lbmax} \quad (4.43)$$

4.3.6 Esforços de tensão e corrente nos diodos DI_3 e DI_4 no modo *boost*

Os diodos DI_3 e DI_4 , os quais são intrínsecos às chaves S_3 e S_4 , são submetidos a a uma mesma tensão reversa máxima determinada através da expressão (4.44).

$$V_{DI3_max} = \frac{V_1}{1 - D_2} \quad (4.44)$$

A corrente média que percorre os diodos em comento é dada pela equação (4.45), a qual encontra-se em função da corrente de entrada e da razão cíclica no modo *boost*.

$$I_{DI3_med} = \frac{I_1}{a + 2} \cdot (1 - D_2) \quad (4.45)$$

A corrente eficaz e a corrente de pico máxima que percorre os diodos DI_3 e DI_4 são determinadas, respectivamente, através das expressões (4.46) e (4.47).

$$I_{DI3_ef} = \frac{I_1}{a + 2} \cdot \sqrt{1 - D_2} \quad (4.46)$$

$$I_{DI3_pk} = \frac{1}{(a + 2)} \cdot I_{Lbmax} \quad (4.47)$$

4.3.7 Esforços de tensão e corrente nos diodos DI_5 e DI_6 no modo *boost*

Os diodos DI_3 e DI_6 , os quais são intrínsecos às chaves S_5 e S_6 , são submetidos a uma tensão reversa máxima determinada através da expressão (4.48).

$$V_{DI5_max} = \frac{a \cdot V_1}{1 - D_2} \quad (4.48)$$

A corrente média que percorre os diodos DI_5 e DI_6 é dada pela equação (4.49), a qual encontra-se em função da corrente de entrada e da razão cíclica no modo *boost*.

$$I_{DI5_med} = \frac{I_1}{a + 2} \cdot (1 - D_2) \quad (4.49)$$

A corrente eficaz e a corrente de pico máxima que percorre os diodos DI_5 e DI_6 são determinadas, respectivamente, através das expressões (4.50) e (4.51).

$$I_{DI5_ef} = \frac{I_1}{a + 2} \cdot \sqrt{1 - D_2} \quad (4.50)$$

$$I_{DI5_pk} = \frac{1}{(a + 2)} \cdot I_{Lbmax} \quad (4.51)$$

4.4 Considerações finais

Através dos resultados teóricos obtidos por meio das análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto, operando no modo *boost*, verifica-se as etapas de operação e as principais formas de onda de seus componentes. Além disso, utilizando-se do equacionamento matemático do conversor, obteve-se o ganho estático, que possibilitou a determinação dos parâmetros do modo de operação e a construção de gráficos, de forma a promover um melhor entendimento do comportamento do conversor. Na sequência, foi apresentado o equacionamento dos esforços de tensão e corrente nos principais componentes. O conversor utilizado neste trabalho apresenta uma maior quantidade de componentes, se comparado a um *boost* clássico, por exemplo, porém a corrente que circula através das chaves é aproximadamente a metade da corrente média, o que diminui as perdas por condução. O próximo capítulo abordará a análise do conversor bidirecional operando no modo *buck*.

5 ANÁLISE DO CONVERSOR OPERANDO NO MODO BUCK

Neste capítulo será mostrada análise teórica do conversor proposto operando no modo *buck*, cujas análises serão análogas às realizadas para o conversor no modo *boost*, conforme mostrado no capítulo anterior. Com base na funcionalidade do conversor proposto, as etapas de operação no modo *buck* são descritas a seguir. É oportuno destacar que nesse modo de operação os interruptores S_3 , S_4 , S_5 e S_6 são comandados diretamente pelos sinais de controle, proporcionando a característica bidirecional de energia do conversor, onde essa ação ocorrerá quando houver mudança no sentido da corrente do indutor, funcionando assim como um carregador de bateria, ou seja, com o fluxo de energia fluindo da tensão V_2 , referente ao barramento cc da nanorrede, para a tensão V_1 , referente ao bando de baterias.

As análises quantitativa e qualitativa do modo *buck* também são apresentadas neste capítulo, com destaque para as etapas de operação, as principais formas de onda, o ganho estático, os esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor.

5.1 Análise qualitativa do conversor operando no modo *buck*

Por meio desta análise qualitativa determinou-se as etapas de operação do conversor operando no modo *buck*, assim como as principais formas de onda de corrente e tensão nos seus componentes.

Operando deste modo o conversor proposto transfere a energia da fonte V_2 (barramento cc) para a fonte V_1 (banco de baterias), onde os seus componentes, a saber, os interruptores superiores S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , assim como os diodos DI_1 e DI_2 , que são intrínsecos às chaves S_1 e S_2 , conseguem diferenciar o conversor como *buck*.

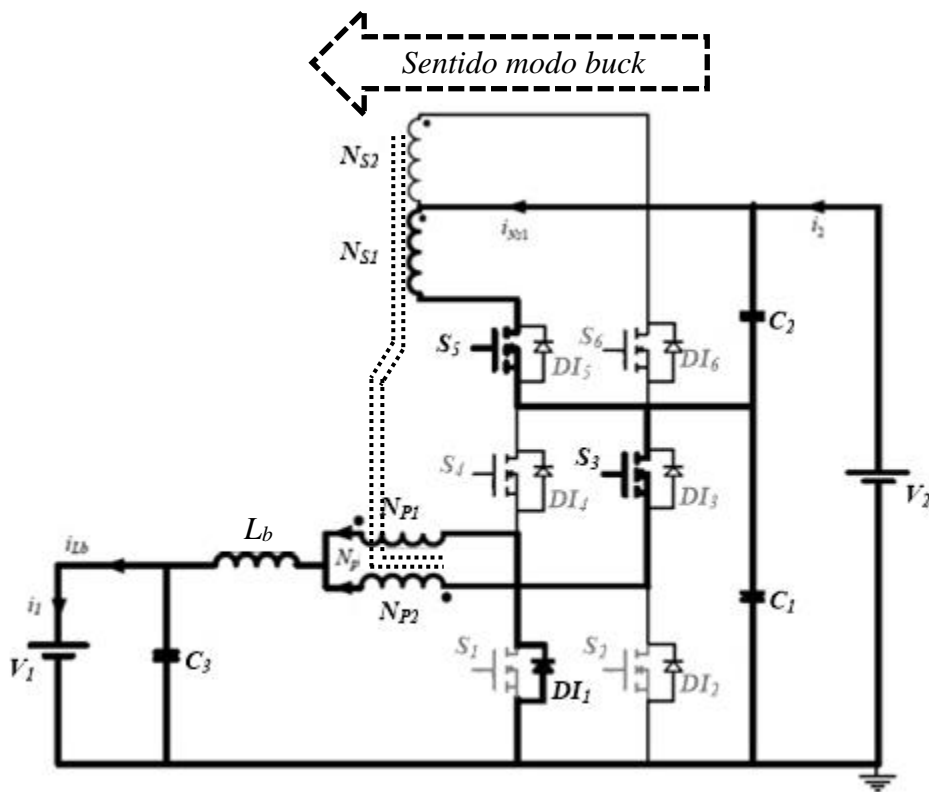
5.1.1 Etapas de operação no modo *buck*

No modo *buck* o funcionamento do conversor é dividido em quatro etapas, as quais são determinadas de acordo com os sinais de controle aplicados sobre os interruptores S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , analisando em modo condução contínua e considerando a razão cíclica dos sinais menor que 0,5, enquanto que as demais chaves (S_1 e S_2) funcionam de forma passiva, ou seja, os seus diodos intrínsecos atuam quando estiverem polarizados diretamente.

- **Primeira Etapa do Modo Buck ($t_0 \leq t \leq t_1$)**

Nesta etapa, inicialmente, as chaves S_3 e S_5 entram em condução, por meio do sinal de controle e as chaves S_4 e S_6 permanecem bloqueadas ou desligadas. Neste momento o diodo intrínseco da chave S_1 apresenta-se diretamente polarizado e o enrolamento N_{S1} o enrolamento N_{P1} , fazendo surgir uma tensão no indutor L_b , proporcionando a transferência de energia para a fonte V_1 (banco de baterias). Esta etapa é finalizada quando os interruptores S_3 e S_5 são desligados. A Figura 5.1 mostra o esquemático do conversor durante a primeira etapa no modo *buck*.

Figura 5.1 - Primeira etapa de operação do conversor no modo *buck*.



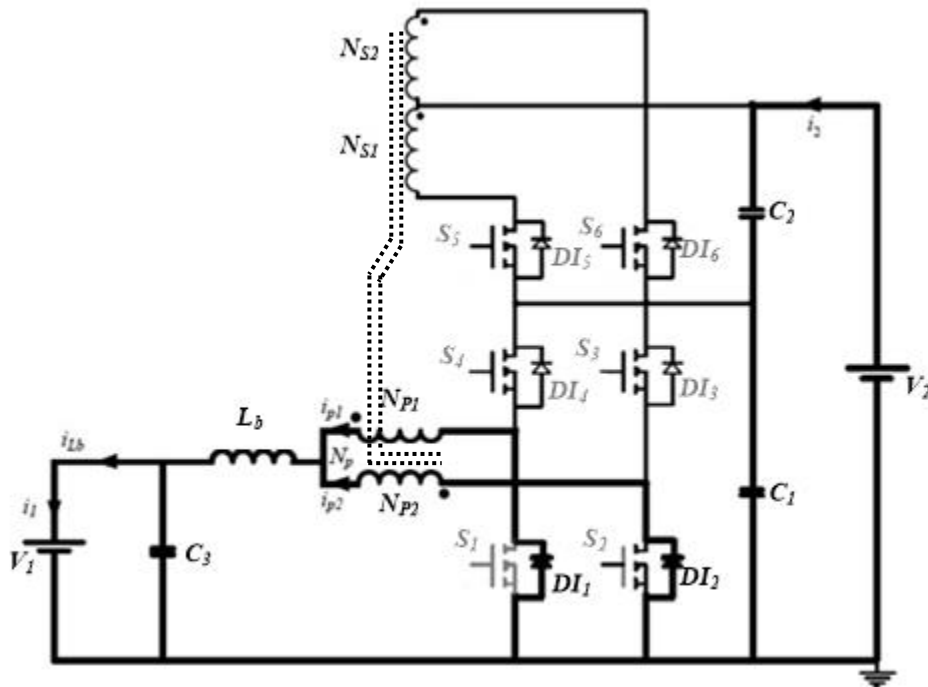
Fonte: Próprio autor.

- **Segunda Etapa do Modo Buck ($t_1 \leq t \leq t_2$)**

Ao iniciar essa etapa as chaves S_3 e S_5 passam a ficar bloqueadas, ao passo que S_4 e S_6 permanecem bloqueadas. Assim o diodo intrínseco da chave S_2 entra no modo de condução. Nesta etapa a fonte V_2 encontra-se isolada da fonte V_1 . Desta forma, o indutor passa a descarregar e transferir energia para a fonte V_1 , fazendo com que a corrente do indutor entre em

roda livre pelos diodos dos interruptores S_1 e S_2 , passando pelos enrolamentos. A Figura 5.2 mostra o esquemático do conversor durante a segunda etapa de operação no modo *buck*.

Figura 5.2 - Segunda etapa de operação do conversor no modo *buck*.

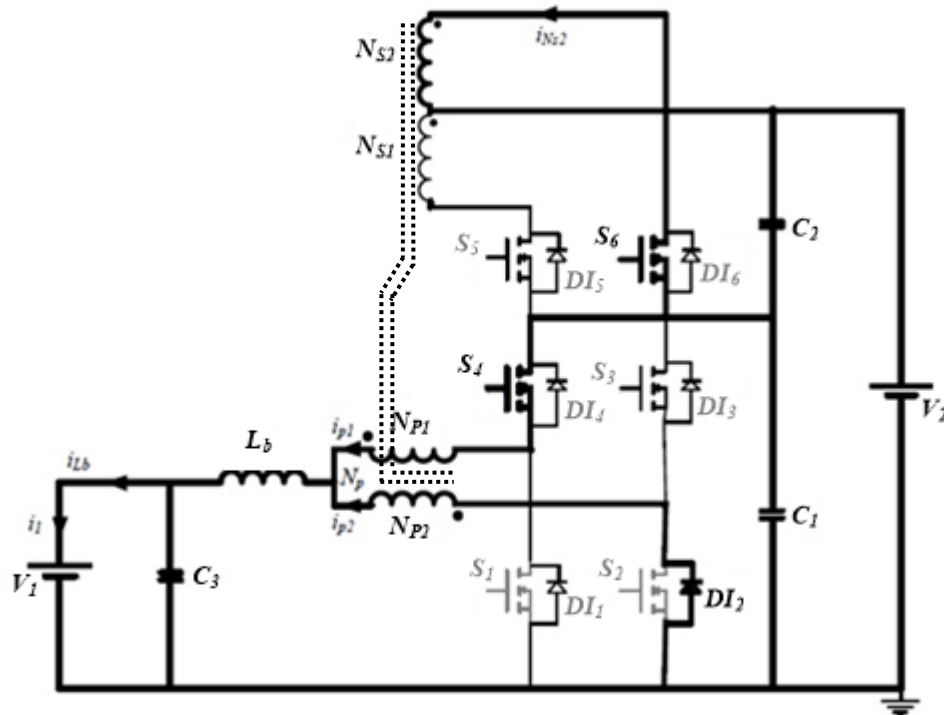


Fonte: Próprio autor

- **Terceira Etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$)**

Ao iniciar essa etapa, ou seja, em t_2 , as chaves S_4 e S_6 passam a conduzir, permanecendo nesse estado até o final da etapa em questão. As chaves S_3 e S_5 continuam bloqueadas e o diodo intrínseco da chave S_1 passa a ficar reversamente polarizado. Nessa etapa a fonte V_2 transfere energia à fonte V_1 por meio das chaves S_4 e S_6 , o enrolamento N_{s2} induz o enrolamento N_{p2} , provocando uma transferência de energia para o indutor L_b e, conseqüentemente, para o banco de baterias por meio da fonte V_1 . A Figura 5.3 mostra o esquemático do conversor durante a terceira etapa de operação no modo *buck*.

Figura 5.3 - Terceira etapa de operação do conversor no modo *buck*.



Fonte: Próprio autor.

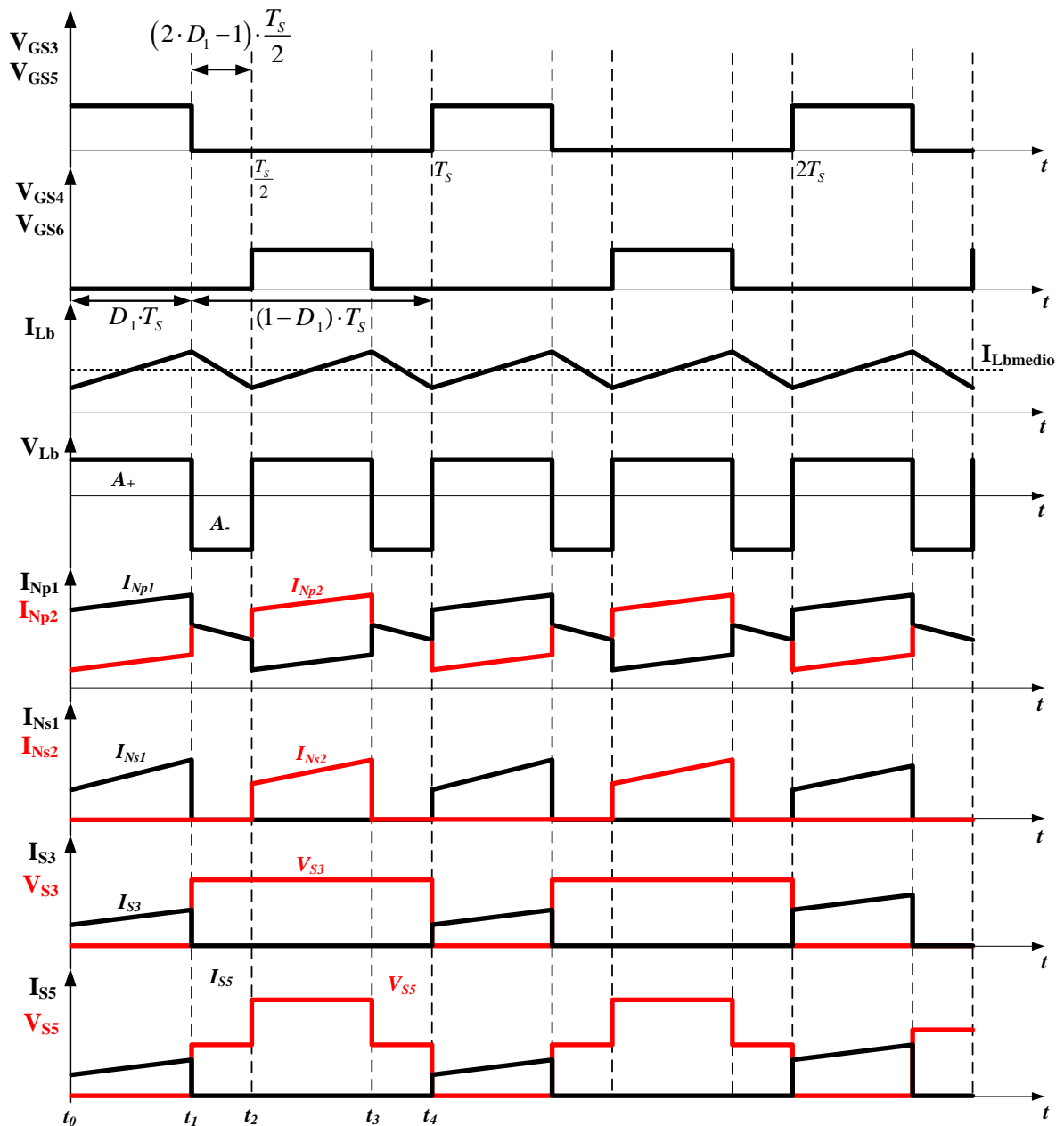
- **Quarta Etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$)**

Nesta etapa os interruptores S_4 e S_6 são bloqueados, permanecendo desta forma até fim do intervalo em questão. Neste momento as chaves S_3 e S_5 também estão bloqueadas. Neste período a energia anteriormente armazenada no indutor L_b é transferida para a fonte V_1 , e os diodos intrínsecos dos interruptores S_1 e S_2 continuam em roda livre. Observa-se que esta etapa se assemelha com a segunda etapa.

5.1.2 Principais formas de onda no modo *buck*

Através da Figura 5.4 pode-se observar as principais formas de onda teóricas do conversor operando no modo *buck*, onde através destas é possível calcular o ganho estático do conversor, bem como os esforços de tensão e corrente sobre os seus componentes.

Figura 5.4 - Principais forma de onda teóricas do conversor operando no modo *buck*.



Fonte: Próprio autor.

5.2 Análise quantitativa do conversor operando no modo *buck*

Por meio desta análise são apresentadas as equações dos esforços de corrente e tensão sobre os componentes do conversor durante o modo *buck*, assim como o seu ganho estático, o qual é determinado através da variação do fluxo magnético no indutor L_b durante um período de comutação, tendo como referência as formas de onda apresentadas na Figura 5.4

Analisando o indutor L_b , conforme realizado no modo *boost*, tem-se que as áreas ou a variação do fluxo magnético em cada etapa de operação são equivalentes, ou seja, iguais, fazendo com que a energia que acumula no indutor durante a primeira etapa seja igual à energia que é descarregada ou transferida durante a segunda etapa. Portanto, durante um período de comutação a tensão média sobre o indutor é nula, assim tem-se a equação (5.1), onde A_+ representa a área formada acima do eixo do tempo no gráfico da tensão de L_b durante a primeira etapa de operação e A_- representa a área abaixo do eixo do tempo formada durante a segunda etapa de operação. Cada termo é determinado por meio de uma integral, conforme as expressões (5.2) e (5.3).

$$A_+ = A_- \quad (5.1)$$

$$A_+ = \int_{t_0}^{t_1} V_{Lb} \cdot dt \quad (5.2)$$

$$A_- = - \int_{t_1}^{t_2} V_{Lb} \cdot dt \quad (5.3)$$

Sabe-se que na primeira etapa de operação as chaves S_3 e S_5 encontram-se fechadas e o diodo intrínseco da chave S_1 conduzindo. Assim a tensão sobre a chave S_2 é igual a tensão sobre o capacitor C_1 . Desta forma, sabendo que a relação de transformação nos enrolamentos primários do transformados Tr é unitária, então a tensão induzida nos referidos enrolamentos é a mesma. Portanto, considera-se que a tensão induzida nos enrolamentos de Tr é metade da tensão sobre o capacitor C_1 , ou seja $\frac{V_{C1}}{2}$. Logo, a tensão sobre o indutor L_b é dada através da expressão (5.4).

$$A_+ = \int_{t_0}^{D_1 \cdot T_s} \frac{V_2}{a+2} - V_1 \cdot dt \quad (5.4)$$

Onde, conforme demonstrado no capítulo anterior, tem a equação (5.6).

$$\frac{V_{C1}}{2} = \frac{V_2}{a+2} \quad (5.5)$$

Quando se inicia a segunda etapa de operação, as chaves S_1 e S_2 encontram-se conduzindo, enquanto que as demais chaves (S_3 , S_4 , S_5 e S_6) estão desligadas ou bloqueadas. Isso faz com que a tensão sobre o transformador seja nula, tendo em vista que o fluxo magnético

resultante no núcleo é igual a zero. Desta forma, a tensão sobre o indutor L_b é a mesma tensão da fonte V_I .

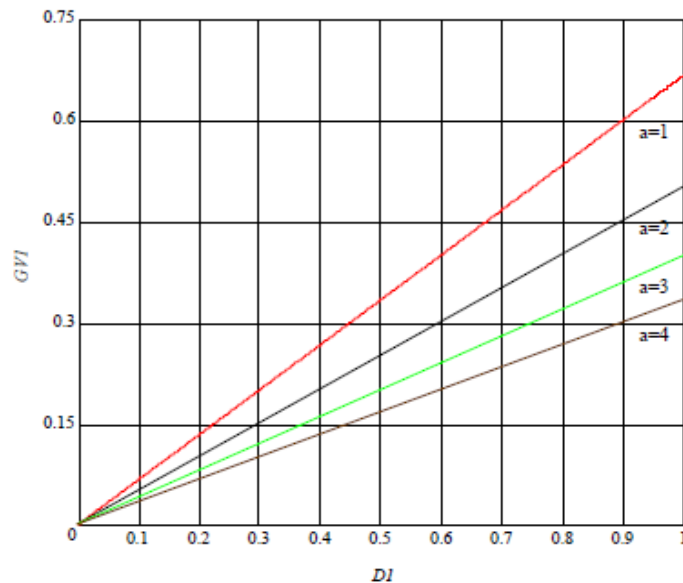
$$A_- = - \int_{\frac{T_S}{2}}^{D_1 T_S} (-V_I) \cdot dt \quad (5.6)$$

Portanto, resolvendo a equação (5.1) e expressando a tensão de saída V_2 com a tensão de entrada V_I , tem-se o ganho estático do conversor operando no modo *buck*, dado por.

$$G_{V1} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{2 \cdot D_1}{a + 2} \quad (5.7)$$

A Figura 5.5 mostra o comportamento do ganho estático em função da razão cíclica do conversor operando no modo *buck*.

Figura 5.5 - Curva do ganho estático em função da razão cíclica no modo *buck*.



Fonte: (MARQUES, 2012)

Neste modo de operação, os valores de tensão de saída V_I e corrente de saída I_I em função da razão cíclica D_I , da relação de transformação “ a ”, são determinados por meio das expressões (5.8) e (5.9), oriundas a partir da equação (5.7).

$$V_1 = \frac{2 \cdot V_2 \cdot D_1}{a + 2} \quad (5.8)$$

$$I_1 = \frac{(a + 2) \cdot I_2}{D_1} \quad (5.9)$$

A potência média do conversor é determinada através da equação (5.10), onde P_1 é a potência no lado do banco de baterias e que no modo *buck* é a potência de saída. Já P_2 é a potência no lado do barramento cc da nanorrede e que é definido como a potência de entrada e η como o rendimento do conversor.

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} \quad (5.10)$$

5.3 Determinação dos esforços dos componentes no modo *buck*

Neste tópico são apresentados os equacionamentos para os cálculos dos esforços de corrente e tensão dos componentes do conversor bidirecional operando no modo *buck*.

5.3.1 Esforços de corrente e tensão no indutor no modo *buck*

Analisando, inicialmente, as formas de onda da corrente e da tensão no indutor L_b durante a primeira etapa de operação no modo *buck*, conforme mostrado na (5.4), tem-se que a ondulação da corrente no referido componente pode ser determinada. Porém, primeiramente, é preciso saber que a tensão no indutor é determinada através da expressão (5.11).

$$V_{Lb} = \frac{V_2}{a + 2} - V_1 = L_b \frac{\Delta I_{Lb}}{\Delta t} \quad (5.11)$$

Substituindo o valor da tensão durante o intervalo $t_0 \leq t \leq t_1$, referente a primeira etapa no modo *buck*, e expressando o resultado em função da razão cíclica, tem-se que a equação (5.12) mostra como determinar a ondulação da corrente no indutor L_b .

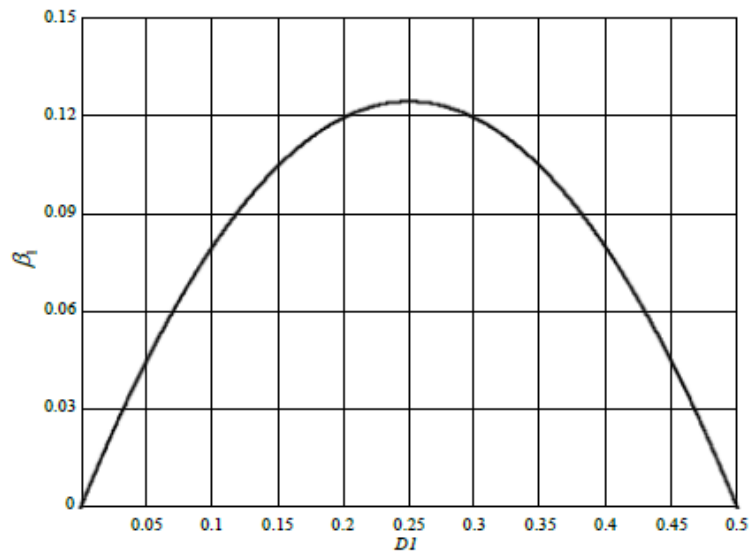
$$\Delta I_{Lb} = \frac{V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1 \cdot T_S}{(a + 2) \cdot L_b} \quad (5.12)$$

Isolando os termos que contém a razão cíclica e parametrizando a expressão (5.12), podemos obter a equação (5.13). Assim, é possível traçarmos um gráfico através da razão cíclica no modo *buck*, ou seja D_1 ou D_{buck} , variando-a de 0,5 a 1 e encontrarmos o ponto máximo em relação a referida razão cíclica.

$$\beta_1 = \overline{\Delta I_{Lb}} = (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1 = \frac{\Delta I_{Lb} \cdot (a + 2) \cdot L_b}{T_S \cdot V_2} \quad (5.13)$$

Por meio da Figura 5.6 pode-se observar a ondulação da corrente do indutor normalizada, oriunda da expressão (5.13), onde nota-se que a ondulação máxima da corrente ocorre sobre o ponto onde a razão cíclica é 0,25 e a variável β_1 sendo aproximadamente 0,125.

Figura 5.6 - Gráfico da ondulação da corrente normalizada no indutor L_b .



Fonte: Próprio autor.

Desenvolvendo a expressão (5.12), pode-se determinar o valor da indutância através da equação (5.14).

$$L_b = \frac{V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1 \cdot T_S}{(a + 2) \cdot \Delta I_{Lb}} \quad (5.14)$$

Utilizando o valor de $\beta_1 = 0,125$, no ponto onde a ondulação parametrizada é máxima, ou seja, D_1 igual a 0,25, tem-se que a indutância é dada pela expressão (5.15).

$$L_b = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_2 \cdot T_S}{\Delta I_{Lb} \cdot (a + 2)} \quad (5.15)$$

Os valores máximo e mínimo da ondulação da corrente do indutor L_b são determinados, respectivamente, através das equações (5.16) e (5.17).

$$I_{Lbmax} = I_1 + \frac{V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1 \cdot T_S}{2 \cdot (a + 2) \cdot L_b} \quad (5.16)$$

$$I_{Lbmin} = I_1 - \frac{V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1 \cdot T_S}{2 \cdot (a + 2) \cdot L_b} \quad (5.17)$$

No conversor proposto tem-se que a corrente média no indutor L_b é igual a corrente de saída. Desta forma, a corrente média através do referido indutor pode ser determinada por meio da expressão (5.18).

$$I_{Lb_med} = \frac{I_{Lbmax}}{2} + \frac{I_{Lbmin}}{2} \quad (5.18)$$

Pegando-se as expressões (5.16) e (5.17) e substituído I_{Lbmax} e I_{Lbmin} na equação (5.18), comprova-se que $I_{Lb_med} = I_1$.

Para o conversor bidirecional em estudo adotou-se uma ondulação de corrente no indutor entre 10% e 15% da corrente média de saída máxima. Portanto, considera-se que os valores da corrente média e eficaz que percorre o indutor L_b sejam aproximadamente iguais. Assim, pode-se afirmar que:

$$I_{Lb_med} = I_1 \cong I_{Lb_ef} \quad (5.19)$$

A corrente de saída I_1 do conversor no modo *buck* pode ser determinada através da equação (5.20), a qual encontra-se em função da razão cíclica e da corrente de saída.

$$I_1 = \frac{(a + 2) \cdot I_2}{2 \cdot D_1} \quad (5.20)$$

A corrente de pico que circula através do indutor L_b será a mesma dada pelo valor máximo da ondulação da corrente de saída. E o valor máximo da tensão sobre indutor L_b é determinado através da expressão (5.22).

$$I_{Lb_pk} = I_{Lbmax} \quad (5.21)$$

$$V_{Lb} = \frac{V_2}{a + 2} - V_1 \quad (5.22)$$

5.3.2 Esforços de tensão e corrente sobre o transformador Tr no modo *buck*

Sobre o enrolamento primário N_{P1} do transformador Tr no modo *buck* tem-se uma tensão máxima dada pela expressão (5.23).

$$V_{Np1_max} = \frac{V_2}{a + 2} \quad (5.23)$$

A corrente eficaz e a corrente de pico que percorre cada enrolamento primário do transformador Tr é dada, respectivamente, pelas expressões (5.24) e (5.25).

$$I_{Np1_ef} = \frac{I_1}{2 \cdot (a + 2)} \cdot \sqrt{a^2(1 + 2 \cdot D_1) + 4 \cdot a + 4} \quad (5.24)$$

$$I_{Np1_pk} = \frac{a + 1}{a + 2} \cdot I_{Lbmax} \quad (5.25)$$

Já a tensão máxima sobre o enrolamento secundário N_{S1} do referido transformador é determinada através da equação (5.26).

$$V_{Ns_max} = \frac{V_2}{a + 2} \quad (5.26)$$

A corrente eficaz e a corrente de pico através de cada enrolamento secundário do transformador Tr é determinada, respectivamente, pelas expressões (5.27) e (5.28).

$$I_{Ns1_ef} = \frac{I_1}{(a + 2)} \cdot \sqrt{D_1} \quad (5.27)$$

$$I_{Ns1_pk} = \frac{1}{a + 2} \cdot I_{Lbmax} \quad (5.28)$$

5.3.3 Esforços de tensão e corrente nas chaves S_3 e S_4 no modo *buck*

Durante o modo *buck* as chaves S_3 e S_4 são comandadas pelo sinal de controle, enquanto que as chaves S_1 e S_2 ficam desligadas, assim a tensão máxima sobre as chaves S_3 e S_4 com o conversor operando no modo *buck* é determinada através da equação (5.29).

$$V_{S3_max} = \frac{a \cdot V_1}{2 \cdot D_1} \quad (5.29)$$

Os valores das correntes média, eficaz e de pico do conversor no modo *buck* são definidos, respectivamente, por meio das expressões (5.30), (5.31) e (5.32).

$$I_{S3_med} = \frac{I_1 \cdot D_1}{a + 2} \quad (5.30)$$

$$I_{S3_ef} = \frac{I_1}{a + 2} \cdot \sqrt{D_1} \quad (5.31)$$

$$I_{S3_pk} = \frac{1}{a + 2} \cdot I_{Lbmax} \quad (5.32)$$

5.3.4 Esforços de tensão e corrente nos capacitores S_5 e S_6 no modo *buck*

A tensão máxima sobre as chaves S_5 e S_6 com o conversor operando no modo *buck* é determinada através da equação (5.33).

$$V_{S5_max} = \frac{a \cdot V_1}{D_1} \quad (5.33)$$

Os valores das correntes média, eficaz e de pico sobre as chaves S_5 e S_6 , com o conversor no modo *buck*, são definidos, respectivamente, por meio das expressões (5.34), (5.35) e (5.36).

$$I_{S5_med} = \frac{I_1 \cdot D_1}{a + 2} \quad (5.34)$$

$$I_{S5_ef} = \frac{I_1}{a + 2} \cdot \sqrt{D_1} \quad (5.35)$$

$$I_{S5_pk} = \frac{1}{a + 2} \cdot I_{Lbmax} \quad (5.36)$$

5.3.5 Esforços de tensão e corrente nos diodos DI_1 e DI_2 no modo *buck*

Sobre os diodos intrínsecos das chaves S_1 e S_2 tem-se uma tensão máxima determinada através da expressão (5.37).

$$V_{DI1_{max}} = \frac{V_1 \cdot (a + 2)}{4 \cdot D_1} \quad (5.37)$$

Através dos diodos DI_1 e DI_2 durante o modo *buck* percorre uma corrente média dada pela expressão (5.38).

$$I_{DI1_{med}} = \frac{I_1}{2} \cdot \frac{(a - 2 \cdot D_1 + 2)}{a + 2} \quad (5.38)$$

A corrente eficaz e a corrente máxima de pico que percorre os diodos DI_1 e DI_2 são definidas, respectivamente, pelas expressões (5.39) e (5.40).

$$I_{DI1_{ef}} = \frac{I_1}{2 \cdot (a + 2)} \cdot \sqrt{a^2(1 - 2 \cdot D_1) + 4 \cdot a - 4 \cdot D_1 + 4} \quad (5.39)$$

$$I_{DI1_{pk}} = \frac{a + 1}{a + 2} \cdot I_{Lbmax} \quad (5.40)$$

5.4 Considerações Finais

Operando no modo *buck*, o conversor é capaz de provocar um fluxo inverso de energia, se comparado ao modo *boost*, que proporciona o carregamento das baterias interligadas à tensão V_I . Este procedimento é semelhante ao que ocorre no conversor *buck* clássico, cuja operação é complementar ao do modo *boost* em vários parâmetros, tais como a comutação das chaves ativas e passivas, a razão cíclica e o ganho estático. Através da análise qualitativa pôde-se determinar as formas de onda do conversor e as etapas de operação.

Por meio da análise quantitativa realizou-se o cálculo dos parâmetros dos principais componentes, onde percebeu-se a simetria entre os dois modos de operação, principalmente entre as razões cíclicas, que são complementares.

No próximo capítulo, em cima do que foi apresentado nos dois últimos, será determinada as especificações dos componentes do projeto proposto.

6 PROJETO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL APLICADO

Por meio deste capítulo apresenta-se o projeto do conversor bidirecional cc-cc, onde, com base nas especificações e parâmetros pré-estabelecidos, são feitos os cálculos dos esforços e das perdas sobre cada componente do circuito de potência, com objetivo de adaptar o sistema para alimentar, tanto o banco de baterias, quanto o barramento cc da nanorede. Como referência para esses cálculos, utilizou-se as equações e expressões desenvolvidas e mostradas nos Capítulos 4 e 5. Conduto, para a determinação dos componentes do circuito do conversor, bem como para os esforços nele existentes, levou-se em consideração apenas os parâmetros, perdas e demais características do conversor operando no modo *boost*.

6.1 Especificações gerais do conversor no modo *boost*

Tensão de entrada (<i>baterias</i>):	$V_1 = 96V$
Tensão de saída (<i>barramento cc</i>):	$V_2 = 380V$
Potência de saída:	$P_2 = 2000W$
Tensão de entrada mínima ($-15\% \cdot V_1$):	$V_{1min} = 81,6V$
Tensão de entrada máxima ($+15\% \cdot V_1$):	$V_{1max} = 110,4V$
Máxima ondulação da tensão de saída ($3\%V_2$):	$\Delta V_2 = 11,4V$

6.1.1 Considerações de projeto para o modo *boost*

Visando facilitar a análise das etapas de conversão de energia, bem como tornar mais simples a metodologia aplicada, os cálculos de tensão e corrente sobre os componentes do conversor, assumiram-se alguns parâmetros de projeto, os quais são determinados para o funcionamento em condições nominais, conforme mostrado abaixo.

Frequência de comutação:	$f_s = 20kHz$
Rendimento do conversor:	$\eta = 96\%$
Potência de entrada:	$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = 2083W$

Pela equação (4.9) tem-se que o valor do ganho estático do conversor no modo *boost* é calculado de acordo com a expressão (6.1).

$$Gv_{boost} = Gv_2 = \frac{V_1}{V_2} = 3,9 \quad (6.1)$$

Pegando-se o valor da razão cíclica desejada (D_2) e o ganho estático (Gv_2) no modo *boost* e aplicando na Figura 4.5, tem-se que a curva da relação de transformação “ a ” será igual a 1.

Para o conversor proposto operando no modo *boost*, a razão cíclica ($D_{boost} = D_2$) para a condição nominal, mínima e máxima da tensão de entrada é dada, respectivamente, pelas expressões (6.2), (6.3) e (6.4).

$$D_{boost} = D_2 = 1 - \frac{V_1 \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = 1 - \frac{96 \cdot (1 + 2)}{2 \cdot 380} = 0,621 \quad (6.2)$$

$$D_{2_min} = 1 - \frac{V_{1min} \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = 1 - \frac{81,6 \cdot (1 + 2)}{2 \cdot 380} = 0,564 \quad (6.3)$$

$$D_{2_max} = 1 - \frac{V_{1max} \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = 1 - \frac{110,4 \cdot (1 + 2)}{2 \cdot 380} = 0,678 \quad (6.4)$$

Utilizando os valores nominal, mínimo e máximo calculados para a tensão de entrada V_I , pode determinar a corrente eficaz através do indutor L_b por meio das equações (6.5), (6.6) e (6.7).

$$I_{Lb_ef} = \frac{P_1}{V_1} = \frac{2083}{96} = 21,7A \quad (6.5)$$

$$I_{Lb_efmin} = \frac{P_1}{V_{1max}} = \frac{2083}{110,4} = 18,8A \quad (6.6)$$

$$I_{Lb_efmax} = \frac{P_1}{V_{1min}} = \frac{2083}{81,6} = 25,5A \quad (6.7)$$

Pegando-se o valor da corrente eficaz calculada anteriormente, tem-se que a corrente de pico é dada pelas expressões (6.8), (6.9) e (6.10).

$$I_{Lb_pico} = \sqrt{2} \cdot I_{Lb_ef} = 30,69A \quad (6.8)$$

$$I_{Lb_pkmin} = \sqrt{2} \cdot I_{Lb_efmin} = 26,68A \quad (6.9)$$

$$I_{Lb_pkmax} = \sqrt{2} \cdot I_{Lb_efmax} = 36,10A \quad (6.10)$$

Portanto, considerando uma ondulação máxima de 10% na corrente de entrada do conversor, a expressão (6.11) mostra o valor de ΔI_{Lb} .

$$\Delta I_{Lb} = 10\% \cdot I_1 = 2,17A \quad (6.11)$$

Já o valor nominal da corrente de saída é determinado pela equação (6.12).

$$I_2 = \frac{P_2}{V_2} = \frac{2000}{380} = 5,26A \quad (6.12)$$

6.1.2 Dimensionamento do indutor L_b

A indutância do indutor L_b é calculada usando a expressão (6.13), onde utiliza-se como referência os valores da tensão de saída (V_2), frequência de comutação (f_S), ondulação da corrente de entrada (ΔI_{Lb}) e a relação de transformação (a).

$$L_b = \frac{V_2}{8 \cdot f_S \cdot \Delta I_{Lb} \cdot (a + 2)} = 364\mu H \quad (6.13)$$

6.1.3 Dimensionamento dos capacitores C_1 , C_2 e C_3

Para fins de cálculos, a variação de tensão sobre os terminais do capacitor C_1 será considerada a metade da variação da tensão de saída, de acordo como segue mostrado na expressão (6.14).

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta V_2}{2} = \frac{11,4}{2} = 5,7V \quad (6.14)$$

Com base na equação (4.32), a tensão máxima aplicada sobre o capacitor C_1 é calcula através da expressão (6.15).

$$V_{C1_max} = \frac{V_1}{1 - D_2} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = \frac{96}{1 - 0,62} + \frac{5,7}{2} = 255,5V \quad (6.15)$$

Por meio da equação (4.34), pode-se encontrar a corrente eficaz através do capacitor C_1 , a qual é calculada pela expressão (6.16).

$$I_{C1_ef} = 5,26 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 0,62 - 1}{2(1 - 0,62)}} = 2,95A \quad (6.16)$$

A capacitância do capacitor C_1 é determinada por meio da expressão (6.17).

$$C_1 = \frac{I_2 \cdot (2 \cdot D_2 - 1)}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{C1}} = \frac{5,26 \cdot (2 \cdot 0,62 - 1)}{2 \cdot 20000 \cdot 5,7} = 5,52\mu F \quad (6.17)$$

A resistência série do capacitor C_1 é calculado pela expressão (6.18).

$$R_{se_{C1}} \leq \frac{\Delta V_{C1}}{\Delta I_{C1}} = 25m\Omega \quad (6.18)$$

Para calcular o valor das capacitâncias C_2 e C_3 , considerou-se a tensão sobre os terminais dos referidos capacitores como sendo a metade da variação da tensão de saída, conforme a equação (6.19).

$$\Delta V_{C2} = \frac{\Delta V_2}{2} = \frac{11,4}{2} = 5,7V \quad (6.19)$$

Com base na equação (4.36), a tensão máxima aplicada sobre o capacitor C_2 é calcula através da expressão (6.20).

$$V_{C2_max} = \frac{a \cdot V_1}{2 \cdot (1 - D_2)} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} = \frac{1 \cdot 96}{0,76} + \frac{5,7}{2} = 129,1V \quad (6.20)$$

Por meio da equação (4.38), pode-se encontrara a corrente eficaz através do capacitores C_2 e C_3 , a qual é calculada pela expressão (6.21).

$$I_{C1_ef} = 5,26 \cdot \sqrt{\frac{0,62}{(1 - 0,62)}} = 6,71A \quad (6.21)$$

Tendo em vista o valor assumido para a ondulação de tensão sobre os capacitores C_2 e C_3 , e utilizando a expressão (4.37), tem-se que os valores das capacitâncias dos referidos capacitores são calculadas por meio da equação (6.22).

$$C_2 = \frac{5,26 \cdot 0,62}{5,7 \cdot 20000} = 28,6\mu F \quad (6.22)$$

Tendo em vista a facilidade de encontrar valores comerciais no mercado, utilizou-se cada capacitor com o valor de $47\mu F$. A resistência série dos capacitores C_2 e C_3 é determinada pela expressão (6.23).

$$R_{seC1} \leq \frac{\Delta V_{C2}}{\Delta I_{C2}} = 25m\Omega \quad (6.23)$$

6.1.4 Dimensionamento do transformador Tr

Por meio das equações (4.26) e (4.27), pode-se encontrar as correntes eficaz e de pico através do enrolamento primário do transformador, as quais são calculadas conforme mostrado pelas expressões (6.24) e (6.25).

$$I_{Np1_ef} = \frac{21,7}{2 \cdot (1 + 2)} \cdot \sqrt{1^2(3 - 2 \cdot 0,62) + 4 \cdot 1 + 4} = 11,3A \quad (6.24)$$

$$I_{Np1_pk} = \frac{1 + 1}{1 + 2} \cdot 30,69 = 20,46A \quad (6.25)$$

Por meio das equações (4.29) e (4.30), pode-se encontrar as correntes eficaz e de pico através do enrolamento secundário do transformador, as quais são calculadas conforme mostrado pelas expressões (6.26) e (6.27).

$$I_{Ns1_ef} = \frac{21,7}{(1+2)} \cdot \sqrt{(1-0,62)} = 4,45A \quad (6.26)$$

$$I_{Ns1_pk} = \frac{1}{1+2} \cdot 30,69 = 10,23A \quad (6.27)$$

6.1.5 Dimensionamento das chaves S_1 e S_2

A tensão máxima sobre as chaves S_1 e S_2 é calculada de acordo com a equação (4.40), onde, substituindo os valores adequados, o resultado é dada pela expressão (6.28).

$$V_{S1_max} = \frac{V_1}{1-D_2} = \frac{96}{1-0,62} = 252,6V \quad (6.28)$$

Continuando a análise, tem-se que as correntes média, eficaz e de pico que circulam através das chaves S_1 e S_2 são calculadas por meio das expressões (6.29), (6.30) e (6.31).

$$I_{S1_med} = \frac{21,7}{2} \cdot \frac{2 \cdot 2 - 1}{1+2} = 10,85A \quad (6.29)$$

$$I_{S1_ef} = \frac{21,7}{2 \cdot (1+2)} \cdot \sqrt{1^2 \cdot (3 - 2 \cdot 0,62) + 4 \cdot 1 + 4 \cdot 0,62} = 10,38A \quad (6.30)$$

$$I_{S1_pk} = \frac{1+1}{1+2} \cdot 30,69 = 20,46A \quad (6.31)$$

6.1.6 Dimensionamento dos diodos intrínsecos DI_3 , DI_4 , DI_5 e DI_6

Utilizando a equação (4.44) e aplicando a substituição dos valores adequados, tem-se o valor da tensão sobre os diodos DI_3 e DI_4 , conforme segue mostrado através da expressão (6.32).

$$V_{DI3,DI4} = \frac{V_1}{1 - D_2} = \frac{96}{1 - 0,62} = 252,6V \quad (6.32)$$

Os diodos DI_5 e DI_6 , os quais são intrínsecos às chaves S_5 e S_6 , são submetidos a uma tensão reversa máxima calculada através da expressão (6.33).

$$V_{DI5,max} = \frac{a \cdot V_1}{1 - D_2} = \frac{1 \cdot 96}{1 - 0,62} = 252,6V \quad (6.33)$$

A corrente média que percorre os diodos DI_3 , DI_4 , DI_5 e DI_6 é calculada pela equação (6.34), a qual encontra-se em função da corrente de entrada e da razão cíclica no modo *boost*.

$$I_{DI3,DI4,DI5,DI6,med} = \frac{21,7}{1 + 2} \cdot (1 - 0,62) = 2,7A \quad (6.34)$$

A corrente eficaz e a corrente de pico máxima que percorre os diodos DI_3 , DI_4 , DI_5 e DI_6 são determinadas, respectivamente, através das expressões (6.35) e (6.36).

$$I_{DI5,ef} = \frac{21,7}{1 + 2} \cdot \sqrt{1 - 0,62} = 4,45A \quad (6.35)$$

$$I_{DI5,pk} = \frac{1}{(1 + 2)} \cdot 30,69 = 10,23A \quad (6.36)$$

6.2 Especificações gerais do conversor no modo *buck*

Tensão de saída (<i>baterias</i>):	$V_1 = 96V$
Tensão de entrada (<i>barramento cc</i>):	$V_2 = 380V$
Potência de entrada:	$P_2 = 2083W$
Potência de saída:	$P_1 = 2000W$
Máxima ondulação da tensão de saída ($3\%V_1$):	$\Delta V_1 = 2,88V$
Máxima ondulação da tensão de entrada ($5\%V_2$):	$\Delta V_1 = 19V$

6.2.1 Considerações de projeto para o modo buck

Visando facilitar a análise das etapas de conversão de energia, bem como tornar mais simples a metodologia aplicada aos cálculos de tensão e corrente sobre os componentes do conversor, assumiu-se alguns parâmetros de projeto, os quais são determinados para o funcionamento em condições nominais, conforme mostrado abaixo.

Frequência de comutação:	$f_s = 20kHz$
Rendimento do conversor:	$\eta = 96\%$
Tensão de entrada mínima ($-15\% \cdot V_1$):	$V_{1min} = 81,6V$
Tensão de entrada máxima ($+15\% \cdot V_1$):	$V_{1max} = 110,4V$

Pela equação (5.7) tem-se que o valor do ganho estático do conversor no modo *buck* é calculado de acordo com a expressão (6.37).

$$Gv_{buck} = Gv_1 = \frac{V_1}{V_2} = \frac{96}{380} = 0,25 \quad (6.37)$$

Pegando-se o valor da razão cíclica desejada (D_1) e o ganho estático (Gv_1) no modo *buck* e aplicando na Figura 5.5, tem-se que a relação de transformação “*a*” será igual a 1.

Para o conversor proposto operando no modo *buck*, a razão cíclica ($D_{buck} = D_1$) para a condição nominal, mínima e máxima da tensão de entrada é dada, respectivamente, pelas expressões (6.38), (6.39) e (6.40).

$$D_{buck} = D_1 = \frac{V_1 \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = \frac{96 \cdot (1 + 2)}{2 \cdot 380} = 0,378 \quad (6.38)$$

$$D_{1_{min}} = \frac{V_{1min} \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = \frac{81,6 \cdot (1 + 2)}{2 \cdot 380} = 0,322 \quad (6.39)$$

$$D_{1_{max}} = \frac{V_{1max} \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = \frac{110,4 \cdot (1 + 2)}{2 \cdot 380} = 0,435 \quad (6.40)$$

Utilizando os valores nominal, mínimo e máximo calculados para a tensão de entrada V_1 , pode determinar a corrente eficaz através do indutor L_b por meio das equações (6.41), (6.42) e (6.43).

$$I_{Lb_ef} = \frac{P_1}{V_1} = \frac{2000}{96} = 20,8A \quad (6.41)$$

$$I_{Lb_efmin} = \frac{P_1}{V_{1max}} = \frac{2000}{110,4} = 18,1A \quad (6.42)$$

$$I_{Lb_efmax} = \frac{P_1}{V_{1min}} = \frac{2000}{81,6} = 24,5A \quad (6.43)$$

Pegando-se o valor da corrente eficaz calculada anteriormente, tem-se que a corrente de pico é dada pelas expressões (6.44), (6.45) e (6.46).

$$I_{Lb_pico} = \sqrt{2} \cdot I_{Lb_ef} = 29,41A \quad (6.44)$$

$$I_{Lb_pkmin} = \sqrt{2} \cdot I_{Lb_efmin} = 25,6A \quad (6.45)$$

$$I_{Lb_pkmax} = \sqrt{2} \cdot I_{Lb_efmax} = 34,6A \quad (6.46)$$

O valor nominal da corrente de saída é determinado pela equação (6.47).

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1 \cdot \eta} = \frac{2000}{96 \cdot 0,96} = 21,7A \quad (6.47)$$

Portanto, considerando uma ondulação máxima de 10% na corrente do indutor, a expressão (6.48) mostra o valor de ΔI_{Lb} para o modo *buck*.

$$\Delta I_{Lb} = 10\% \cdot I_1 = 2,17A \quad (6.48)$$

6.2.2 Dimensionamento do indutor L_b

A indutância do indutor L_b no modo *buck* é calculada usando a expressão (6.49), a qual trata-se da mesma equação utilizada no modo *boost*, cujo valor da corrente é o mesmo, e onde utiliza-se como referência os valores da tensão de entrada (V_2) para o modo *buck*, frequência de comutação (f_S), ondulação da corrente do indutor (ΔI_{Lb}) e a relação de transformação (a).

$$L_b = \frac{V_2}{8 \cdot f_S \cdot \Delta I_{Lb} \cdot (a + 2)} = 364 \mu H \quad (6.49)$$

6.2.3 Dimensionamento das chaves S_3 , S_4 , S_5 e S_6

A tensão máxima sobre as chaves S_3 e S_4 é calculada de acordo com a equação (5.29), onde, substituindo os valores adequados, o resultado é dado pela expressão (6.50).

$$V_{S3,S4_max} = \frac{a \cdot V_1}{2 \cdot D_1} = \frac{1 \cdot 96}{2 \cdot 0,38} = 126,3V \quad (6.50)$$

A tensão sobre as chaves S_5 e S_6 é calculada de acordo com a equação (5.33), onde, substituindo os valores adequados, o resultado é dado pela expressão (6.51).

$$V_{S5,S6_max} = \frac{a \cdot V_1}{D_1} = \frac{1 \cdot 96}{0,38} = 252,6V \quad (6.51)$$

Continuando a análise, tem-se que as correntes média, eficaz e de pico que circulam através das chaves S_3 , S_4 , S_5 e S_6 são calculadas por meio das expressões (6.52), (6.53) e (6.54).

$$I_{S3,S4,S5,S6_med} = \frac{21,7 \cdot 0,38}{1 + 2} = 2,75A \quad (6.52)$$

$$I_{S3,S4,S5,S6_ef} = \frac{21,7}{(1 + 2)} \cdot \sqrt{0,38} = 4,46A \quad (6.53)$$

$$I_{S3,S4,S5,S6_pk} = \frac{1}{1 + 2} \cdot 34,6 = 11,5A \quad (6.54)$$

6.2.4 Dimensionamento dos diodos intrínsecos DI_1 e DI_2

Utilizando a equação (5.37) e aplicando a substituição dos valores adequados, tem-se o valor da tensão máxima sobre os diodos DI_1 e DI_2 , conforme segue mostrado através da expressão (6.55).

$$V_{DI1,DI2} = \frac{V_1 \cdot (a + 2)}{4 \cdot D_1} = \frac{96 \cdot (1 + 2)}{4 \cdot 0,38} = 189,5V \quad (6.55)$$

A corrente média que percorre os diodos DI_1 e DI_2 é calculada pela equação (5.38), a qual encontra-se em função da corrente de entrada e da razão cíclica no modo *buck*. Substituindo os valores das variáveis, tem-se o resultado mostrado na expressão (6.56).

$$I_{DI11,DI2_{med}} = \frac{21,7}{2} \cdot \frac{(1 - 2 \cdot 0,38 + 2)}{1 + 2} = 8,10A \quad (6.56)$$

A corrente eficaz e a corrente de pico que percorre os diodos DI_1 e DI_2 são determinadas, respectivamente, através das expressões (6.57) e (6.58), as quais baseiam-se nas equações (5.39) e (5.40).

$$I_{DI1,DI2_{ef}} = \frac{21,7}{2 \cdot (1 + 2)} \cdot \sqrt{1^2 \cdot (1 - 2 \cdot 0,38) + 4 \cdot 1 - 4 \cdot 0,38 + 4} = 6,72 \quad (6.57)$$

$$I_{DI1,DI2_{pk}} = \frac{1 + 1}{(1 + 2)} \cdot 34,6 = 23,06A \quad (6.58)$$

6.3 Considerações finais

Por meio deste capítulo apresentou-se o cálculo das especificações dos principais componentes do projeto proposto, onde foram determinados os seus valores e os seus esforços durante a operação do conversor. Os valores obtidos e as considerações tratadas são essenciais para a escolha dos componentes, pois visa minimizar as perdas. As chaves e o diodos intrínsecos foram os mesmos para os dois modos, assim como o valor da indutância do indutor, embora o que prevaleceu foi o valor encontrado no modo *boost*.

No próximo capítulo tem-se o projeto do circuito de controle do conversor, onde será apresentada o estudo da técnica aplicada, bem como os parâmetros a serem utilizados.

7 PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR APLICADO

Para o sistema proposto é necessária a escolha de uma estratégia de controle que seja possível prever a bidirecionalidade da corrente no indutor do conversor. Desta forma, é preciso estudar e projetar uma estratégia que satisfaça as especificações previstas no projeto em estudo, onde a operação de controle do conversor seja baseada nas medidas de tensão e corrente sobre as baterias (V_1 e I_1), assim como a tensão no barramento cc da nanorrede (V_2).

Portanto, após análises, definiu-se que nos dois modos de operação do conversor proposto (*buck* e *boost*), será utilizado o controle por corrente média (*Average current mode control*), sendo necessário observar os seguintes critérios:

- a) Para a tensão do barramento cc da nanorrede (V_2) com nível menor ou igual a 380 Vcc e tensão nas baterias maior que 67,2 V (70% de 96 V), então ativa-se a operação *boost*, proporcionando a transferência de energia das baterias (V_1) para o barramento cc (V_2).
- b) Considerando a tensão no barramento cc maior que 380 Vcc e a tensão nas baterias menor que 96V, ativa-se a operação *buck*, causando a transferência de energia do barramento cc (V_2) para as baterias (V_1).

Com o conversor operando no modo *boost* o sistema de controle aciona somente os interruptores S_1 e S_2 . Os sinais de acionamento neste modo operação são defasados em 180° e a razão cíclica, D_2 ou D_{boost} , é maior que 0,5, mais precisamente 0,62. Já os interruptores S_3 , S_4 , S_5 e S_6 são mantidos bloqueados e a energia armazenada no indutor L_b é transferida para a saída através dos diodos intrínsecos DI_3 , DI_4 , DI_5 e DI_6 , dos respectivos interruptores.

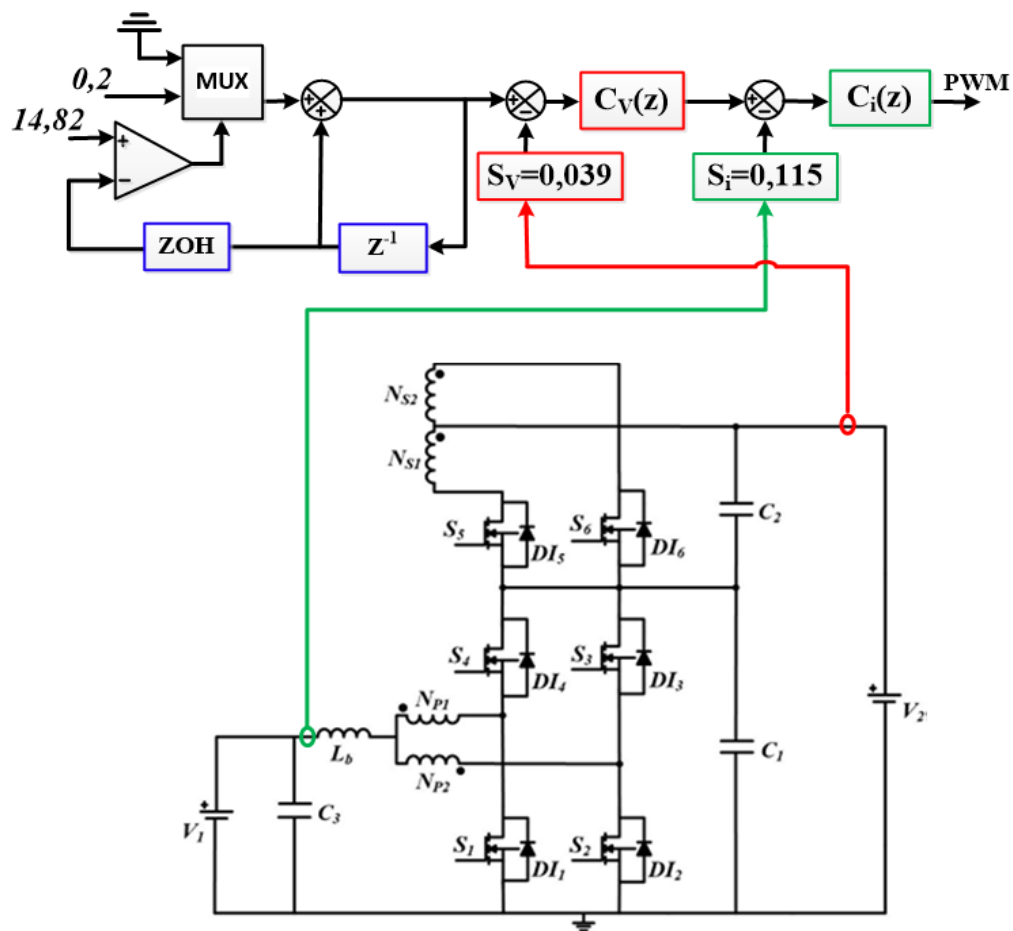
Na operação do modo *buck* os sinais de acionamento do controle dos interruptores S_3 - S_5 , S_4 - S_6 também são defasados em 180° e a razão cíclica, D_1 ou D_{buck} , menor que 0,5, mais especificamente 0,38. Todavia, a energia armazenada no indutor L_b é transferida para a saída por meio dos diodos intrínsecos DI_1 e DI_2 , referentes aos interruptores S_1 e S_2 que se encontram bloqueados.

Muitos trabalhos, tais como (ALVES, 2014; KONDRATH, 2018; MARQUES, 2012; MELO, 2014), abordam metodologias de controle para cada modo de operação do conversor, sendo essa característica uma desvantagem, pois torna o controle mais complexo e causa maior dificuldade na implementação experimental.

Dessa maneira, neste trabalho é proposta uma única estratégia de controle, sem a necessidade de se trabalhar com duas ou mais estratégias distintas.

Desta maneira, a estratégia de controle foi projetada para comportar os dois modos de operação. A Figura 7.1 mostra o diagrama de blocos que representa a estratégia de controle aplicada, onde nota-se a presença de duas malhas de controle, sendo a malha interna de corrente, a qual controla a corrente I_{Lb} , que circula através do indutor, e a malha externa é responsável pelo controle da tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 , ou seja, da tensão saída V_2 .

Figura 7.1 - Diagrama de blocos do controle bidirecional aplicado ao conversor.



Fonte: Próprio autor.

No esquemático do sistema de controle os blocos representados pelos componentes $C_V(z)$ e $C_i(z)$, contém, respectivamente, os termos das funções dos compensadores da malha de tensão e da malha de corrente calculados, os quais já se encontram no domínio do tempo discreto, tendo em vista a implementação do controle digital.

O diagrama de blocos mostra que o controle utiliza a técnica em cascata. Os componentes $S_V = 0,039$ e $S_I = 0,115$ representam, respectivamente, o ganho estático do

sensor de medição da amostra da tensão de saída e o ganho estático do sensor de medição da amostra da corrente no indutor do conversor, considerando a digitalização do sistema.

No diagrama de blocos do controle tem-se um multiplexador (*MUX*), um operador de atraso unitário discreto (z^{-1}), um segurador de ordem zero (*ZOH*), um comparador e duas constantes, no valor de 0,2 e 14,82. Estes componentes mencionados constituem um modelo de *soft-starter* em rampa, o qual tem o objetivo de suavizar o início do processo, visando permitir a partida suave do conversor apenas no regime transitório. Assim, inicialmente, o valor da referência de tensão é aplicado em um operador de atraso unitário, para em seguida passar por um segurador de ordem zero, provocando dois atrasos no valor da tensão de referência, cujo resultado é comparado com o valor de 14,82, que representa os 380 Vcc. Caso não sejam iguais, o valor de referência é acrescido de 0,2, garantindo, assim, a resposta em rampa na referência de tensão até que o valor desejado seja atingido.

Portanto, as características apresentadas pela estratégia de controle proposta são:

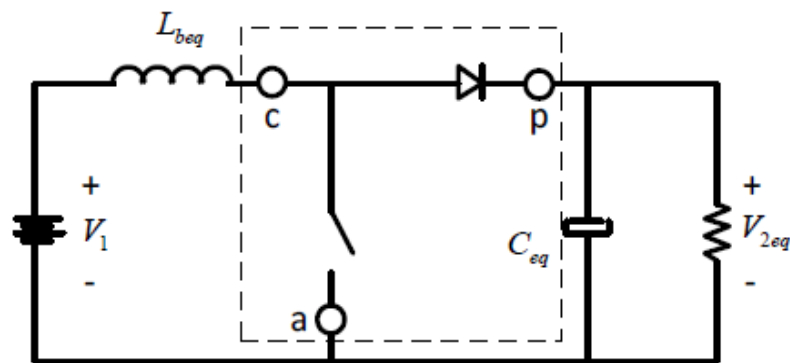
- Garantir a estabilidade para ambos os modos de operação;
- Garantir a bidirecionalidade do conversor, sem a necessidade de alteração de qualquer parâmetro do referido circuito, independente do fluxo de potência que esteja sendo processado pelo conversor;
- Permitir a redução dos *ripples* de tensão sobre as baterias, garantindo uma maior vida útil das mesmas;
- Garantir que não haja comutação inadequada entre os modos de operação mediante a presença de ruídos de tensão;
- De forma indireta, através do controlador de tensão, a referência de corrente é dependente da tensão do barramento cc, evitando, assim, a comunicação entre as fontes de tensão da nanorrede;

Para realizar a modelagem matemática do conversor bidirecional em estudo, utilizou-se a metodologia de modelagem simplificada aplicada e adotada em (LAFUENTE, 2010) e (VORPÉRIAN, 1990), baseando-se na transformação do conversor bidirecional de alto ganho de tensão para dois conversores equivalentes *buck* e *boost* clássicos.

7.1 Modelo do conversor equivalente no modo *boost*

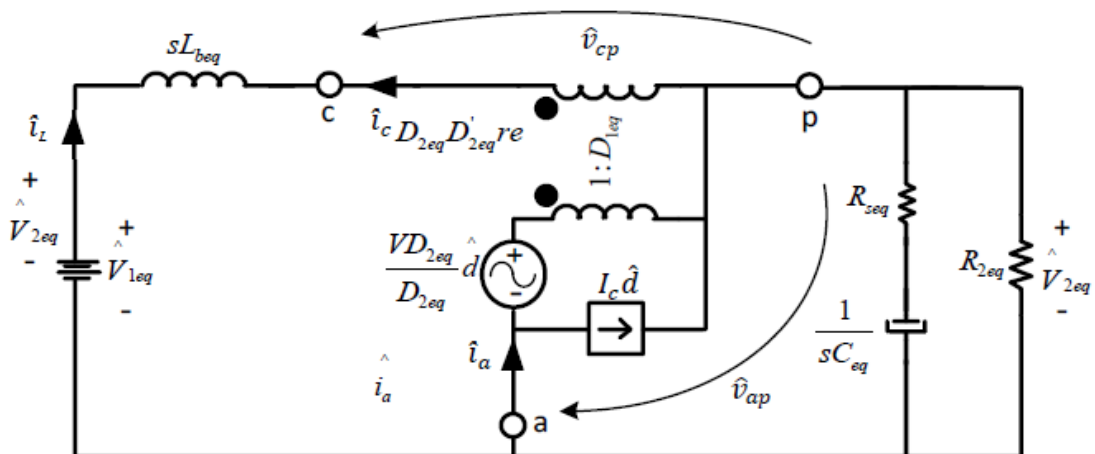
Por meio da Figura 7.2 pode-se observar o circuito do conversor *boost* clássico, onde o modelo da chave PWM de pequenos sinais, aplicado através da técnica de (VORPÉRIAN, 1990) é implementado no conversor equivalente, conforme mostrado na Figura 7.3. Vale salientar que no circuito equivalente modelado a chave funciona com o dobro da frequência de comutação das chaves do conversor bidirecional proposto.

Figura 7.2 - Esquemático do conversor *boost* clássico.



Fonte: Próprio autor

Figura 7.3 - Modelo equivalente do conversor *boost* utilizando o modelo CA da chave PWM.



Fonte: Próprio autor

Por meio da Tabela 7.1 tem-se os parâmetros do conversor bidirecional considerando o novo período de chaveamento, frequência e razão cíclica. Tais resultados são fundamentais para a obtenção do controle do conversor equivalente e bidirecional.

Tabela 7.1 - Parâmetros do conversor equivalente no modo *boost*.

Parâmetro	Equação	Valor calculado
Razão cíclica no modo boost	$D_2 = D_{boost}$	0,621
Razão cíclica equivalente	$D_{2eq} = 2 \cdot D_2 - 1$	0,242
Complemento da Razão cíclica equivalente	$D'_{2eq} = 1 - D_{2eq}$	0,758
Indutor equivalente	$L_{eq} = L_b$	364 μ H
Tensão de entrada equivalente	$V_{1eq} = V_1$	96V
Tensão de saída equivalente	$V_{2eq} = V_{1eq} \cdot \left(\frac{1}{1 - D_{2eq}} \right)$	126,6V
Razão entre V2 e V2eq	$R_V = \frac{V_2}{V_{2eq}}$	3
Capacitor equivalente	$C_{eq} = R_v^2 \cdot C_1$	405 μ F
Resistência série equivalente	$R_{Seq} = \frac{R_{se}}{R_v^2}$	2,8m Ω
Resistência de carga equivalente	$R_{2eq} = \frac{R_2}{R_v^2}$	8,02 Ω
Frequência de chaveamento equivalente	$f_{Seq} = 2 \cdot f_s$	40kHz
Período de chaveamento equivalente	$T_{Seq} = \frac{T_s}{2}$	25 μ s

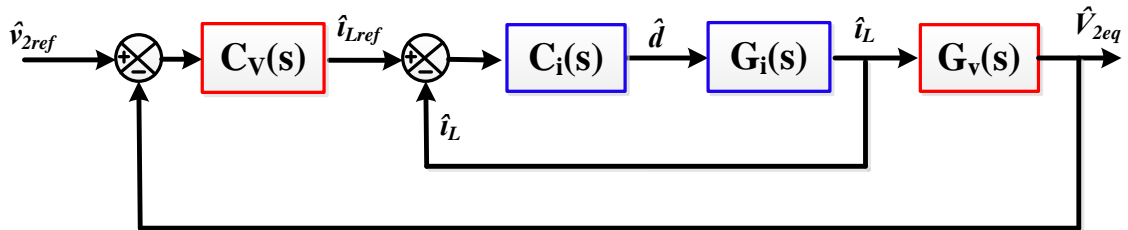
Fonte: Próprio autor

Desenvolvendo e deduzindo as expressões do circuito equivalente mostrado na Figura 7.3 através de técnicas convencionais de circuitos e realizando as manipulações matemáticas necessárias, são obtidas as funções de transferências para o circuito de controle do conversor. Desta forma, por meio das expressões (7.1) e (7.2) apresentadas, respectivamente, as funções de transferência da malha de corrente e da malha de tensão. Através da Figura 7.4 pode-se observar o diagrama de blocos do circuito de controle do conversor bidirecional.

$$\begin{aligned}
 G_i(s) &= \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \\
 &= \frac{\frac{V_{1eq}}{D'_{2eq}} \cdot \left(1 + \frac{R_{2eq} \cdot D'_{2eq}}{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{Seq}} + s \cdot (R_{2eq} + R_{Seq}) \cdot C_{eq} \right)}{\left(\frac{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} \cdot (R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{Seq})}{R_{2eq} + R_{Seq}} \right) + s \cdot (L_{eq} + R_{2eq} \cdot R_{Seq} \cdot C_{eq} \cdot D'_{2eq}) + s^2 \cdot L_{eq} \cdot C_{eq} (R_{2eq} + R_{Seq})} \quad (7.1)
 \end{aligned}$$

$$G_v(s) = \frac{\widehat{V}_{2eq}}{\widehat{I}_L} = \frac{1}{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{Seq}} \cdot \frac{(R_{2eq}^2 \cdot D'_{2eq}{}^2 - s \cdot (R_{2eq} + R_{Seq}) \cdot L_{eq}) \cdot (1 + s \cdot R_{Seq} \cdot C_{eq})}{1 + \left(\frac{R_{2eq} \cdot D'_{2eq}}{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{Seq}} \right) + s \cdot C_{eq} (R_{2eq} + R_{Seq})} \quad (7.2)$$

Figura 7.4 – Diagrama de blocos do circuito de controle do conversor bidirecional.



Fonte: Próprio autor.

7.2 Projeto da Malha de Corrente

Inicialmente, para a implementação do controle da malha de corrente, faz-se necessário considerar alguns parâmetros, tais como a amplitude da onda dente de serra V_D , a tensão de referência da malha de corrente V_{refi} e a resistência do sensor resistivo R_{sh} , os quais são mostrados, respectivamente, pelas equações (7.3), (7.4) e (7.5).

$$V_D = 5V \quad (7.3)$$

$$V_{refi} = 2,5V \quad (7.4)$$

$$R_{sh} = 0,005\Omega \quad (7.5)$$

O ganho do amplificador diferencial é dado por (7.6).

$$K_{dif} = \frac{V_{refi}}{R_{sh} \cdot I_1} = 23,03 \quad (7.6)$$

A função de transferência do elemento de medição da corrente é dada por (7.7).

$$S_i(s) = K_{dif} \cdot R_{sh} = 0,115 \quad (7.7)$$

O ganho do modulador é determinado por (7.8).

$$F_m(s) = \frac{1}{V_D} = 0,2 \quad (7.8)$$

Sendo $\omega_z = 2\pi f_s$ e $Q_z = \frac{-2}{\pi}$, tem-se a seguir a função de transferência para adicionar robustez ao sistema, onde $H_e(s)$ representa uma condição indesejável do sistema.

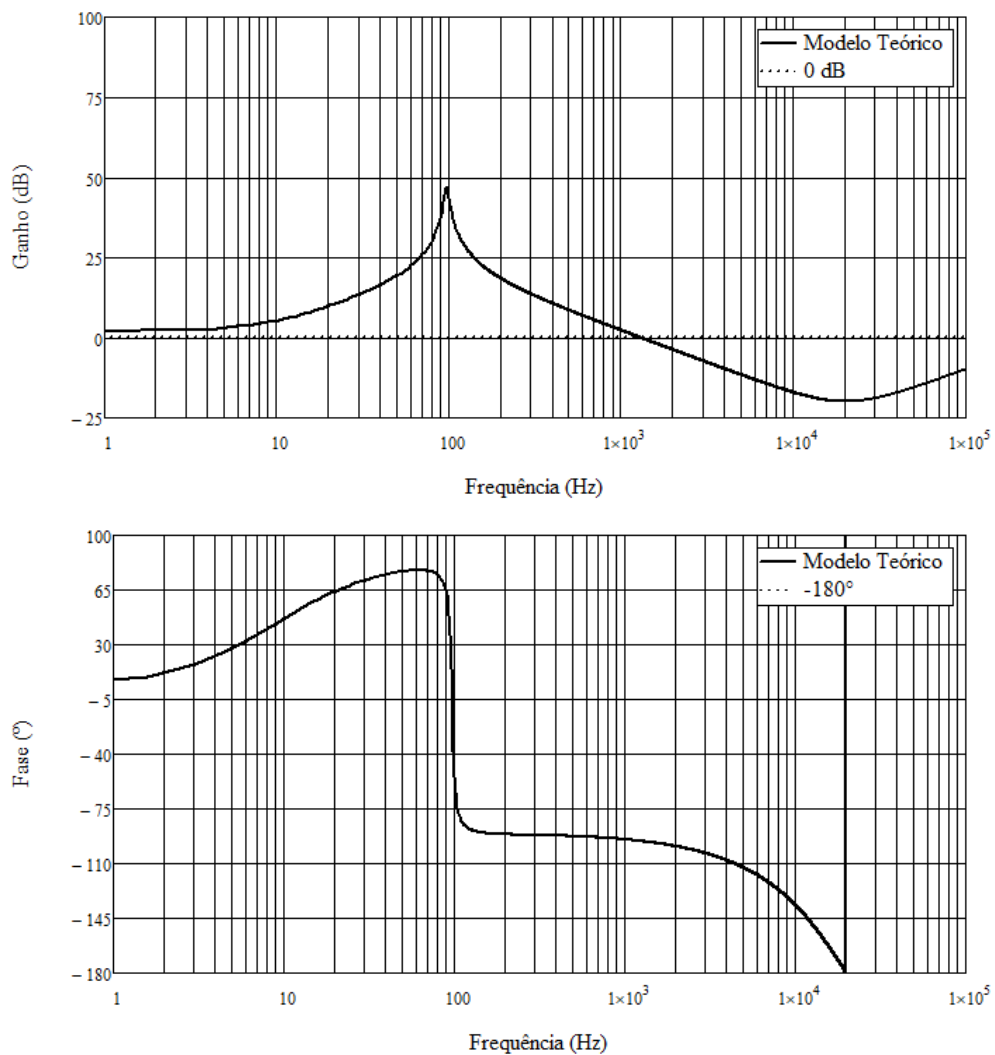
$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_z \cdot Q_z} + \left(\frac{s}{\omega_z}\right)^2 \quad (7.9)$$

Assim, a função de transferência de laço aberto sem compensador é dada pela equação (7.10).

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s) \cdot F_m(s) \cdot S_i(s) \cdot H_e(s) \quad (7.10)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador é apresentado através da Figura 7.5.

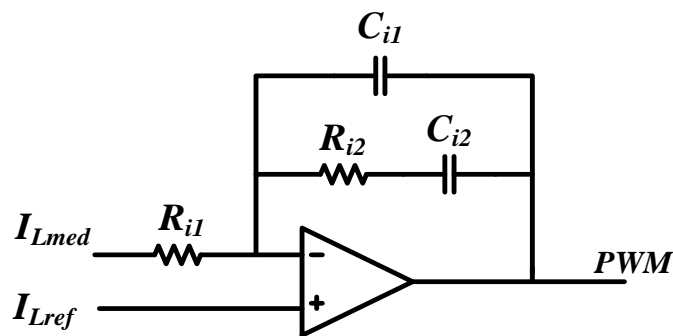
Figura 7.5 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador.



Fonte: Próprio autor

De acordo com as características do diagrama de Bode apresentado na Figura 7.5, foi escolhido o compensador do tipo proporcional e integral (PI), com dois polos, mais conhecido como PI com filtro ou compensador tipo 2, cujo circuito é representado pela Figura 7.6, e que neste trabalho é mostrado apenas de forma ilustrativa, pois não será utilizado na prática. A estrutura do compensador PI é muito usual por apresentar um polo na origem, devido ao integrador, o que garante ao sistema, em laço aberto, um ganho bastante elevado em baixas frequências, minimizando o erro estático do sistema em malha fechada.

Figura 7.6 - Esquemático do compensador PI com filtro da malha de corrente.



Fonte: Próprio autor

A função de transferência do compensador $C_i(s)$, da malha de corrente, é fornecida através da equação (7.11).

$$C_i(s) = \frac{1}{R_{i1} \cdot C_{i1} \cdot s} \cdot \left(\frac{s + \frac{1}{R_{i2} \cdot C_{i2}}}{s + \frac{C_{i2} + C_{i1}}{C_{i1} \cdot C_{i2} \cdot R_{i2}}} \right) \quad (7.11)$$

O outro polo, chamado de filtro passa baixa, é utilizado para rejeitar o ruído de alta frequência provocado pela comutação dos interruptores do conversor.

A frequência de cruzamento é estimada em uma década abaixo da frequência de comutação do conversor equivalente. A frequência de cruzamento do sistema compensado deverá ser no máximo um quarto da frequência de operação da planta. Quanto maior for a frequência de cruzamento, mais rápido será o tempo de resposta do compensador. Por outro lado, quando este valor apresenta proximidade com a frequência de operação, o compensador tende a atuar no sentido de atenuar as oscilações naturais da planta, tornando o sistema instável. Logo, a frequência de cruzamento (f_{ci}) adotada é dada por (7.12).

$$f_{ci} = \frac{f_{seq}}{10} = 4kHz \quad (7.12)$$

Observando o diagrama de Bode da Figura 7.5, para esta frequência o sistema apresenta uma atenuação de aproximadamente -9,83dB, assim o compensador deve ter um ganho de 9,83dB em 4kHz e a defasagem da $FTLA_{sci}(s)$ é de -108,17°, conforme mostrado, respectivamente, nas expressões (7.13) e (7.14).

$$ATi = 20 \cdot \log(|FTLA_{sci}(2\pi \cdot f_{ci})|) = -9,83 \text{ dB} \quad (7.13)$$

$$P = \arg(FTLA_{sci}(2\pi \cdot f_{ci})) \cdot \frac{180}{\pi} = -108,17^\circ \quad (7.14)$$

Portanto, o ganho absoluto do compensador é calculado por meio da expressão (7.15).

$$Ai = 10^{\frac{|ATi|}{20}} = 3,102 \quad (7.15)$$

Realizando a alocação dos polos e zero do compensador, tem-se que o zero, com a frequência f_{iz} , foi alocado próximo ao polo da planta, colocando-o duas décadas abaixo da frequência equivalente (f_{seq}) do sistema, conforme (7.16).

$$f_{iz} = \frac{f_{seq}}{20} = 2kHz \quad (7.16)$$

Com relação aos polos, alocou-se um polo na origem, visando minimizar o erro estático, e o outro polo foi alocado na metade da frequência de comutação equivalente. Desta forma, tem-se as equações (7.17) e (7.18)

$$f_{ip1} = 0 \quad (7.17)$$

$$f_{ip2} = \frac{f_{seq}}{2} = 20kHz \quad (7.18)$$

Portanto, assumindo $R_{i1} = 10k\Omega$, tem-se que os demais parâmetros do compensador são determinados pelas expressões (7.19), (7.20) e (7.21).

$$R_{i2} = A_i \cdot R_{i1} = 31020 \quad (7.19)$$

$$C_{i2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{i2} \cdot f_{iz}} = 2,57nF \quad (7.20)$$

$$C_{i1} = \frac{C_2}{2\pi \cdot C_{i2} \cdot R_{i2} \cdot (f_{ip2} - 1)} = 257pF \quad (7.21)$$

Logo, a função de transferência do compensador da malha de corrente no domínio do tempo contínuo é apresentada por (7.22).

$$C_i(s) = \frac{2,049 \cdot 10^{-14} \cdot s + 2,57 \cdot 10^{-10}}{5,266 \cdot 10^{-20} \cdot s^2 + 7,265 \cdot 10^{-15} \cdot s} \quad (7.22)$$

Assim, a função de transferência de laço aberto da malha de corrente com compensador é determinada por (7.23), e o seu diagrama de Bode é mostrado na Figura 7.7.

$$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C_i(s) \quad (7.23)$$

A margem de Fase e a margem de Ganho do sistema compensado são, respectivamente, iguais a $34,95^\circ$ e $0,000052^\circ$, as quais são determinadas através das equações (7.24) e (7.25).

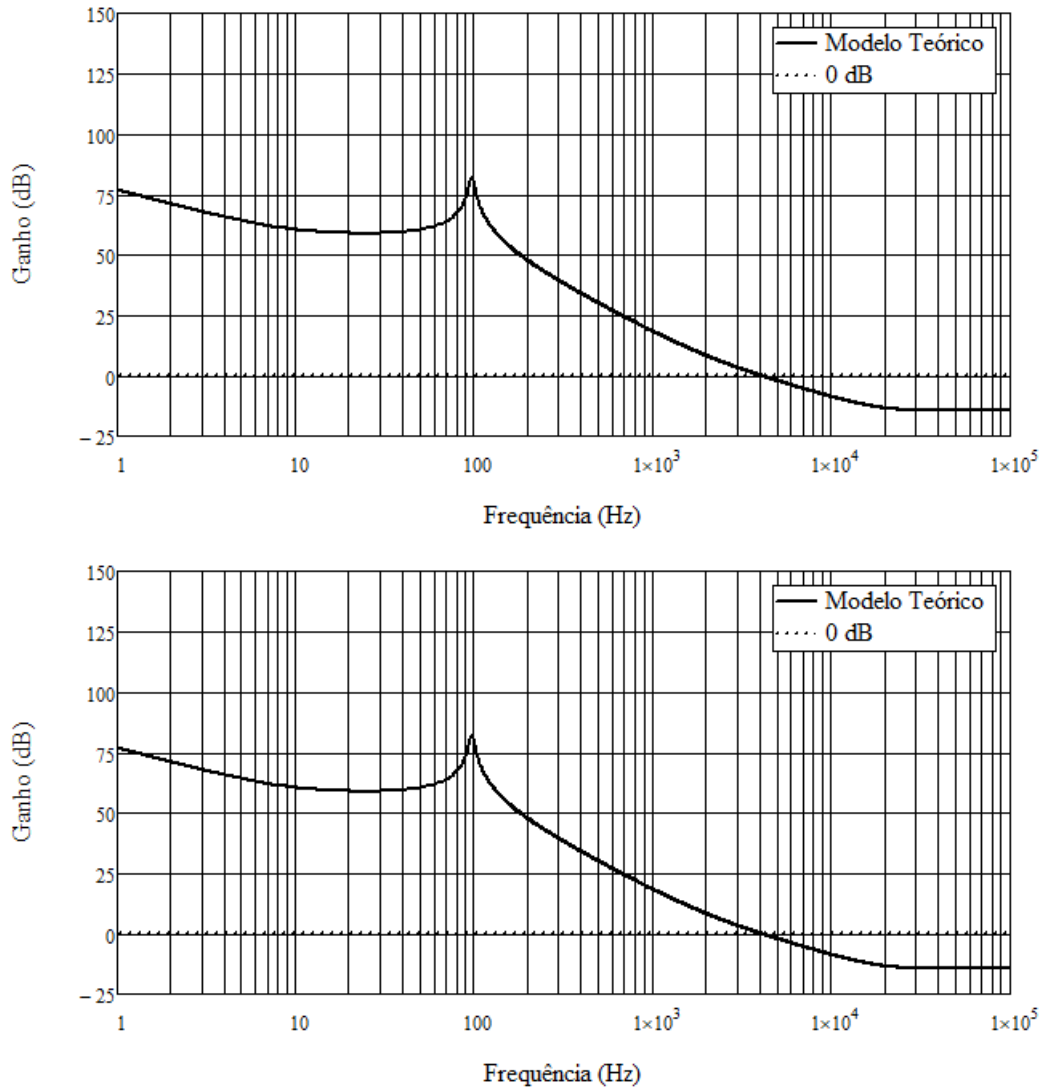
$$MF_i = \left| -180 - \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_{cci}(2\pi \cdot f_{ci})) \right| \quad (7.24)$$

$$MG_i = |20 \cdot \log(|FTLA_{cci}(2\pi \cdot f_{ci})|)| \quad (7.25)$$

Discretizando a função de transferência da equação (7.22) e aplicando o método de *Tustin*, com um período de amostragem $T_s = 50\mu s$, obtém-se a expressão (7.26) como resultado no domínio do tempo discreto, cujo diagrama de Bode é mostrado na Figura 7.7.

$$C_i(z) = \frac{2,87 \cdot z^2 + 1,37 \cdot z - 1,501}{z^2 - 0,449 \cdot z - 0,5505} \quad (7.26)$$

Figura 7.7 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente com compensador.



Fonte: Próprio autor

7.3 Projeto da Malha de Tensão

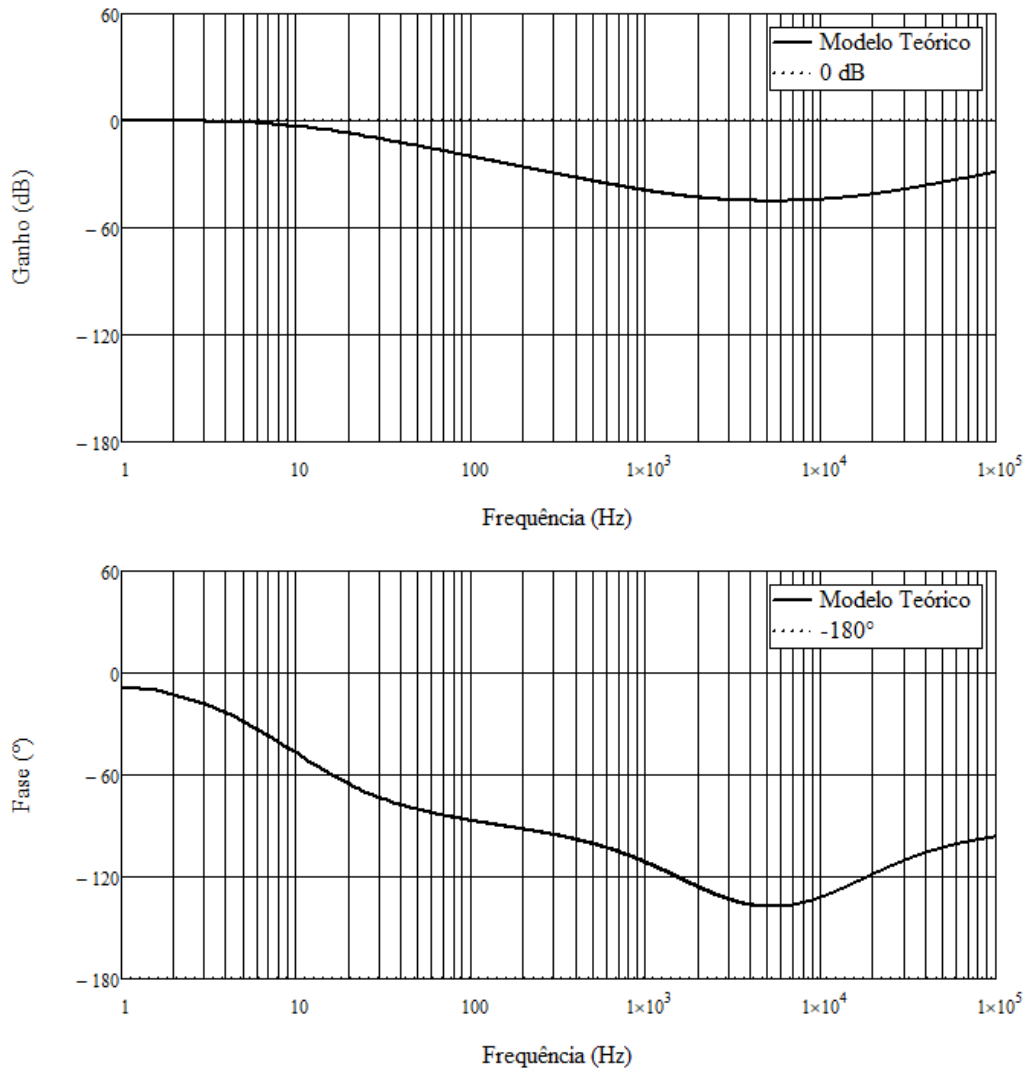
Para a implementação do controle da malha de tensão, tem-se inicialmente que a tensão de referência é dada por $V_{refv} = 5V$. A função de transferência do elemento ou sensor de medição da tensão é determinada pela relação entre a tensão de referência e a tensão de saída equivalente, conforme mostrado pela expressão (7.27).

$$S_v(s) = \frac{V_{refv}}{V_{2eq}} = \frac{5}{126,6} = 0,039 \quad (7.27)$$

Sendo a função da transferência da planta dada por $Gv(s)$, conforme mostrado na equação (7.2), tem-se que a função de transferência de laço aberto da malha de tensão sem compensador é determinada através da expressão (7.28), assim como a Figura 7.8 apresenta o seu diagrama de Bode.

$$FTLA_{scv}(s) = Gv(s) \cdot \frac{S_v(s)}{S_i(s)} \quad (7.28)$$

Figura 7.8 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de tensão sem compensador.



Fonte: Próprio autor

Para a malha de tensão, optou-se pela frequência de cruzamento f_{cv} bem mais lenta que a frequência de cruzamento da malha de corrente. Assim, adotou-se o valor conforme a equação (7.29).

$$f_{cv} = \frac{f_{ci}}{200} = 20\text{Hz} \quad (7.29)$$

Observando o diagrama de Bode da Figura 7.8, para esta frequência o sistema apresenta uma atenuação de aproximadamente -7,09 dB, assim o compensador deve ter um ganho de 7,09 dB em 20Hz e a defasagem da $FTLA_{scv}(s)$ é de -65,37°, conforme mostrado, respectivamente, nas expressões (7.30) e (7.31).

$$ATv = 20 \cdot \log(|FTLA_{scv}(2\pi \cdot f_{cv})|) = -7,09 \quad (7.30)$$

$$P = \arg(FTLA_{scv}(2\pi \cdot f_{cv})) \cdot \frac{180}{\pi} = -65,37 \quad (7.31)$$

Portanto, o ganho absoluto do compensador da malha de tensão é dado por (7.32).

$$Av = 10^{\frac{|ATv|}{20}} = 2.262 \quad (7.32)$$

Realizando a alocação dos polos e zero do compensador da malha de tensão, tem-se que o zero foi alocado uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha de tensão.

$$f_{vz} = \frac{f_{cv}}{10} = 2\text{Hz} \quad (7.33)$$

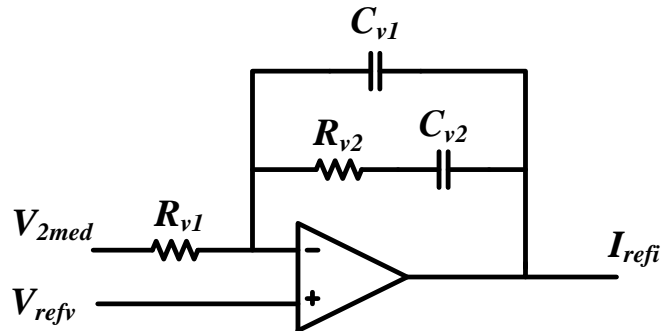
Com relação aos polos, alocou-se um polo na origem, visando minimizar o erro estático, e o outro polo foi alocado uma década acima da frequência de comutação da malha de tensão. Desta forma, tem-se as equações (7.34) e (7.35).

$$f_{vp1} = 0 \quad (7.34)$$

$$f_{vp2} = 10 \cdot f_{vc} = 200\text{Hz} \quad (7.35)$$

Semelhantemente a malha de corrente, escolheu-se para a malha de tensão o compensador PI com filtro, cujo esquemático segue mostrado na Figura 7.9.

Figura 7.9 - Esquemático do compensador PI com filtro da malha de tensão.



Fonte: Próprio autor

A função de transferência do compensador $C_v(s)$ da malha de tensão é fornecida através da equação (7.36).

$$C_v(s) = \frac{1}{R_{v1} \cdot C_{v1} \cdot s} \cdot \left(\frac{s + \frac{1}{R_{v2} \cdot C_{v2}}}{s + \frac{C_{v2} + C_{v1}}{C_{v1} \cdot C_{v2} \cdot R_{v2}}} \right) \quad (7.36)$$

Portanto, assumindo $R_{v1} = 56k\Omega$, tem-se que os demais parâmetros do compensador são determinados pelas expressões (7.37), (7.38) e (7.39).

$$R_{v2} = Av \cdot R_{v1} = 126,6k\Omega \quad (7.37)$$

$$C_{v2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{v2} \cdot f_{vz}} = 0,62\mu F \quad (7.38)$$

$$C_{v1} = \frac{C_{v2}}{2\pi \cdot C_{v2} \cdot R_{v2} \cdot (f_{vp2} - 1)} = 6,31nF \quad (7.39)$$

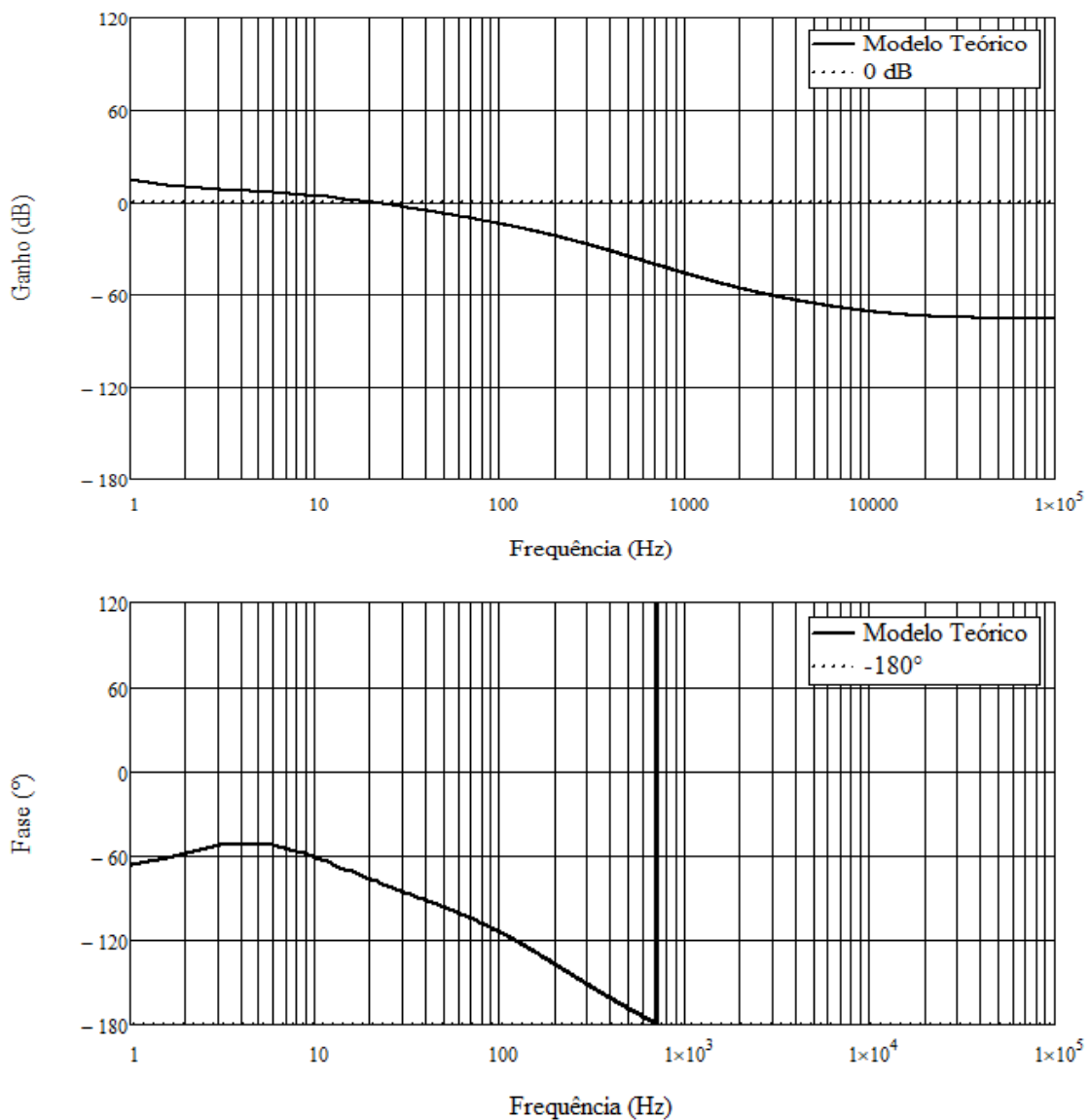
Logo, a função de transferência do compensador da malha de tensão no domínio do tempo contínuo, com os devidos valores, é dada por (7.40).

$$C_v(s) = \frac{5,022 \cdot 10^{-10} \cdot s + 6,31 \cdot 10^{-9}}{1,77 \cdot 10^{-13} \cdot s^2 + 2,24 \cdot 10^{-10} \cdot s} \quad (7.40)$$

Assim, a função de transferência de laço aberto da malha de tensão com compensador é dada por (7.41), e o seu diagrama de Bode é mostrado na Figura 7.10.

$$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_v(s) \quad (7.41)$$

Figura 7.10 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de tensão com compensador.



Fonte: Próprio autor

A margem de Fase e a margem de Ganho do sistema compensado para a malha de tensão são, respectivamente, iguais a $103,2^\circ$ e $0,086$, as quais são determinadas através das equações (7.42) e (7.43).

$$MF_v = \left| -180 - \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_{ccv}(2\pi \cdot f_{cv})) \right| = 103,2^\circ \quad (7.42)$$

$$MG_v = |20 \cdot \log(|FTLA_{ccv}(2\pi \cdot f_{cv})|)| = 0,086 \quad (7.43)$$

Discretizando a função de transferência da equação (7.40) e aplicando o método de *Tustin*, com um período de amostragem $T_s = 50\mu s$, obtém-se a expressão (7.44) como resultado no domínio do tempo discreto.

$$C_v(z) = \frac{0,068 \cdot z^2 + 4,3 \cdot 10^{-5} \cdot z - 0,068}{z^2 - 1,94 \cdot z - 0,9388} \quad (7.44)$$

Portanto, com base nos diagramas de Bode das funções de transferência das malhas de corrente e tensão com compensador, observou-se que o sistema de controle foi adequadamente projetado, tendo em vista atender as especificações e parâmetros do projeto estabelecido.

7.4 Considerações finais

Neste capítulo apresentou-se o projeto de controle do conversor, mais especificamente a aplicação da estratégia de controle proposta, a qual foi realizada pelo método da corrente média, assim como os parâmetros do circuito de controle, buscando comprovar os resultados teóricos. Determinou-se as funções de transferência dos controladores, para os quais utilizou-se os do tipo PI com filtro. A implementação do sistema de controle digital foi efetuada mediante a discretização do sistema, onde, por meio do diagrama de Bode, verificou-se que os resultados estavam dentro das especificações desejadas.

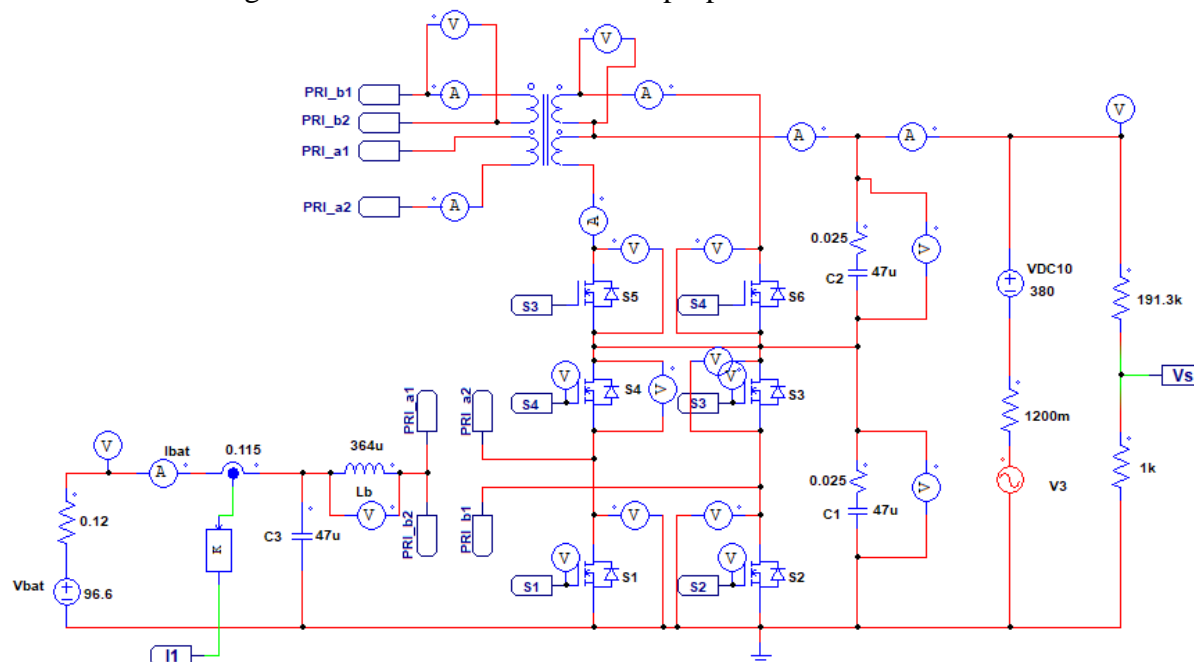
Com o objetivo de validar o projeto de controle, o capítulo seguinte apresentará a simulação do conversor proposto, buscando observar a resposta dinâmica da tensão e da corrente sobre os principais componentes do conversor em ambos os modos de operação (*buck boost*).

8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As simulações computacionais foram implementadas com o objetivo de validar o sistema proposto e foram realizadas através do software PSIM, onde o conversor e o circuito de controle simulados seguem mostrados, respectivamente, na Figura 8.1 e Figura 8.2.

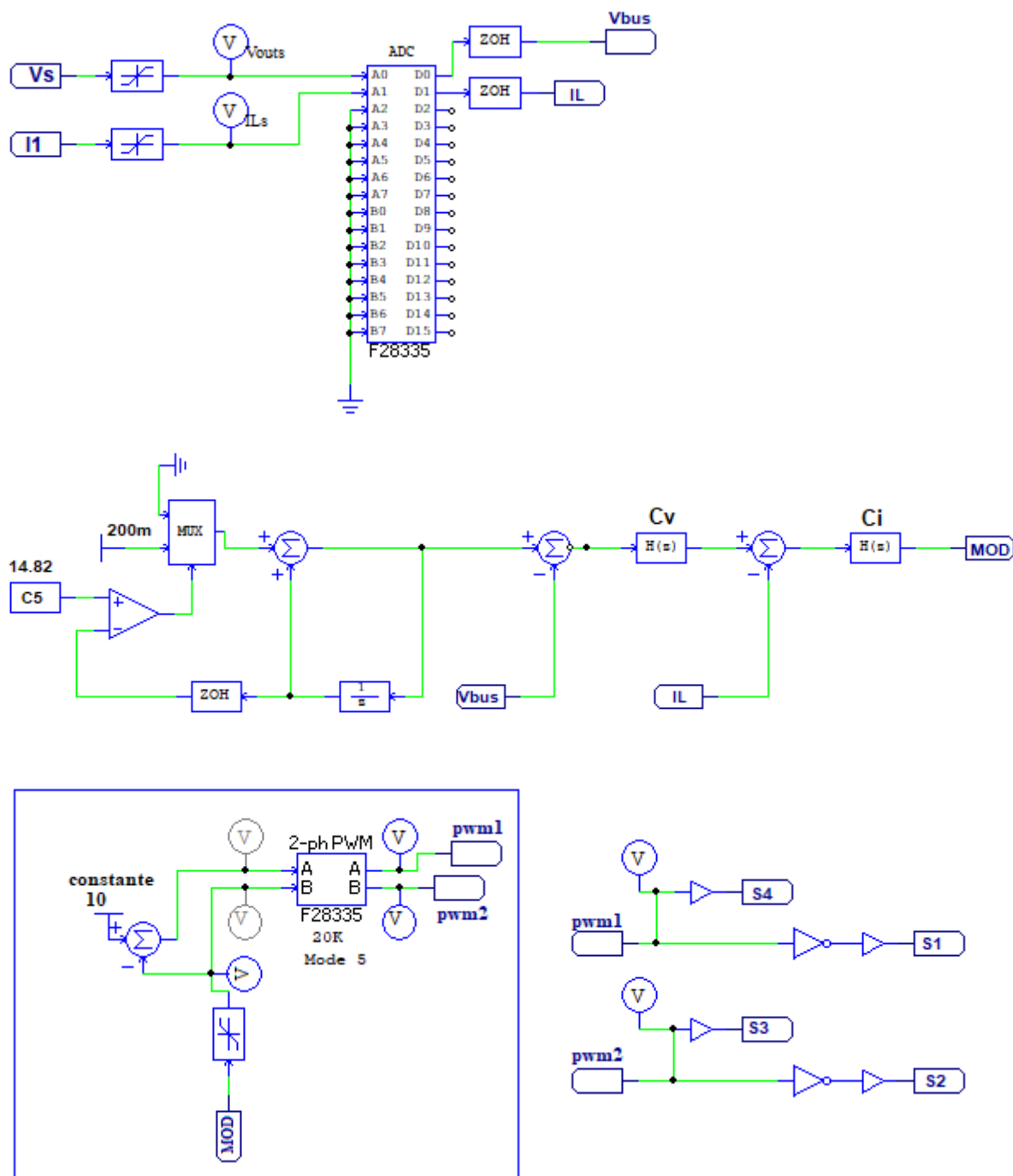
É oportuno mencionar que para as simulações os resultados foram analisados em regime permanente e adotou-se o valor da corrente positiva como sendo o indicativo do sentido de carregamento das baterias, ou seja, o conversor operando no modo *buck*. E que no esquemático do circuito de controle da Figura 8.2, os blocos $H(s)$, representados pelos componentes C_v e C_i , contém, respectivamente, os termos das funções de transferências dos compensadores da malha de tensão e da malha de corrente calculados e já convertidos para o tempo do domínio discreto.

Figura 8.1 - Circuito do conversor proposto e simulador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 8.2 - Circuito de controle para o conversor proposto.

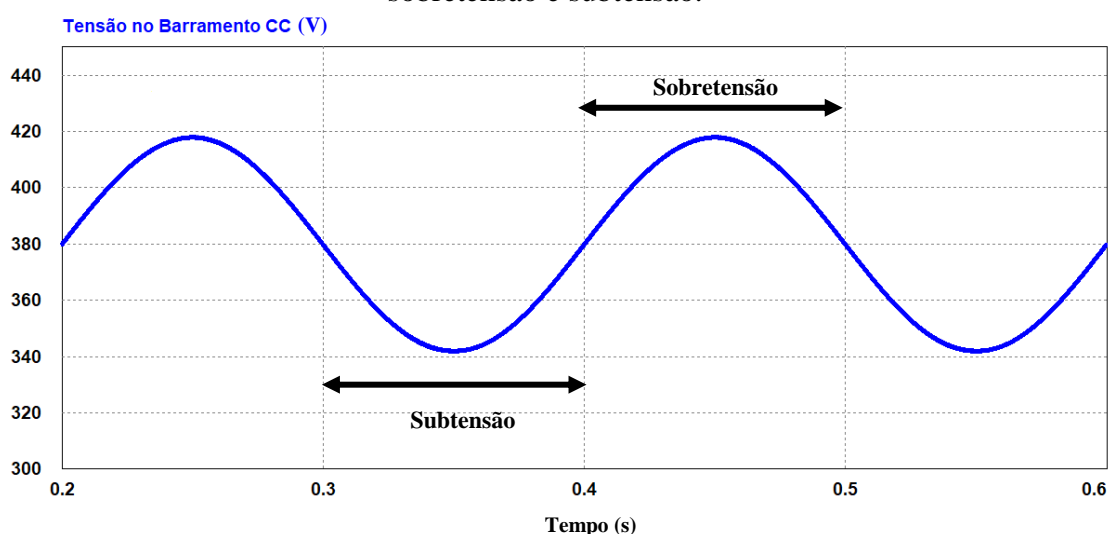


Fonte: Próprio autor.

O sistema foi simulado com o cenário da nanorede desconectada da rede de distribuição em corrente alternada da concessionária de energia, ou seja, operando no modo isolado ou ilhado. Assim, aplicou-se uma variação de $\pm 10\%$ do nível nominal da tensão do barramento CC, buscando, desta forma, simular distúrbios em uma faixa de elevação e

afundamento de tensão. Para isso, utilizou-se uma fonte alternada com amplitude de pico de 38V, ou seja, máximo de 10% de 380Vcc, com frequência de 5 Hz, e observou-se o comportamento da resposta do conversor. A Figura 8.3 mostra a tensão no barramento cc, onde observa-se que o nível de tensão varia de 342V a 418V, simulando a presença de sobretensão e subtensão no barramento, porém mantendo a tensão média em torno de 380V.

Figura 8.3 - Variação da tensão no barramento cc simulando a inserção de distúrbios de sobretensão e subtensão.

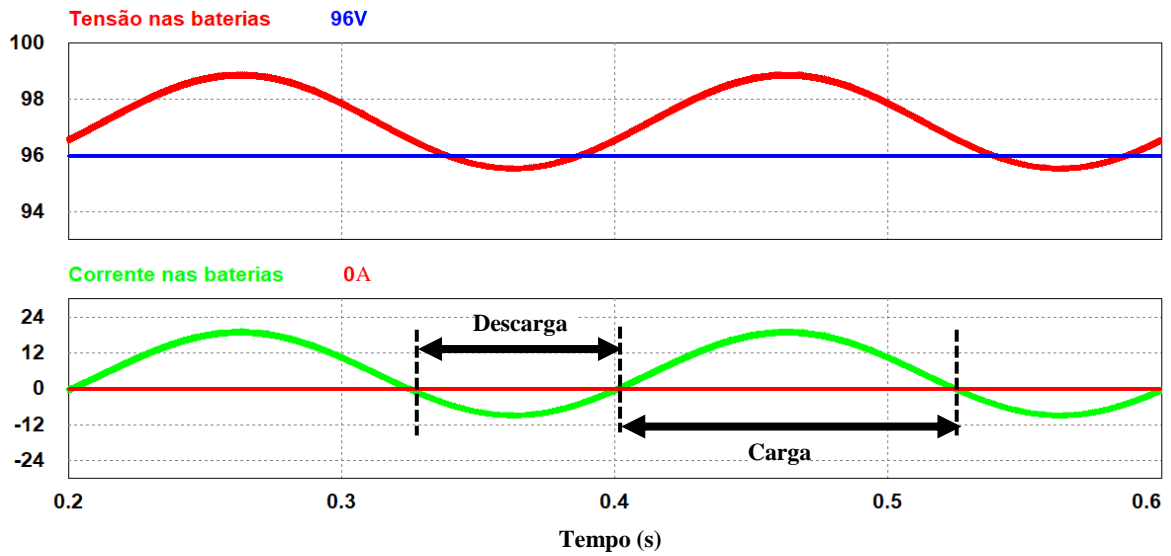


Fonte: Próprio autor.

A Figura 8.4 mostra o comportamento da tensão e da corrente através das baterias, onde observa-se que durante o período de sobretensão no barramento cc a corrente é positiva, mostrando que o conversor opera no modo *buck*, logo as baterias estão carregando. Já no período de subtensão no barramento cc, nota-se que a corrente é negativa, pois o conversor passa a operar no modo *boost* e tende a suprir o barramento cc através da energia das baterias, fazendo com que estas se descarreguem.

Observa-se, também, que o sistema apresenta um período maior com a corrente das baterias no valor positivo. Isso demonstra que o conversor opera majoritariamente no modo *buck*, ou seja, com as baterias carregando, o que é a situação mais desejada para o sistema proposto.

Figura 8.4 - Tensão e corrente nas baterias mediante a variação do nível de tensão do barramento cc.

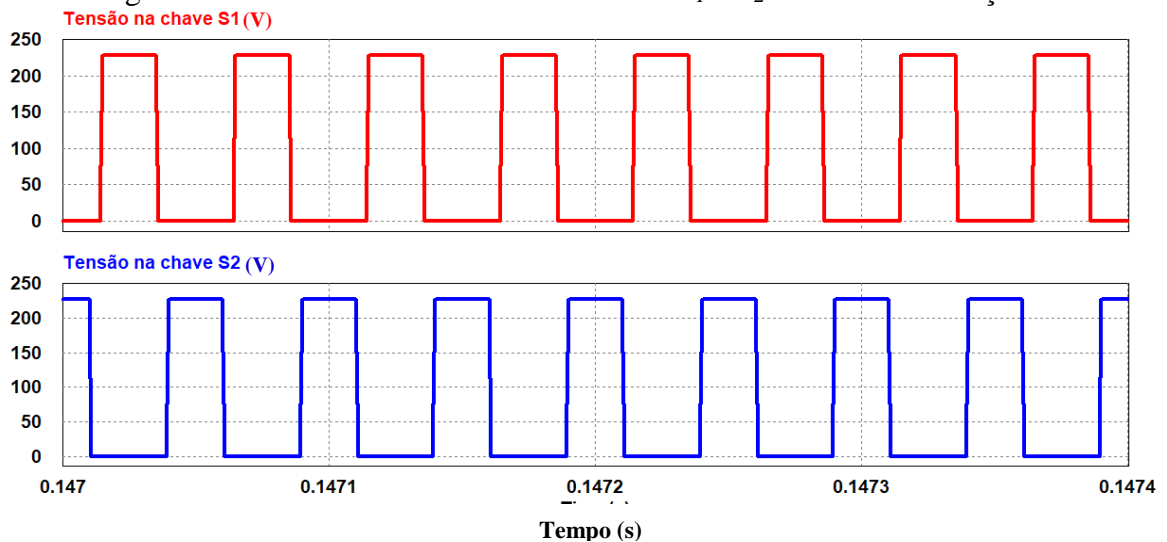


Fonte: Próprio autor.

8.1 Resultados de simulação com o conversor operando no modo *boost*

A Figura 8.5 mostra as formas de onda das tensões sobre as chaves S_1 e S_2 , onde verifica-se que a tensão sobre os interruptores é maior que a metade da tensão nominal do barramento cc, que é de 380Vcc.

Figura 8.5 - Formas de onda sobre as chaves S_1 e S_2 durante a simulação.

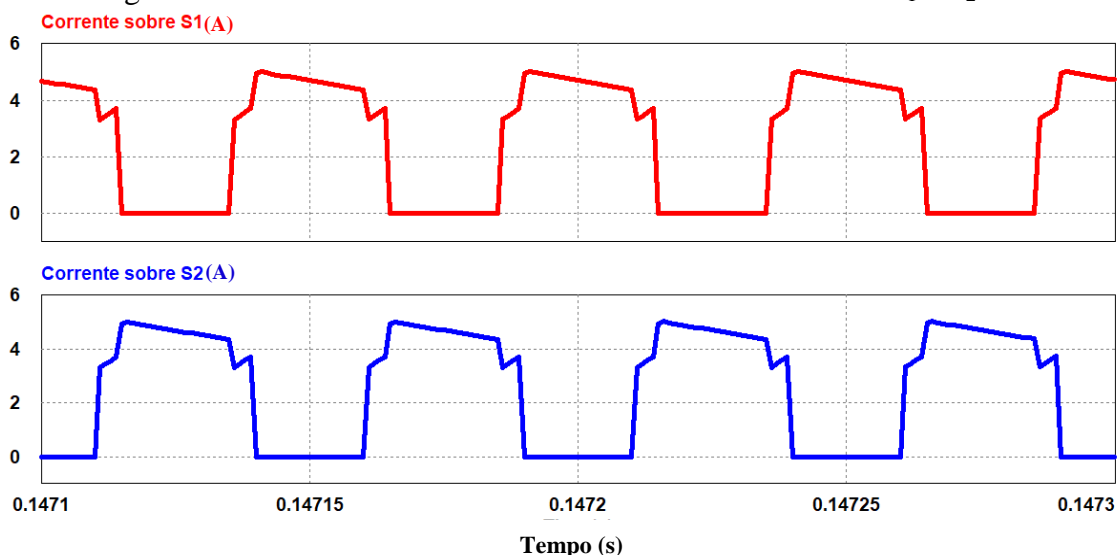


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 8.6 estão representadas as formas de onda das correntes através dos interruptores S_1 e S_2 , considerando uma razão cíclica $D=0,62$. Verifica-se que durante o ciclo

de trabalho os interruptores S_1 e S_2 conduzem ao mesmo tempo e depois apenas um dos interruptores permanece em condução, enquanto outro é bloqueado.

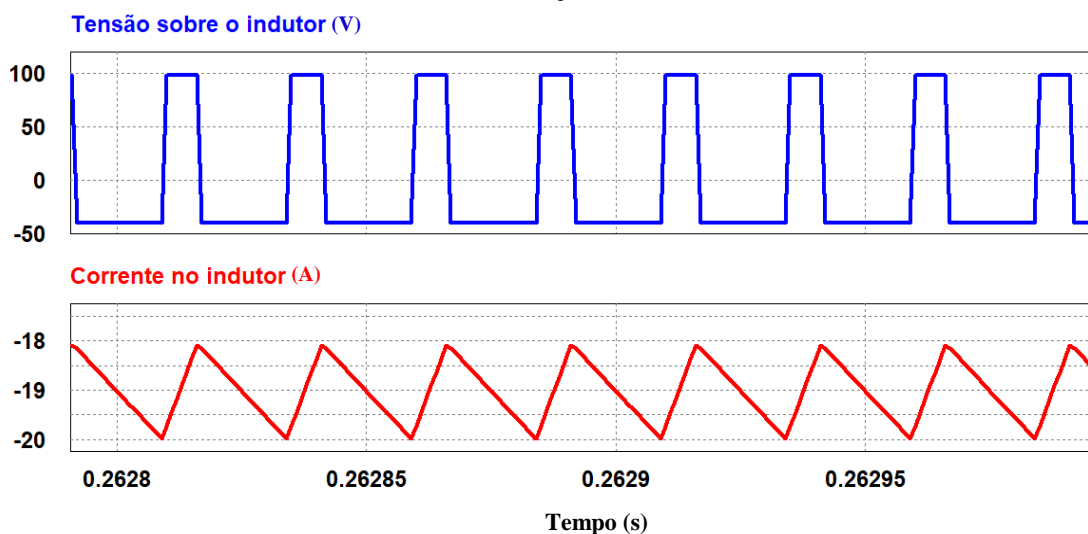
Figura 8.6 - Formas de onda das correntes através das chaves S_1 e S_2 .



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 8.7 são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente no indutor L_b , onde a tensão máxima no indutor é a mesma tensão de entrada V_I , ou seja, a tensão das baterias, que é de 96V. Já a corrente média em L_b é a mesma corrente de entrada I_I . O valor da corrente encontra-se negativo apenas para indicar que o conversor está operando no modo *boost*, conforme convencionou-se.

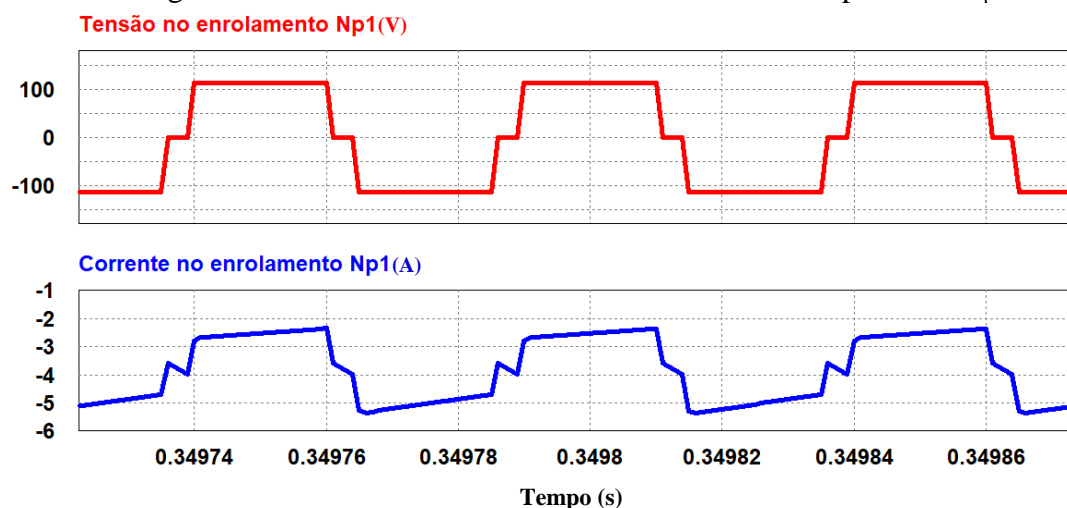
Figura 8.7 - Formas de onda da tensão e da corrente no indutor no modo *boost*, durante a simulação.



Fonte: Próprio autor.

Através da Figura 8.8 observa-se o comportamento da corrente e da tensão sobre o enrolamento primário do transformador.

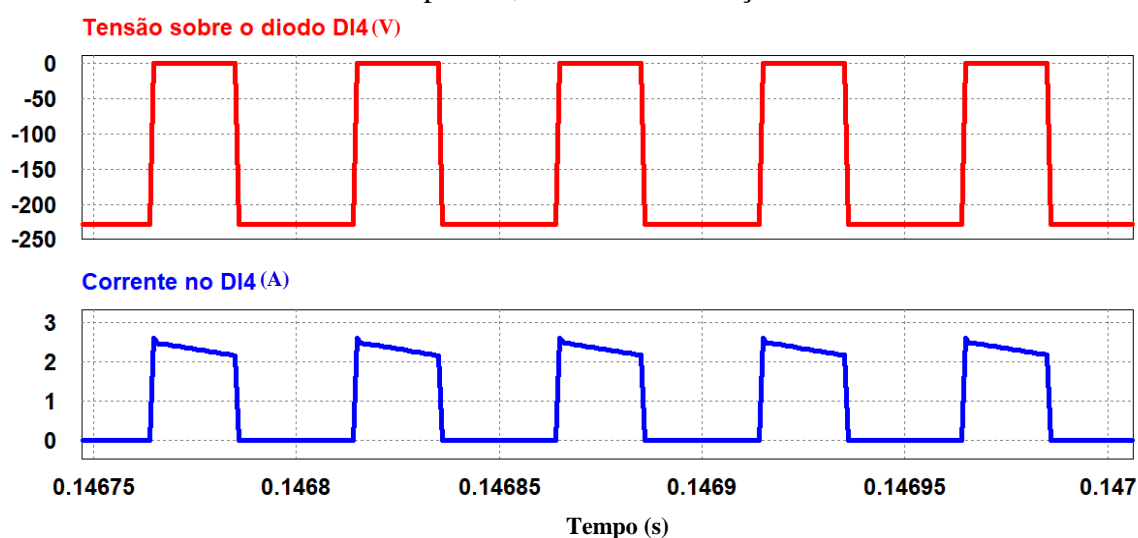
Figura 8.8 - Tensão e corrente através do enrolamento primário N_{p1} .



Fonte: Próprio autor.

As formas de onda apresentadas na Figura 8.9 mostram a tensão reversa e a corrente no diodo intrínseco DI_4 , referente à chave S_4 .

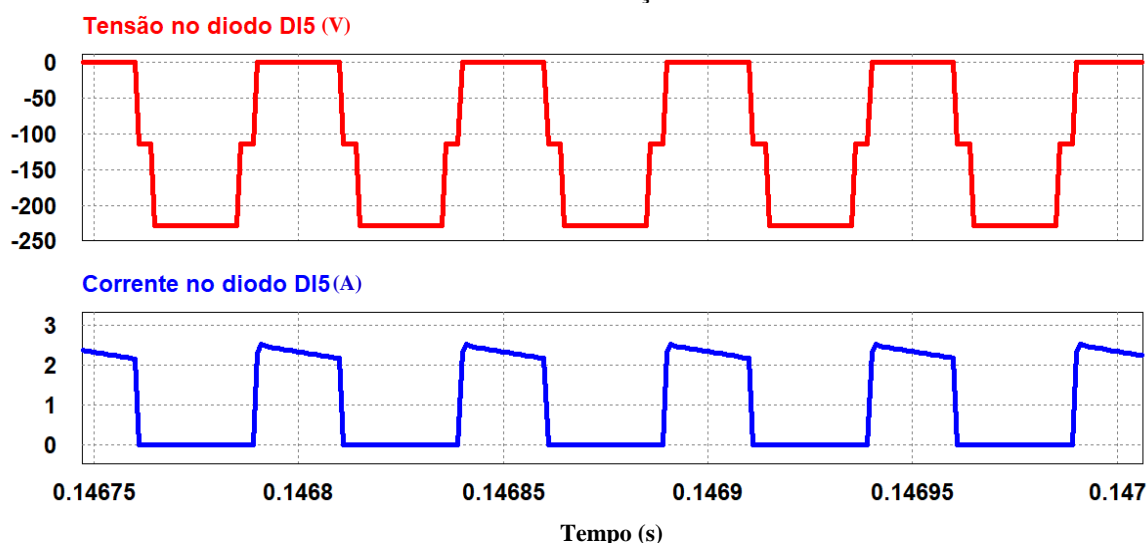
Figura 8.9 - Formas de onda da tensão reversa e da corrente no diodo intrínseco do interruptor S_4 , durante a simulação.



Fonte: Próprio autor.

Através da Figura 8.10 tem-se a tensão reversa e a corrente no diodo intrínseco DI_5 do interruptor S_5 .

Figura 8.10 - Formas de onda da tensão e da corrente no sobre o diodo intrínseco DI₅, durante a simulação.



Fonte: Próprio autor.

Através da Tabela 8.1 pode-se observar a comparação entre os valores teóricos calculados e os valores obtidos por meio das simulações computacional, com o conversor bidirecional operando no modo *boost*.

Tabela 8.1 - Dados para comparação entre os valores teóricos e simulados no modo *boost*

Parâmetro	Valor Teórico	Valor simulado
V_1	96V	94,5V
V_2	380V	384V
I_{Lb}	21,70A	21,80A
I_2	5,26A	5,32A
ΔI_{Lb}	2,17A	1,7A
I_{S1_med}	10,85A	10,12A
I_{S1_ef}	10,38A	10,47A
I_{S2_med}	10,85A	10,21A
I_{S2_ef}	10,38A	10,53A
$I_{DI3,4,5,6_med}$	2,7A	2,72A
N_{P1_pico}	20,46A	19,20A
N_{S1_pico}	10,23A	9,56A

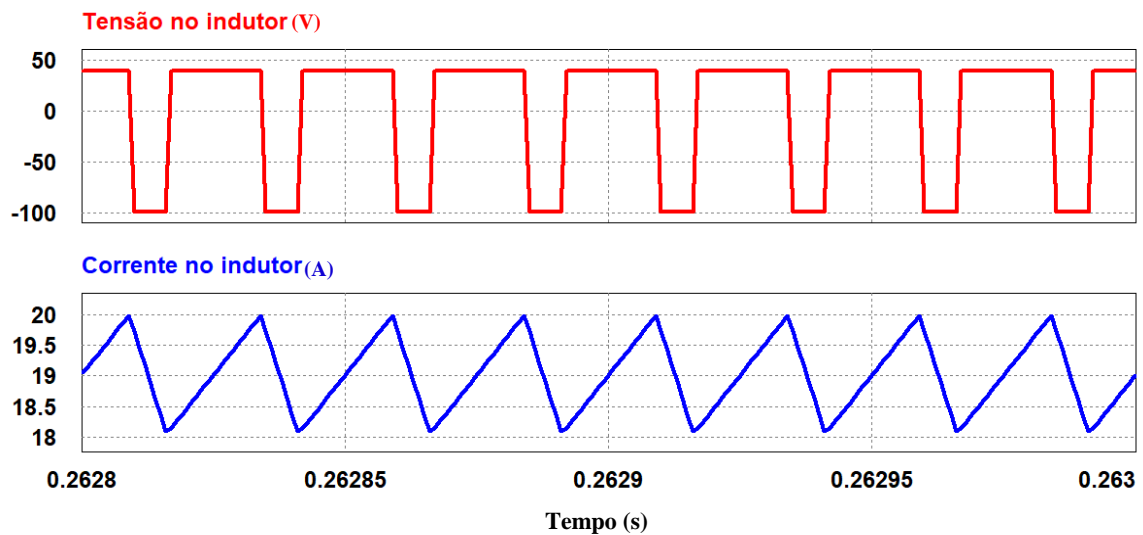
Fonte: Próprio autor

8.2 Resultados de simulação com o conversor operando no modo *buck*

A seguir são mostradas as principais formas de onda da tensão e da corrente com o conversor operando no modo *buck* e considerando uma razão cíclica $D=0,38$.

Na Figura 8.11 são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente no indutor L_b , onde a tensão máxima (em módulo) é a mesma tensão de entrada V_I , ou seja, a tensão das baterias, que é de 96V. Já a corrente média em L_b é a mesma corrente de entrada I_I . Observa-se que valor da corrente encontra-se positivo, caracterizando que o conversor está operando no modo *buck*, conforme convencionou-se.

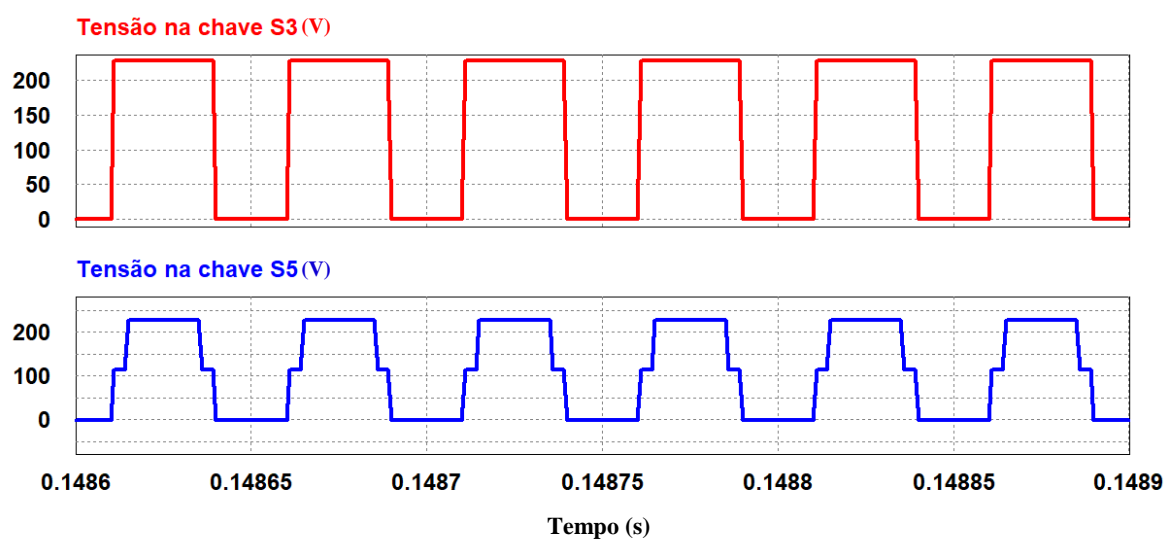
Figura 8.11 - Formas de onda da tensão e corrente no indutor com o conversor operando no modo *buck*, durante a simulação.



Fonte: Próprio autor.

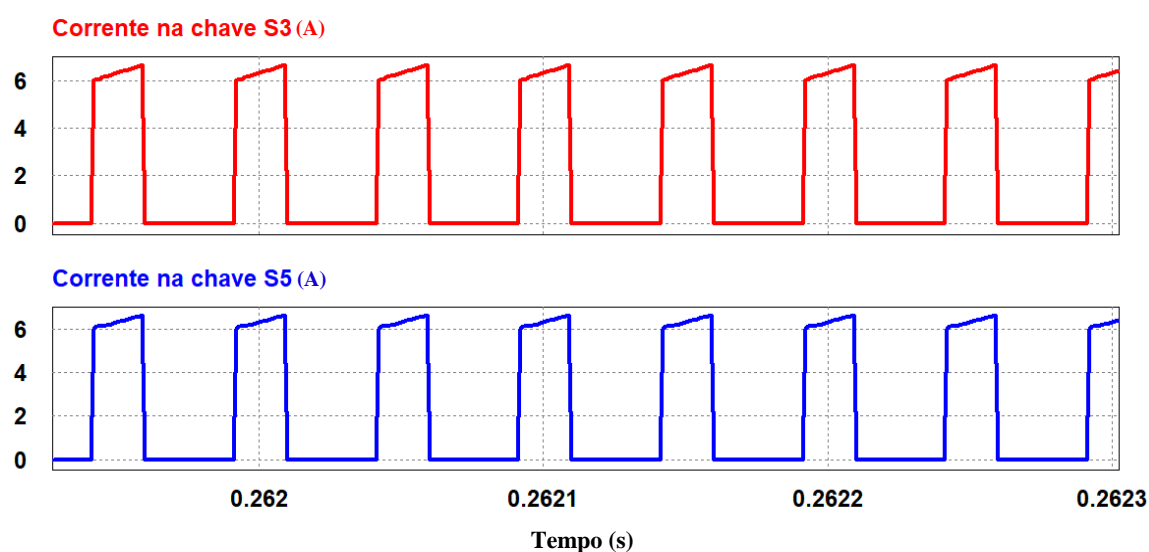
Na Figura 8.12 tem-se os resultados de simulação para as formas de onda das tensões sobre as chaves S_3 e S_5 , e através da Figura 8.13 pode observar as formas de onda das correntes através das referidas chaves.

Figura 8.12 - Formas de onda da tensão nas chaves S_3 e S_5 no modo *buck* durante a simulação.



Fonte: Próprio autor.

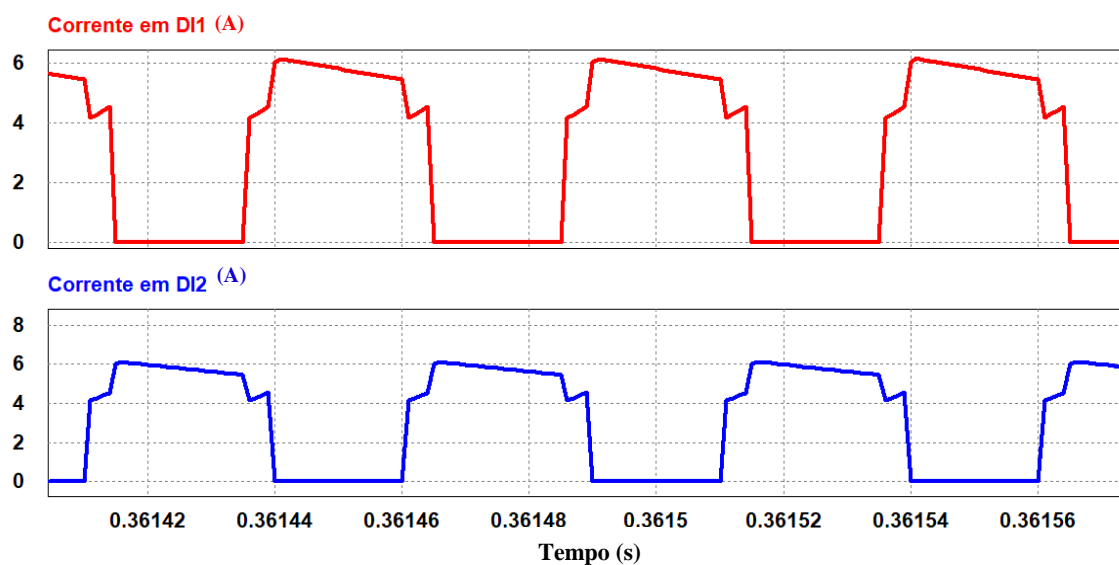
Figura 8.13 - Formas de onda das correntes através das chaves S_3 e S_5 no modo *buck* durante a simulação.



Fonte: Próprio autor.

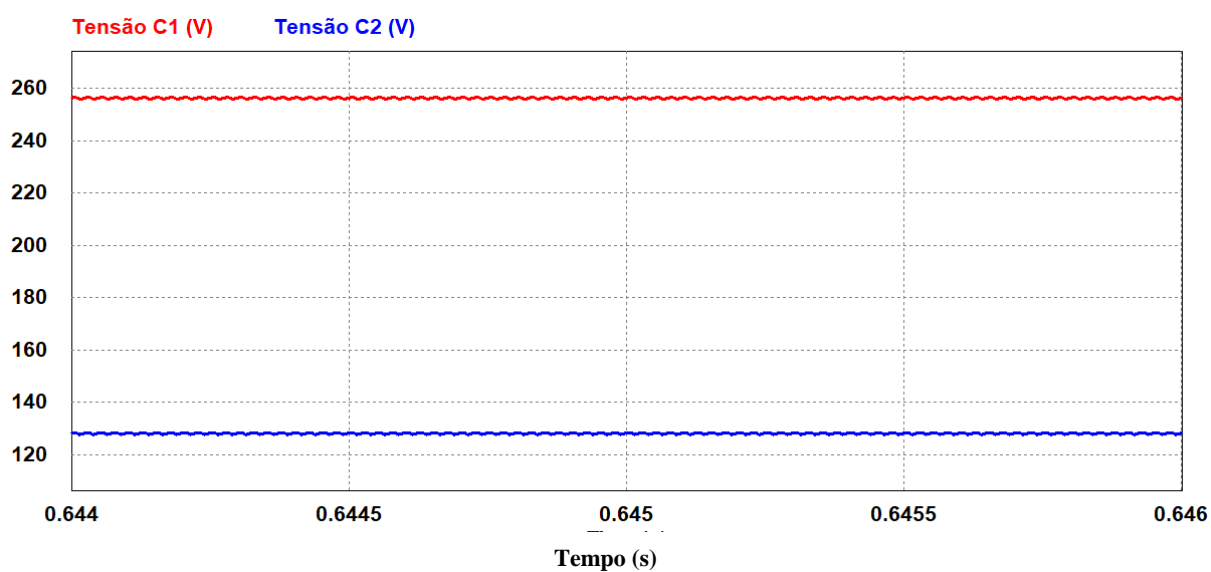
A Figura 8.14 e a Figura 8.15 mostram, respectivamente, as formas de onda, resultante da simulação com carga nominal, das correntes que circulam através dos diodos intrínsecos DI_1 e DI_2 dos interruptores S_1 e S_2 , e as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 , onde observa-se que as tensões sobre os referidos capacitores são complementares, tendo como referência a tensão do barramento cc de 380 V. Verifica-se que a tensão em C_1 é de 256 V e em C_2 é 128 V, cujo somatório é de 384 V, ficando este valor dentro do esperado pela teoria.

Figura 8.14 - Corrente sobre os diodos intrínsecos das chaves S_1 e S_2 no modo *buck* durante a simulação.



Fonte: Próprio autor.

Figura 8.15 – Tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 durante a simulação.



Fonte: Próprio autor.

Através da Tabela 8.2 pode-se observar a comparação entre os valores teóricos calculados e os valores obtidos por meio das simulações computacional, com o conversor bidirecional operando no modo *buck*.

Tabela 8.2 - Dados para comparação entre os valores teóricos e simulados no modo *buck*

Parâmetro	Valor Teórico	Valor simulado
V_1	96V	94,5V
V_2	380V	384,6V
I_{Lb}	21,70A	21,40A
I_2	5,26A	5,26A
ΔI_{Lb}	2,17A	1,67A
$I_{S3,4,5,6_med}$	2,75A	2,67A
V_{S3_max}	252,6V	256,3V
V_{S5_max}	252,6V	256,1V
$I_{DI1,2_med}$	8,10A	8,01A
V_{C1}	255,5V	256,4V
V_{C2}	129,1V	128,25V

Fonte: Próprio autor

8.3 Considerações finais

Através das simulações foi verificado o funcionamento do conversor em ambos os modos de operação, ou seja, no modo *buck* e no modo *boost*.

Além disso, verificou-se a bidirecionalidade do fluxo de energia através do conversor, demonstrando que o mesmo pode ser perfeitamente utilizado em uma nanorede cc, conforme a proposta deste trabalho.

Desta forma, com base no que foi apresentado, constatou-se que o projeto e a implementação do conversor proposto, bem como do seu circuito de controle, foram obtidos com êxito, fato este, comprovado através dos resultados das simulações apresentadas, os quais estavam de acordo com todo o estudo teórico realizado.

Para trabalhos futuros pretende-se implementar o conversor proposto através de um protótipo em laboratório e aplicar o controle digital sobre o mesmo, buscando controlar os dois modos de operação.

9 CONCLUSÃO

Neste trabalho apresentou-se, como contribuição científica, no âmbito da eletrônica de potência, a utilização de um conversor cc-cc bidirecional com alto ganho tensão para aplicação em uma nanorrede cc de um prossumidor residencial. O conversor em questão visa intermediar a conexão entre um banco de baterias de 96 Vcc e o barramento primário de 380 Vcc da nanorrede, buscando controlar o fluxo de energia do conversor por meio de técnica de controle digital, mais especificamente pelo modo de corrente média.

Nesse caso, como o trabalho está sendo implementado no Brasil, o nível de tensão escolhido foi de 380 Vcc, mas é importante frisar que essa aplicação pode ser adaptada para qualquer região do mundo, contanto que o nível de tensão retificado seja compatível com os equipamentos comercializados no mercado.

O trabalho também mostrou as vantagens e o potencial da utilização de corrente contínua em residências ou em pequenos comércios, tendo em vista a energia desperdiçada devido às inúmeras conversões externas ou internas aos equipamentos em uso.

Discutiu-se, ainda, que a falta de padronização entre os fabricantes de equipamentos eletrônicos e o número reduzido de regulamentação ou de normas que tratam sobre alimentação em corrente contínua em residências vêm limitando o crescimento desse setor.

Foi realizado um estudo bibliográfico sobre alguns conversores cc-cc bidirecionais, onde analisou-se as suas principais vantagens e desvantagens em relação à sua aplicabilidade em uma nanorrede em corrente contínua e, especialmente, em relação ao conversor aplicado neste trabalho. Verificou-se que, mesmo diante de algumas vantagens das topologias apresentadas para comparação, como eficiência, peso e volume, o conversor aplicado neste trabalho destacava-se dos demais, devido, sobretudo, pela capacidade de proporcionar o alto ganho de tensão desejado pelo projeto proposto.

Através das simulações foi verificado o funcionamento e eficácia da topologia do conversor utilizado em ambos os modos de operação, ou seja, no modo *buck* e no modo *boost*.

Além disso, verificou-se a bidirecionalidade do fluxo de energia através do conversor, demonstrando que o mesmo pode ser perfeitamente utilizado em uma nanorrede cc, conforme a proposta deste trabalho.

Desta forma, com base no que foi apresentado, constatou-se que o projeto e a implementação do conversor proposto, bem como do seu circuito de controle, foram obtidos

com êxito, fato este, comprovado através dos resultados das simulações apresentadas, os quais estavam de acordo com todo o estudo teórico realizado.

Tendo em vista que a eficácia do trabalho proposto foi comprovado apenas a nível de simulação, sugere-se como trabalho futuro a continuidade do projeto em questão, comprovando-o experimentalmente, analisando o seu funcionamento por meio da montagem física do protótipo, de forma a verificar o rendimento da topologia aplicada, assim como o volume e o peso do referido protótipo, observando as interferências relacionadas à montagem e os ruídos, por ventura existentes, em decorrência dos componentes magnéticos.

REFERÊNCIAS

- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Resolução Normativa Nº 687**, de 24 de novembro de 2015. p. 24, 2015.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Geração Distribuída - Informações Técnicas**. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/informacoes-tecnicas/>>, acesso em: 24 de mar. de 2018.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Outorgas e Registros de Geração - Unidades Consumidoras com Geração Distribuída**. Disponível em: <www.aneel.gov.br/scg/gd/vergd.asp>. Acesso em: 15 jun. 2018.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. **Resolução Normativa nº 481** de 17 de Abril de 2012, 2012
- ALVES, Diego Bruno Saraiva. **Conversor Boost de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados**. 2014. 108 f. Dissertação. Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2014.
- ANJANA S; KURUVILA, Jisha; JOHN, Neetha. A novel multidevice interleaved boost converter for fuel cell hybrid electric vehicles. **International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication**, v. 1, n. 2, p. 48, 2013.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS - ABNT, **NBR-5410**, p. 209, 2004.
- AVELINO, Wellington de Oliveira; GARCIA, Felipe Saldanha; FERREIRA, André Augusto; POMILIO, José Antenor. **Electric go-kart with battery-ultracapacitor hybrid energy storage system**. 2013, [S.l: s.n.], 2013.
- BARROZO, Francisco Eude Oliveira. **Conversor bidirecional baseado na célula de três estados para aplicação em veículos elétricos**. 2010. 119 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.
- BASCOPE, Grover Victor Torrico. **Nova Família De Conversores cc-cc Pwm Não Isolados Utilizando Células De Comutação De Três Estados**. 2001. 291 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- BASCOPE, Grover Victor Torrico; BARBI, Ivo. Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, v. 2, p. 858–863, 2000.
- BEZERRA, Luiz Daniel S. **Conversor CC-CA para aplicação em sistemas autônomos de energia elétrica**. 2009. 233 f. Dissertação, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2009.
- BOROYEVICH, Dushan; CVETKOVIC, Igor; DONG, Dong; BURGOS, Rolando; WANG, Fei; LEE, Fred. Future electronic power distribution systems a contemplative view, International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, Basov, Romênia, **IEEE Annual**, p. 1369–1380, 2010.
- BRASIL. Ministério de Minas e Energia. **Anuário estatístico de energia elétrica 2015**. Ano Base 2014. p. 292, 2015.

BRASIL, Ministério de Minas e Energia. Projeção da demanda de energia elétrica para os próximos 10 anos (2017-2026). **Nota Técnica DEA 001/17**, 2017.

COELHO, Roberto F.; SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar. Grid-connected renewable hybrid system for uninterruptible DC load maintenance. XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2011 International, 2010. **Conference Publications...** 11-15 Set. 2011, p. 155-161.

DE OLIVEIRA, Tiago R.; DONOSO-GARCIA, Pedro F. Perspectives for DC distribution adoption in Brazil. IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM), 2015. **Conference Publications...** 7-10 June 2015, p. 359–364.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, EPE. Cenário de Demanda para o PNE 2050, **Relatório Parcial 2**, 2018. Disponível em: <http://www.epe.gov.br/Estudos.pdf>. Acesso em: 10 de janeiro de 2019.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, EPE. **Plano Decenal de Expansão de Energia 2026**, 2017. Disponível em: <http://www.epe.gov.br/Estudos.pdf>. Acesso em: 10 de janeiro de 2019.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, EPE. Balanço Energético Nacional 2015, Ano base 2014, **Relatório Final**, p. 291, 2015.

FREITAS, Antônio Alisson A.; Queiroz, Fernando Viana; SOARES, Emanuel Augusto; DAHER, Sergio; ANTUNES, Fernando Luiz; FILHO, Joselito Félix. **Sistema fotovoltaico para fornecimento de energia elétrica a pequenos consumidores rurais isolados**. XIX Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica, SENDI 2010, 22-26 Nov. 2010, p. 5–8, 2010.

GARBESI, Karina; VOSSOS, Vagelis; SHEN, Hong. **Catalog of DC Appliances and Power Systems**. Direct DC Power Systems Project, U.S. Department of Energy, California, 2011.

HIROSE, Keiichi. DC Power Demonstrations in Japan. 8th International Conference on Power Electronics (ECCE), 2011 International, 2011. **Conference Publications...** 11 May - 3 June 2011, p. 1–6, 2011.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **World Energy Outlook 2017**. International energy agency Together Secure Sustainable, 2017.

KAKIGANO, H.; NOMURA, M.; ISE, T. Loss evaluation of dc distribution for residential houses compared with ac system. International Power Electronics Conference (IPEC), Sapporo, Japan, 2010 International, 2010. **Conference Publications...** 21-24 June 2010, p. 480–486.

KONDRATH, Nisha. An Overview of Bidirectional DC-DC Converter Topologies and Control Strategies for Interfacing Energy Storage Systems in Microgrids. **Journal of Electrical Engineering**, Department of Electrical & Computer Engineering, Villanova University, USA, v. 6, p. 11–17, 2018.

LAFUENTE, C. O. Modelagem Simplificada e Controle do Conversor CC-CC Boost de Alto Ganho de Tensão, XVIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2010, Bonito - MS, **Anais CBA**. p. 1561–1567.

LEI, Dong; XUEPING, Wang; ZHEN, Liu; XIAOZHONG, Liao. A new soft switching bidirectional buck or boost DC-DC converter, International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan, China. 2008 International, 2008. **Conference Publications...** 17-20 Oct. 2008, p. 1163–1167.

MARQUES, Derivan Dutra. **Conversor CC-CC bidirecional de alto ganho para aplicação em sistemas autônomos de geração de energia elétrica**. 2012. 163 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

MELO, Rodnei Regis. **Conversor cc-cc bidirecional aplicado a supercapacitores para veículos elétricos**. 2014. 159 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2014.

NFPA. NFPA 70 - **National Electrical Code (NEC)**. 2017. ed. [S.l.]: 2017, 2017.

NILSSON, D.; SANNINO, A. Efficiency analysis of low-and medium-voltage DC distribution systems, IEEE Power Engineering Society General Meeting (PES), Denver, USA. 2004 International, 2004. **Conference Publications...** 6-10 June 2004, p. 1–7, 2004.

OLIVEIRA, T. R. **Distribuição local de energia em corrente contínua: estudo, desenvolvimento e implementação de um protótipo de nanorrede c.c. dedicado aos setores residencial e comercial**, 2016. 340 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2016.

PATTERSON, B. B. T. DC, **Come Home**. n. October, 2012.

REN21. **Renewables 2015 Global Status Report**. REN21. [S.l.: s.n.], 2015.

SAKKA, Monzer Al; MIERLO, Joeri Van; GUALOUS, Hamid. DC/DC Converters for Electric Vehicles, **Electric Vehicles - Modelling and Simulations**. In Tech, 2011. Rijeka, Croatia, p. 310–332, 2011.

SAVAGE, P.; NORDHAUS, R. R.; JAMIESON, S. P. **DC Microgrids: Benefits and Barriers**. Yale school of forestry & environmental studies, v. 26, p. 51–66, 2010.

SU, Na; DEHONG, Xu; CHEN, Min; TAO, Junbing. Study of bi-directional buck-boost converter with different control methods, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Wuhan, China. 2008 International. 2008. **Conference Publications...** 3-5 Sept. 2008, p. 1-5. 2008. ISSN 1938-8756.

TORRICO-BASCOPE, Grover V; VASCONCELOS, Samuel A.; TORRICO-BASCOPE Rene P.; ANTUNES, Fernando L. M.; OLIVEIRA, Demercil Souza De; BRANCO, Carlos G. C. **A High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-State Switching Cell**, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Montreal, Canada, 2006 International. 2006. **Conference Publications...** 9-13 July 2006. p. 998–1003, 2006.

U.S. ENERGY INFORMATION AGENCY. International Energy Outlook 2013. **Outlook 2013**, p. 312, 2013. Disponível em: <<http://www.eia.gov/forecasts/ieo/pdf>>. acesso em 13 de mar. 2018

VORPÉRIAN, V. Simplified Analysis of Pwm Converters Using Model of Pwm Switch Part I: Continuous Conduction Mode. **Aerospace And Electronic Systems, IEEE Transactions on**, v. 26, n. 2, p. 490-496, 1990.

APÊNDICE A - PROJETO DO INDUTOR

1. ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR

$V1 := 96$	[V]	Tensão de Entrada
$V2 := 380$	[V]	Tensão de Saída
$Po_{nominal} := 2000$	[W]	Potência nominal do conversor
$\eta := 96\%$		Rendimento do conversor
$Po := \frac{Po_{nominal}}{\eta} = 2.083 \times 10^3$	[W]	Potência de Saída
$I1 := \frac{Po}{V1} = 21.701$	[A]	Corrente de Saída
$\Delta I := I1 \cdot 10\% = 2.17$		
$fs := 20 \cdot 10^3$	[Hz]	Frequência de Chaveamento
$a := 1$		Relação de transformação
$D := 1 - \frac{V1 \cdot (a + 2)}{2V2} = 0.621$		Razão Cíclica Nominal
$Co := 47 \cdot 10^{-6}$	[F]	Capacitância do capacitor de saída
$\Delta I_{Lb} := \Delta I$		
$Lb := \frac{1}{8} \cdot \frac{V2}{(a + 2) \cdot \Delta I_{Lb} \cdot fs} = 3.648 \times 10^{-4}$	[H]	(Valor da Indutância)
$Lo := Lb$		
$\Delta I = 2.17$	[A]	Ondulação da Corrente Pelo indutor

1.1 INDUTOR DE FILTRO

$Lr := Lo$	[H]	Valor do Indutor
$I_{rms} := I1$	[A]	Corrente eficaz
$I_{peak} := I1 + \frac{\Delta I}{2}$	[A]	Corrente de pico

$J_{max} := 450$	[A/cm ²]	Densidade de corrente
$K_w := 0.7$		Fator de utilização da janela
$B_{max} := 0.35$	[T]	Densidade de fluxo máximo
$f := 2 \cdot f_s = 4 \times 10^4$	[Hz]	Frequência de operação
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	Permeabilidade do ar
$l_e := 8$	[cm]	Comprimento médio de uma espira
$T_{ww} := 90$	[C]	Temperatura de operação

2. ESCOLHA DO FIO:

Função de Conversão do diâmetro para AWG

```

πww := 3.141592654
AWG(Diametro_fio) := | r ← 50
                    | while Diametro_fio ≥  $\frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}}$ 
                    |   r ← r - 1
                    | r

```

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$P := \frac{7.5}{\sqrt{f}}$ $P = 0.038$ Profundidade de penetração

$Diametro_máximo := 2 \cdot P$ $Diametro_máximo = 0.075$ [cm]

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor. Então:

$Diametro_otimo := 2 \cdot P \cdot 0.43 = 0.032$ [cm]

Para este diâmetro temos a AWG calculada abaixo:

$AWG(Diametro_otimo) = 27$ [AWG]

$AWG_utilizado := AWG(Diametro_otimo) = 27$ [AWG]

AWG utilizado := 27

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_p := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{utilizado}}{20}} = 0.036$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_pelicular} := \pi \cdot \left(\frac{D_p}{2}\right)^2 \quad S_{fio_pelicular} = 0.001024$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I_{rms}}{J_{max}} = 0.048 \quad [cm^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$No_fiosParalelo := \text{ceil}\left(\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}}\right) = 48$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{No_fiosParalelo} = 1.005 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

FIO ESCOLHIDO: **AWG_utilizado = 27**

No_fiosParalelo = 48

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_x := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{utilizado}}{20}} = 0.036$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio} := \pi \cdot \left(\frac{D_x}{2}\right)^2 \quad S_{fio} = 0.001024$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{x_iso} := D_x + 0.028 \cdot \sqrt{D_x} \quad D_{x_iso} = 0.041$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_iso} := \pi \cdot \left(\frac{D_{x_iso}}{2}\right)^2 = 1.348 \times 10^{-3}$$

Densidade de corrente final será:

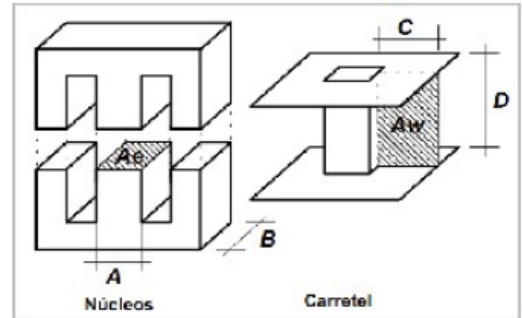
$$J_{final} := \frac{I_{rms}}{S_{fio} \cdot No_fiosParalelo} = 441.356 \quad [A/cm^2]$$

2. ESCOLHA DO NUCLEO:

$$AeAw_{\text{calculado}} := \frac{Lr \cdot \Pi_{\text{rms}} \cdot \Pi_{\text{peak}} \cdot 10^4}{Kw \cdot J_{\text{max}} \cdot B_{\text{max}}} = 16.362 \text{ [cm}^4\text{]}$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO >>> nucleo := "2-EE65/33/26"

$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \end{pmatrix} :=$	$\begin{bmatrix} 2.4 \\ 2.56 \\ 23.3 \end{bmatrix}$	if nucleo = "EE42/21/20"
	$\begin{bmatrix} (2.4) \cdot (2.56) \\ 2 \cdot 2.4 \\ 2.56 \\ 2 \cdot 23.3 \end{bmatrix}$	if nucleo = "2-EE42/21/20"
	$\begin{bmatrix} 3.54 \\ 3.756 \\ 42.5 \end{bmatrix}$	if nucleo = "EE55/28/21"
	$\begin{bmatrix} (3.54) \cdot (3.756) \\ 2 \cdot 3.54 \\ 3.756 \\ 2 \cdot 42.5 \end{bmatrix}$	if nucleo = "2-EE55/28/21"
	$\begin{bmatrix} 5.32 \\ 5.478 \\ 78.2 \end{bmatrix}$	if nucleo = "EE65/33/26"
	$\begin{bmatrix} (5.32) \cdot (5.478) \\ 2 \cdot 5.32 \\ 5.478 \\ 2 \cdot 78.2 \end{bmatrix}$	if nucleo = "2-EE65/33/26"
	$\begin{bmatrix} 6.4516 \\ 9.677 \\ 140.450 \end{bmatrix}$	if nucleo = "EE76/50/25"
	$\begin{bmatrix} (6.4516) \cdot (9.677) \\ 2 \cdot 6.4516 \\ 9.677 \\ 2 \cdot 140.450 \end{bmatrix}$	if nucleo = "2-EE76/50/25"
	$\begin{bmatrix} 3 \cdot 6.4516 \\ 9.677 \\ 3 \cdot 140.450 \end{bmatrix}$	if nucleo = "3-EE76/50/25"
	$\begin{bmatrix} (3 \cdot 6.4516) \cdot (9.677) \\ 19.355 \\ 9.677 \\ 421.35 \end{bmatrix}$	if nucleo = "EE76/50/76"



$$\left[\begin{array}{l} [(19.355) \cdot (9.677)] \\ \left[\begin{array}{l} 3.9 \\ 10.797 \\ 72.124 \end{array} \right] \\ [(3.9) \cdot (10.797)] \\ \left[\begin{array}{l} 2 \cdot 3.9 \\ 10.797 \\ 2 \cdot 72.124 \end{array} \right] \\ [(2 \cdot 3.9) \cdot (10.797)] \\ \left[\begin{array}{l} 3 \cdot 3.9 \\ 10.797 \\ 3 \cdot 72.124 \end{array} \right] \\ [(3 \cdot 3.9) \cdot (10.797)] \\ \left[\begin{array}{l} 4 \cdot 3.9 \\ 10.797 \\ 4 \cdot 72.124 \end{array} \right] \\ [(4 \cdot 3.9) \cdot (10.797)] \end{array} \right] \quad \begin{array}{l} \text{if nucleo} = \text{"EE80/38/20"} \\ \\ \text{if nucleo} = \text{"2-EE80/38/20"} \\ \\ \text{if nucleo} = \text{"3-EE80/38/20"} \\ \\ \text{if nucleo} = \text{"4-EE80/38/20"} \end{array}$$

$$A_e = 10.64 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_w = 5.478 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_e A_w = 58.286 \quad [\text{cm}^4]$$

$$V_e = 156.4 \quad [\text{cm}^3]$$

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L_r \cdot I_l \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} = 21.259 \quad [\text{espiras}]$$

$$\underline{NL} := \text{floor}(NL) = 21 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_r} = 0.162 \quad [\text{cm}]$$

3. POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.5):

$$A_{Cu_isol} := S_{fio_iso} \cdot NL \cdot N_{\text{fiosParalelo}} = 1.359 \quad [\text{cm}^2]$$

$$k_u := \frac{A_{Cu_isol}}{A_w} = 0.248 \quad \text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.5 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.5 \end{cases}$$

4. PERDAS NO NÚCLEO:

$$V_e := \frac{V_e}{1000^3} = 1.564 \times 10^{-7} \quad [\text{m}^3]$$

Perdas volumétricas para a frequência e densidade de fluxo de projeto. Dadas em catálogo do material.

$$P_{\text{vol}} := 80 \quad [\text{kW/m}^3]$$

$$P_n := V_e \cdot P_{\text{vol}} \cdot 1000 = 0.013 \quad [\text{W}]$$

Perdas nos enrolamentos:

$$\rho := 2.08 \cdot 10^{-6}$$

$$T_o := 90 \quad \text{Temperatura de operação}$$

$$P_e := \left(\frac{NL \cdot I_e \cdot \rho}{A_{\text{Cu}} \cdot NL} \cdot I_{\text{rms}}^2 \right) \cdot [1.4 + 0.004 \cdot (T - 25)] = 0.27 \quad [\text{W}]$$

Perdas totais:

$$P_t := P_n + P_e = 0.282 \quad [\text{W}]$$

Cálculo aproximado de elevação de temperatura:

$$R_{\text{th}} := 40 \quad ^\circ\text{C/W} \quad \text{Resistência térmica do indutor}$$

$$\Delta T_n := R_{\text{th}} \cdot P_t = 11.29 \quad ^\circ\text{C}$$

RESUMO DO PROJETO:

nucleo = "2-EE65/33/26"		[Nucleo utilizado]
NL = 21		[Número de espiras]
AWG_utilizado = 27	[AWG]	[Tipo de Fio]
No_fiosParalelo = 48		[Número de fios em paralelo]
$J_{\text{final}} = 441.356$	[A/cm ²]	
lg = 0.162	[cm]	[Gap]
Gap := lg · 10 = 1.616	[mm]	[Gap]
ku = 0.248		[Possibilidade de execução ku < 0.5]
Possibilidade = "OK"		
$P_t = 0.282$	[W]	[Perdas no indutor]

Calculo do Comprimento do Fio:**Dados do carretel**

$d := 43$ Corresponde a maior medida do lado A do carretel.

$d1 := 23.2$ Corresponde a menor medida do lado A do carretel.

$b := 82$ Corresponde a maior medida do lado B do carretel.

$b1 := 60.2$ Corresponde a menor medida do lado B do carretel.

$$\text{Per}_{\text{car}} := \left(\frac{d - d1}{2} + d1 + \frac{b - b1}{2} + b1 \right) \frac{2}{10} = 20.84 \quad \text{cm}$$

$l_{\text{placa}} := 20$ cm Comprimento "carretel-placa".

$NL = 21$ Número de espiras

$l_t := \left[(\text{Per}_{\text{car}} \cdot NL + l_{\text{placa}}) \cdot 110\% \right] = 503.404$ cm Comprimento por fio.

$C_{\text{fio}} := \frac{l_t}{100} = 5.034$ m Comprimento por fio.

$L_t := l_t \cdot \text{No_fiosParalelo} = 2.416 \times 10^4$ mm Comprimento total.

$\text{No_fiosParalelo} = 48$ número de fios em paralelo

$C_{\text{fioT}} := \frac{L_t}{1000} = 24.163$ m Comprimento total.

Perdas magéticas

$\Delta B := \frac{\Delta I}{I_{\text{peak}}} \cdot B_{\text{max}} = 0.033$ [T] variação de fluxo magnético

$K_H := 4 \cdot 10^{-5}$ coeficiente de perdas por histerese

$K_E := 4 \cdot 10^{-10}$ coeficiente de perdas por corrente parasitas

$P_{\text{magLb}} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_H \cdot f + K_E \cdot f^2) \cdot 156.4 = 0.1$ [W] calculo das perdas no núcleo de ferrite

$\text{Res}_{\text{Cu}} := 2.078 \cdot 10^{-6}$

$NL = 21$

$P_{\text{CuL}} := \frac{\text{Per}_{\text{car}} \cdot \text{Res}_{\text{Cu}} \cdot NL \cdot (I_{\text{rms}})^2}{\text{No_fiosParalelo} \cdot S_{\text{fio_pelicular}}} = 8.71$ [W]

$$\text{Perdas_Totais} := P_{\text{magLb}} + P_{\text{CuL}} = 8.81$$

Resistencia térmica

$$R_{\text{TH}} := 23 \cdot (156.4)^{-0.37} = 3.547$$

°C/W

Resistencia térmica do núcleo

$$\Delta T := \text{Perdas_Totais} \cdot R_{\text{TH}} = 31.25$$

°C

APÊNDICE B - PROJETO DO AUTOTRANSFORMADOR

1 - Especificações do Conversor

$V1 := 96$	[V]	Tensão de Entrada
$V2 := 380$	[V]	Tensão de Saída
$P2 := 2 \cdot 10^3$	[W]	Potência nominal do conversor
$Tol_Vin_bst := 15\%$		Faixa de operação da tensão da bateria
$V1_{min} := V1 \cdot (1 - Tol_Vin_bst) = 81.6$	[V]	Tensão mínima de operação da bateria
$V1_{max} := V1 \cdot (1 + Tol_Vin_bst) = 110.4$	[V]	Tensão máxima de operação da bateria

Considerações do projeto:

$\eta := 96\%$		Rendimento do conversor
$Fs := 20 \cdot 10^3$	[Hz]	Frequencia de Chaveamento
$a := 1$		Relação de transformação
$Ts := \frac{1}{Fs} = 5 \times 10^{-5}$	[s]	Período de Chaveamento
$P1 := \frac{P2}{\eta} = 2.083 \times 10^3$	[W]	Potencia de entrada
$I1 := \frac{P1}{V1} = 21.701$		
$I1_{max} := \frac{P1}{V1_{min}} = 25.531$	[A]	Corrente média de entrada do conversor considerando a tensão mínima da bateria.
$I1_{min} := \frac{P1}{V1_{max}} = 18.871$	[A]	Corrente média de entrada do conversor considerando a tensão máxima da bateria.
$\Delta I1b := 10\% \cdot I1 = 2.17$	[A]	Variação da corrente de entrada

Corrente de Saída

$I2 := \frac{P2}{V2} = 5.263$	[A]	Corrente de saída
-------------------------------	-----	-------------------

Razão Cíclica Nominal

$$D_{\text{nom}} := \frac{2 \cdot V_2 - V_1 \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = 0.621$$

Razão Cíclica máxima

$$D_{\text{max}} := \frac{2 \cdot V_2 - V_{1\text{min}} \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = 0.678$$

2 - Parâmetros do Transformador:

$$P_{\text{in}} := P_1$$

$$P_{\text{in}} = 2.083 \times 10^3$$

$$P_{\text{out}} := P_2$$

$$P_{\text{out}} = 2 \times 10^3$$

Considerando que a corrente de magnetização do transformador é desprezível em relação à corrente de carga, visando a simplificação, assim é realizado o projeto do magnético, como segue:

$$k_t := 1.41$$

Fator de topologias

$$k_u := 0.4$$

Fator de Utilização da Janela (0.40 para todas as topologias)

$$k_p := 0.25$$

Fator da Area do Primario

$$J_{\text{fio}} := 450 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Densidade de corrente (usualmente 420 A/cm²)

$$\Delta B := 0.3 \quad [\text{T}]$$

Varição da densidade do fluxo magnético ($2 \times B_{\text{saturacao}}$)

$$n := a$$

Relação de transformação Trafo Isolador

$$n = 1$$

$$a_1 := 1$$

Relação de transformação do Autotransformador

$$I_{\text{RMS_P}} := \frac{I_1}{2 \cdot (a + 2)} \cdot \sqrt{4 \cdot a - 2 \cdot D \cdot a^2 + 3 \cdot a^2 + 4} = 11.298$$

[A] Corrente Eficaz no Enrolamento Primário

$$I_{\text{RMS_S}} := \frac{I_1}{a + 2} \cdot \sqrt{(1 - D)} = 4.453$$

[A] Corrente Eficaz no Enrolamento Secundário

$$I_{\text{RMS_primario}} := I_{\text{RMS_P}} \quad I_{\text{RMS_primario}} = 11.298$$

[A] Corrente Eficaz Np1

$$I_{\text{RMS_secundario}} := I_{\text{RMS_P}} \quad I_{\text{RMS_secundario}} = 11.298 \quad [\text{A}] \quad \text{Corrente Eficaz Np2}$$

$$I_{\text{RMS_terciário}} := I_{\text{RMS_S}} \quad I_{\text{RMS_terciário}} = 4.453 \quad [\text{A}] \quad \text{Corrente Eficaz Ns3}$$

$$I_{\text{RMS_quaternário}} := I_{\text{RMS_S}} \quad I_{\text{RMS_quaternário}} = 4.453 \quad [\text{A}] \quad \text{Corrente Eficaz Ns4}$$

Escolha do núcleo é definido pelo AeAw, mostrada na equação abaixo.

$$P_{\text{Tr}} := \frac{P_{\text{in}}}{2} \cdot \frac{2 \cdot a + 1}{2 + a} = 1.042 \times 10^3 \quad [\text{W}] \quad \text{Potência Processada}$$

$$AeAw := \frac{P_o \cdot (2 + n) \cdot 10^4}{16 \cdot k_p \cdot k_u \cdot J_{\text{fio}} \cdot \Delta B \cdot F_s} = 13.889 \quad \text{Fórmula Calculada para o conversor!}$$

$$AeAw = 13.889 \quad [\text{cm}^4]$$

$$AeAw2 := \frac{P_{\text{Tr}}}{2 \cdot F_s \cdot k_u \cdot k_p \cdot k_t \cdot J_{\text{fio}} \cdot \Delta B} \cdot 10^4 = 13.681$$

$$AeAw3 := \frac{P1}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{\text{fio}} \cdot \Delta B \cdot 2F_s} \cdot 10^4 = 27.362$$

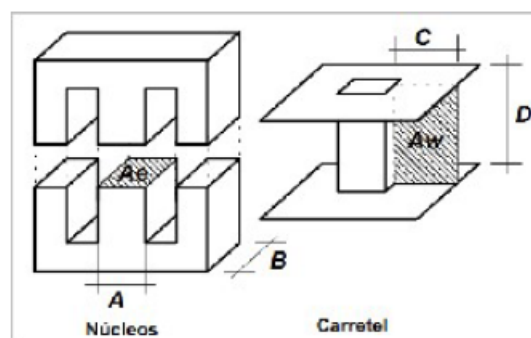
$$AeAw2 = 13.681$$

$$Ae = 10.64 \quad [\text{cm}^2]$$

$$Aw = 5.478 \quad [\text{cm}^2]$$

$$AeAw = 13.889 \quad [\text{cm}^4]$$

$$Ve = 1.564 \times 10^{-7} [\text{cm}^3]$$



Numero de espiras enrolamentos

Número mínimo de espiras do primário (para cada enrolamento).

$$\text{Num_espiras_min} := \frac{V2 \cdot 10^4}{8 \cdot Ae \cdot \Delta B \cdot F_s} \quad \text{Ne_pri} := \frac{V2 \cdot 10^4}{(2 + a) \cdot 2Ae \cdot \Delta B \cdot F_s}$$

$$\text{Num_espiras_min} = 7.44$$

$$\text{Ne_pri} = 9.921$$

$$\text{Num_espiras_adotado_pri} := \text{ceil}(\text{Num_espiras_min})$$

Num_espiras_adotado_pri = 8

Num_espiras_adotado_pri := 7

<<< Redefine o número de espiras

Num_espiras_sec := Num_espiras_adotado_pri

Num_espiras_sec = 7

Num_espiras_adotado_sec := round(Num_espiras_sec)

Num_espiras_adotado_sec = 7

Num_espiras_ter := Num_espiras_adotado_pri

Num_espiras_ter = 7

Num_espiras_qua := Num_espiras_adotado_pri

Num_espiras_qua = 7

Condutores enrolamentos

Conversão do diâmetro para AWG

$\pi := 3.141592654$

```
AWG(Diametro_fio) :=
  r ← 50
  while Diametro_fio ≥  $\frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}}$ 
    r ← r - 1
  r
```

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$P := \frac{7.5}{\sqrt{F_s}}$

P = 0.053

Profundidade de penetração

Diametro_máximo := 2 · P

Diametro_máximo = 0.106

[cm]

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor. Logo o seu valor será:

Diametro_otimo := 2 · P · 0.37

Diametro_otimo = 0.039 [cm]

Enrolamento Primário

AWG(Diametro_otimo) = 26 [AWG]

AWG_utilizado_pri := AWG(Diametro_otimo)

AWG_utilizado_pri = 26 [AWG]

AWG_utilizado_pri := 26 <<<< REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO NO PRIMÁRIO

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_p := \frac{2.54 \cdot 10^{-20} - \text{AWG_utilizado_pri}}{\pi} \quad D_p = 0.041 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_p}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio_pelicular}} = 0.00129 \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{RMS_primario}}}{J_{\text{fio}}} \quad A_{\text{Cu}} = 0.025 \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\text{No_fiosParalelo_pri} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio_pelicular}}} \right) \quad \text{No_fiosParalelo_pri} = 20$$

$$A_{\text{pCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{\text{No_fiosParalelo_pri}} \quad A_{\text{pCu}} = 1.255 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final

$$J_{\text{fio_pri_final}} := \frac{I_{\text{RMS_primario}}}{\text{No_fiosParalelo_pri} \cdot S_{\text{fio_pelicular}}}$$

$$J_{\text{fio_pri_final}} = 438.053 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{\text{x_iso}} := D_p + 0.028 \cdot \sqrt{D_p} \quad D_{\text{x_iso}} = 0.046$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso_pri}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{\text{x_iso}}}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio_iso_pri}} = 1.673 \times 10^{-3}$$

Enrolamento Secundário

$$\text{AWG_utilizado_sec} := \text{AWG}(\text{Diâmetro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado_sec} = 26 \quad [\text{AWG}]$$

AWG_utilizado_sec := 26 <<<< REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO NO SECUNDÁRIO

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_p := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado_sec}}{20}} \quad D_p = 0.041$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_p}{2}\right)^2 \quad S_{\text{fio_pelicular}} = 0.00129$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I_{\text{RMS_secundario}}}{J_{\text{fio}}} \quad A_{Cu} = 0.025 \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\text{No_fiosParalelo_sec} := \text{ceil}\left(\frac{A_{Cu}}{S_{\text{fio_pelicular}}}\right) \quad \text{No_fiosParalelo_sec} = 20$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{\text{No_fiosParalelo_sec}} \quad A_{pCu} = 1.255 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final

$$J_{\text{fio_sec_final}} := \frac{I_{\text{RMS_secundario}}}{\text{No_fiosParalelo_sec} \cdot S_{\text{fio_pelicular}}}$$

$$J_{\text{fio_sec_final}} = 438.053 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{x_iso} := D_p + 0.028 \cdot \sqrt{D_p} \quad D_{x_iso} = 0.046$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso_sec}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{x_iso}}{2}\right)^2 \quad S_{\text{fio_iso_sec}} = 1.673 \times 10^{-3}$$

Enrolamento Terciário

$$\text{AWG_utilizado_ter} := \text{AWG}(\text{Diâmetro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado_ter} = 26 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado_ter} := 26 \quad \lll\lll \text{ REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO NO TERCIÁRIO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_p := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado_sec}}{20}} \quad D_p = 0.041$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_p}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio_pelicular}} = 0.00129$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{RMS_terciário}}}{J_{\text{fio}}} \quad A_{\text{Cu}} = 9.896 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\text{No_fiosParalelo_ter} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio_pelicular}}} \right) \quad \text{No_fiosParalelo_ter} = 8$$

$$A_{\text{pCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{\text{No_fiosParalelo_ter}} \quad A_{\text{pCu}} = 1.237 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final

$$J_{\text{fio_ter_final}} := \frac{I_{\text{RMS_terciário}}}{\text{No_fiosParalelo_ter} \cdot S_{\text{fio_pelicular}}}$$

$$J_{\text{fio_ter_final}} = 431.627 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{\text{x_iso}} := D_p + 0.028 \cdot \sqrt{D_p} \quad D_{\text{x_iso}} = 0.046$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso_ter}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{\text{x_iso}}}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio_iso_ter}} = 1.673 \times 10^{-3}$$

Enrolamento Quaternário

$$\text{AWG_utilizado_qua} := \text{AWG}(\text{Diâmetro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado_qua} = 26 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado_qua} := 26 \quad \llll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO NO QUATERNÁRIO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_p := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{utilizado_qua}}{20}} \quad D_p = 0.041$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_pelicular} := \pi \cdot \left(\frac{D_p}{2}\right)^2 \quad S_{fio_pelicular} = 0.00129$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I_{RMS_quaternário}}{J_{fio}} \quad A_{Cu} = 9.896 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$No_fiosParalelo_qua := \text{ceil}\left(\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}}\right) \quad No_fiosParalelo_qua = 8$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{No_fiosParalelo_qua} \quad A_{pCu} = 1.237 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

Densidade de corrente final

$$J_{fio_qua_final} := \frac{I_{RMS_quaternário}}{No_fiosParalelo_ter \cdot S_{fio_pelicular}}$$

$$J_{fio_qua_final} = 431.627 \quad [A/cm^2]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{x_iso} := D_p + 0.028 \cdot \sqrt{D_p} \quad D_{x_iso} = 0.046$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_iso_qua} := \pi \cdot \left(\frac{D_{x_iso}}{2}\right)^2 \quad S_{fio_iso_qua} = 1.673 \times 10^{-3}$$

Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol_pri} := S_{fio_iso_pri} \cdot Num_espiras_adotado_pri \cdot No_fiosParalelo_pri$$

$$A_{Cu_isol_pri} = 0.234 \quad [cm^2]$$

$$A_{Cu_isol_sec} := S_{fio_iso_sec} \cdot Num_espiras_adotado_sec \cdot No_fiosParalelo_sec$$

$$A_{Cu_isol_sec} = 0.234 \quad [cm^2]$$

$$A_{Cu_isol_ter} := S_{fio_iso_ter} \cdot Num_espiras_ter \cdot No_fiosParalelo_ter$$

$$A_{Cu_isol_ter} = 0.094 \quad [cm^2]$$

$$A_{Cu_isol_qua} := S_{fio_iso_sec} \cdot Num_espiras_qua \cdot No_fiosParalelo_qua$$

$$A_{Cu_isol_qua} = 0.094 \quad [cm^2]$$

$$k_{u_pri} := \frac{4 \cdot A_{Cu_isol_pri}}{A_w}$$

$$k_{u_pri} = 0.171$$

$$k_{u_{ww}} := \frac{A_{Cu_isol_pri} + A_{Cu_isol_sec} + A_{Cu_isol_ter} + A_{Cu_isol_qua}}{A_w}$$

$$Possibilidade := \begin{cases} "OK" & \text{if } k_u < 0.4 \\ "Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!" & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

Resumo do Transformador:

nucleo = "2-EE65/33/26" [Nucleo utilizado]

Primário Np1

Num_espiras_adotado_pri = 7 [Número de espiras]

AWG_utilizado_pri = 26 [AWG] [Tipo de Fio]

No_fiosParalelo_pri = 20 [Número de fios em paralelo]

J_fio_pri_final = 438.053 [A/cm²]

Secudário Np2

Num_espiras_adotado_sec = 7 [Número de espiras]

AWG_utilizado_sec = 26 [AWG] [Tipo de Fio]

No_fiosParalelo_sec = 20 [Número de fios em paralelo]

J_fio_sec_final = 438.053 [A/cm²]

Terciário Ns3

Num_espiras_ter = 7 [Número de espiras]

AWG_utilizado_ter = 26 [AWG] [Tipo de Fio]

No_fiosParalelo_ter = 8 [Número de fios em paralelo]

$$J_{\text{fio_ter_final}} = 431.627 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Quarterário Ns4:

$$\text{Num_espiras_qua} = 7 \quad [\text{Número de espiras}]$$

$$\text{AWG_utilizado_qua} = 26 \text{ [AWG]} \quad [\text{Tipo de Fio}]$$

$$\text{No_fiosParalelo_qua} = 8 \quad [\text{Número de fios em paralelo}]$$

$$J_{\text{fio_qua_final}} = 431.627 \quad [\text{A/cm}^2]$$

$$k_u = 0.12 \quad [\text{Possibilidade de execução } k_u < 0.4]$$

Possibilidade = "OK"

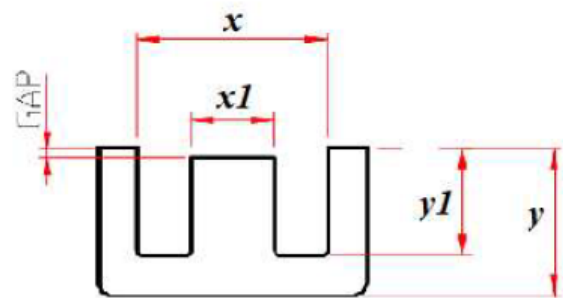
Dimensões do Carretel:

$$x := 45$$

$$x1 := 25$$

$$y := 80$$

$$y1 := 58$$



O comprimento médio aproximado de cada fio é dado por:

$$\text{Per}_{\text{car}} := \left(\frac{x - x1}{2} + x1 + \frac{y - y1}{2} + y1 \right) \cdot 2 = 208 \quad \text{mm} \quad \text{Comprimento "nucleo" carretel.}$$

$$l_{\text{placa}} := 250 \quad \text{mm} \quad \text{Comprimento "carretel-placa".}$$

$$l_{\text{w}} := (\text{Per}_{\text{car}} \cdot \text{Num_espiras_adotado_pri} + l_{\text{placa}}) \cdot \left(110\% \cdot \frac{1}{1000} \right) = 1.877 \text{ m} \quad \text{Comprimento por fio.}$$

$$l_{\text{w}} := l_{\text{t}} \cdot \text{No_fiosParalelo_pri} = 37.532 \quad \text{metros} \quad \text{Comprimento total.}$$

$$\text{Num_espiras_adotado_pri} = 7$$

$$\text{No_fiosParalelo_pri} = 20$$

O comprimento médio aproximado de cada fio (secundário) é dado por:

$$\text{Per}_{\text{car}} := \left(\frac{x - x1}{2} + x1 + \frac{y - y1}{2} + y1 \right) \cdot 2 = 208 \quad \text{mm} \quad \text{Comprimento "nucleo" carretel.}$$

$$l_{\text{placa}} := 250 \quad \text{mm} \quad \text{Comprimento "carretel-placa".}$$

$$l_{\text{w}} := (\text{Per}_{\text{car}} \cdot \text{Num_espiras_adotado_sec} + l_{\text{placa}}) \cdot \left(110\% \cdot \frac{1}{1000} \right) = 1.877 \text{ m} \quad \text{Comprimento por fio.}$$

$$L_{\text{ter}} := l_t \cdot \text{No_fiosParalelo_sec} = 37.532 \quad \text{metros} \quad \text{Comprimento total.}$$

$$\text{Num_espiras_sec} = 7$$

$$\text{No_fiosParalelo_sec} = 20$$

O comprimento médio aproximado de cada fio (terciário) é dado por:

$$\text{Per}_{\text{car}} := \left(\frac{x - x1}{2} + x1 + \frac{y - y1}{2} + y1 \right) \cdot 2 = 208 \quad \text{mm} \quad \text{Comprimento "nucleo" carretel.}$$

$$l_{\text{placa}} := 250 \quad \text{mm} \quad \text{Comprimento "carretel-placa".}$$

$$l_{\text{ter}} := (\text{Per}_{\text{car}} \cdot \text{Num_espiras_ter} + l_{\text{placa}}) \cdot \left(110\% \cdot \frac{1}{1000} \right) = 1.877 \quad \text{m} \quad \text{Comprimento por fio.}$$

$$L_{\text{ter}} := l_t \cdot \text{No_fiosParalelo_ter} = 15.013 \quad \text{metros} \quad \text{Comprimento total.}$$

$$\text{Num_espiras_ter} = 7$$

$$\text{No_fiosParalelo_ter} = 8$$

O comprimento médio aproximado de cada fio (quaternário) é dado por:

$$\text{Per}_{\text{car}} := \left(\frac{x - x1}{2} + x1 + \frac{y - y1}{2} + y1 \right) \cdot 2 = 208 \quad \text{mm} \quad \text{Comprimento "nucleo" carretel.}$$

$$l_{\text{placa}} := 250 \quad \text{mm} \quad \text{Comprimento "carretel-placa".}$$

$$l_{\text{qua}} := (\text{Per}_{\text{car}} \cdot \text{Num_espiras_qua} + l_{\text{placa}}) \cdot 110\% \cdot \frac{1}{1000} = 1.877 \quad \text{m} \quad \text{Comprimento por fio.}$$

$$L_{\text{qua}} := l_t \cdot \text{No_fiosParalelo_qua} \cdot \frac{1}{100} = 0.15 \quad \text{metros} \quad \text{Comprimento total.}$$

$$\text{Num_espiras_qua} = 7$$

$$\text{No_fiosParalelo_qua} = 8$$

PERDAS

$$\Delta B = 0.3$$

$$K_{\text{EL}} := 4 \cdot 10^{-5}$$

$$K_{\text{EV}} := 4 \cdot 10^{-10}$$

$$P_{\text{mag_Tr}} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_H \cdot F_s + K_E \cdot F_s^2) \cdot V_e = 8.348 \times 10 \text{ [W]}$$

$$\text{Per}_{\text{car}} := \left(\frac{x - x1}{2} + x1 + \frac{y - y1}{2} + y1 \right) \cdot 2 = 208$$

$$\text{Sfio_pelicular_mm} := \text{Sfio_pelicular} \cdot 100 = 0.129$$

$$\text{Sfio_iso_qua_mm} := \text{Sfio_iso_qua} \cdot 100 = 0.167$$

$$l_t := \frac{\text{Per}_{\text{car}}}{10} = 20.8$$

$$\rho := 2.078 \cdot 10^{-6}$$

$$P_{\text{secundario}} := \frac{2 \left(I_{\text{RMS_secundario}}^2 \cdot \text{Num_espiras_adotado_pri} \right)}{(2 \cdot \text{No_fiosParalelo_pri} + 2 \text{No_fiosParalelo_ter}) \cdot \text{Sfio_pelicular}}$$

$$P_{\text{terciario}} := \frac{2 \left(I_{\text{RMS_terciario}}^2 \cdot \text{No_fiosParalelo_ter} \right)}{(2 \cdot \text{No_fiosParalelo_pri} + 2 \text{No_fiosParalelo_ter}) \cdot \text{Sfio_pelicular}}$$

$$P_{\text{Cu_L_Tr}} := l_t \cdot \rho \cdot (P_{\text{secundario}} + P_{\text{terciario}})$$

$$P_T := P_{\text{mag_Tr}} + P_{\text{Cu_L_Tr}} = 1.259 \quad \text{[W]}$$

$$\text{RTH} := 23 \cdot (V_e)^{-0.37} = 7.583 \times 10^3 \quad \text{°CW} \quad \text{Resistencia térmica do núcleo}$$

$$\Delta T := P_T \cdot \text{RTH} = 9.551 \times 10^3 \quad \text{°C}$$