



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ

CENTRO DE TECNOLOGIA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO PARA
APLICAÇÃO EM SISTEMAS AUTÔNOMOS DE GERAÇÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

DERIVAN DUTRA MARQUES

FORTALEZA

2012

Página em branco.

DERIVAN DUTRA MARQUES

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO PARA
APLICAÇÃO EM SISTEMAS AUTÔNOMOS DE GERAÇÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes

Co-orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé

FORTALEZA

2012

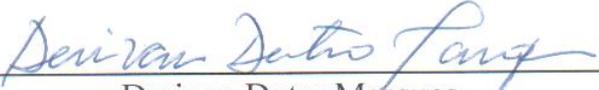
Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Ciências e Tecnologia

-
- M315c Marques, Derivan Dutra.
Conversor CC-CC bidirecional de alto ganho para aplicação em sistemas autônomos de geração de energia elétrica / Derivan Dutra Marques – 2012.
132 f. : il., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2012.
Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Automação .
Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.
Coorientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.
1. Geração descentralizada. 2. Banco de baterias. 3. Eletrônica de potência. I. Título.

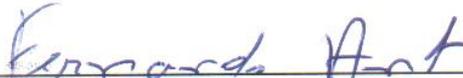
Derivan Dutra Marques

Conversor Bidirecional CC-CC de Alto Ganho para Aplicação em Sistemas Autônomos de Geração de Energia Elétrica

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Automação, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.


Derivan Dutra Marques

Orientador:


Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, Dr.

Co-Orientador:


Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.

Banca Examinadora:


Prof. Gustavo Alves de Lima Henn, Dr.


Prof. Paulo Peixoto Praça, Dr.

Fortaleza, 03 de agosto de 2012

Página em branco.

*Penso noventa e nove vezes e nada descubro;
deixo de pensar, mergulho em profundo silêncio
e eis que a verdade se me revela.*

(Albert Einstein)

Aos meus queridos pais, Bena e Brás.

Para Julia Thun.

AGRADECIMENTOS

Agradecer aos órgãos governamentais FUNCAP e CAPES por contribuir como o apoio financeiro para bolsas de pesquisa, ao GPEC por disponibilizar equipamentos e materiais necessários ao projeto.

Aos meus orientadores Fernando Antunes e René Bascopé pela credibilidade e confiança neste trabalho. Um agradecimento especial ao meu grande amigo João Neto pelos meses de trabalho em conjunto e pelas importantes discussões a respeito do projeto e aos bolsistas Ítalo e Paulo, que tiveram participação para conclusão deste projeto. 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 pós-graduação, aos amigos da “salinha”, aos meus amigos de Fortaleza. Todos aqueles que estiveram presentes nas discussões a respeito deste trabalho.

Não posso esquecer em citar minha família, meus pais, Bena e Brás, minha irmã, Alzira, aos meus amigos de graduação Leandro e Aramis, aos grandes incentivadores prof. Alaan Ubaiara e prof. Alan Cunha, que apesar da distância sempre me motivaram na conclusão desta etapa profissional e acadêmica em minha vida.

Realmente à todos um muito obrigado.

Página em branco.

Marques, D. D. “CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS AUTÔNOMOS DE GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2012, 132 f.

A geração de energia elétrica que combina o desenvolvimento humano com menos impactos ambientais e menos poluição é um item fundamental no início deste século. Assim, a principal motivação da caminhada atual é o desenvolvimento de novas topologias de sistemas descentralizados de fornecimento de energia. O objetivo é desenvolver um conversor bidirecional com alto ganho tensão, que é projetado para operar em dois modos: *boost* e *buck*. A topologia apresentada permite a transferência bidirecional de energia, o que em algumas situações, é transferida para o barramento CC, ou para um banco de baterias. O conversor é projetado para um potência de 2 kW. É apresentado o desenvolvimento teórico e experimental do projeto para os dois modos de operação. A fim de validar a proposta, são apresentados resultados experimentais, para uma potência de 1 kW. Os resultados foram satisfatórios e seu rendimento global de 93%. O protótipo foi testado em condições diferentes que podem ser encontradas no dia-a-dia.

Palavras-Chave: Geração Descentralizada, Energia Elétrica, Banco de Baterias, Eletrônica de Potência.

Página em branco.

Marques, D. D. “A REVERSIBLE HIGH GAIN DC-DC BUCK-BOOST CONVERTER FOR APPLICATION IN MICRO-GRID WITH DC AND AC BUSES”, Federal University of Ceara – UFC, 2012, 132 f.

The achievement of energy generation which combines human development with less environment pollution impact is a key item in the premises of this century. Thus the main motivation of the present work is the development of new topologies for decentralized supply systems. The objective is to develop a bidirectional converter with high voltage gain, which is designed to operate in two modes: step-up (boost) and step down (buck). The presented topology enables to bidirectional energy transfer, which in some situations it is returned to the load DC bus, formed by a bank of batteries. The converter is designed for 2 kW linear load power. It is presented theoretical development and experimental designs for the two operation modes. In order to validate the proposal, it is presented experimental results, from 1 kW laboratory prototype are presented as well and 93% overall efficiency. The prototype was tested in different conditions that may be found daily.

Keywords: Decentralized Systems, Grid-connection, PV Systems, Power Electronics, High Voltage Gain.

Página em branco.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	xix
LISTA DE TABELAS	xxiii
LISTA DE SIGLAS	xxiv
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	xxix
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1	6
1. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA, MOTIVAÇÕES E ESPECIFICAÇÕES.....	6
1.1. Introdução	6
1.2. Acumuladores de energia	7
1.2.1. Acumulador de energia a bancos de baterias	7
1.2.1.1. Principais tipos de baterias recarregáveis	8
1.2.2. Acumulador de energia a células de combustível	11
1.3. Conversores bidirecionais.....	13
1.3.1. Conversor bidirecional com carregamento regenerativo	13
1.3.2. Conversor bidirecional buck ou boost com comutação suave	14
1.3.3. Conversor boost com indutor acoplado	14
1.3.4. Conversor buck-boost bidirecional isolado.....	15
1.3.5. Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados	16
1.3.6. Conversor bidirecional boost com alto ganho	17
1.4. Conversor proposto	18
1.5. Considerações finais.....	19
CAPÍTULO 2	21
2. ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO DE TENSÃO– MODO <i>BOOST</i>	21
2.1. Introdução	21
2.2. Análise qualitativa no modo <i>boost</i>	21
2.1.1. Descrição das etapas de operação.....	22
2.1.2. Principais formas de onda	25
2.2. Análise quantitativa no modo <i>boost</i>	26
2.2.1. Determinação do ganho estático no modo boost (G_{V2})	27
2.2.2. Esforços de tensão e corrente no indutor L_b	29

2.2.3.	Esforços de tensão e corrente no transformador Tr	31
2.2.4.	Esforços de tensão e corrente nos interruptores S1 e S2.....	32
2.2.5.	Esforços de tensão e corrente nos diodos DI3 e DI4	33
2.2.6.	Esforços de tensão e corrente nos diodos DI5 e DI6	33
2.2.7.	Esforços de tensão e corrente no capacitor C1	34
2.2.8.	Esforços de tensão e corrente nos capacitores C2 e C3	35
2.2.9.	Potência processada pelo transformador Tr	35
2.3.	Considerações finais	36
CAPÍTULO 3		37
3.	ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO DE TENSÃO – MODO <i>BUCK</i>	37
3.1.	Introdução	37
3.2.	Análise qualitativa no modo <i>buck</i>	37
3.2.1.	Descrição das etapas de operação.....	37
3.2.2.	Principais formas de onda	41
3.3.	Análise quantitativa no modo <i>buck</i>	43
3.3.1.	Ganho estático no modo buck (G_{V1}).....	43
3.3.2.	Esforços de tensão e corrente no indutor Lb	45
3.3.3.	Esforços de tensão e corrente no transformador Tr	47
3.3.4.	Esforços de tensão e corrente nos interruptores S3 e S4.....	48
3.3.5.	Esforços de tensão e corrente nos interruptores S5 e S6.....	48
3.3.6.	Esforços de tensão e corrente dos diodos de S1 e S2	49
3.4.	Considerações finais	50
CAPÍTULO 4.....		51
4.	PROJETO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL	51
4.1.	Introdução	51
4.2.	Especificações gerais do conversor no modo <i>boost</i>	51
4.2.1.	Parâmetros assumidos	52
4.3.	Dimensionamento dos componentes	52
4.3.1.	Projeto do indutor Lb	53
4.3.2.	Projeto do transformador Tr	57
4.3.3.	Dimensionamento dos interruptores S1 e S2	62
4.3.4.	Cálculo das perdas nos interruptores S1 e S2.....	63

4.3.5.	Dimensionamento dos diodos intrínsecos DI3, DI4, DI5 e DI6	64
4.3.6.	Cálculo das perdas nos diodos DI3, DI4, DI5 e DI6	65
4.3.7.	Dimensionamento do dissipador para os semicondutores	66
4.3.8.	Dimensionamento dos capacitores C1	67
4.3.9.	Dimensionamento dos capacitores C2 e C3	68
4.4.	Especificações gerais do conversor no modo <i>buck</i>	68
4.4.1.	Parâmetros assumidos	69
4.5.	Dimensionamento dos componentes	70
4.5.1.	Projeto do indutor Lb	70
4.5.2.	Projeto do transformador Tr	70
4.5.3.	Dimensionamento dos Interruptores S3, S4, S5 e S6	70
4.7.4.	Cálculo das perdas dos interruptores S3, S4, S5 e S6	71
4.7.5.	Dimensionamento dos diodos intrínsecos DI1 e DI2	72
4.7.6.	Cálculo das perdas nos diodos intrínsecos DI1 e DI2	73
4.8.	Simulação numérica do conversor no modo <i>boost</i>	74
4.9.	Simulação do conversor no modo <i>buck</i>	79
4.10.	Considerações finais	83
CAPÍTULO 5		84
5.	CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL	84
5.1.	Introdução	84
5.2.	Estratégia de controle	84
5.2.1.	Modelagem dinâmica do conversor	85
5.3.	Modelo equivalente do conversor no modo <i>boost</i>	86
5.4.	Projeto do circuito de controle no modo <i>boost</i>	89
5.4.1.	Projeto da malha de corrente	89
5.4.2.	Projeto da malha de tensão	95
5.5.	Modelo equivalente do conversor no modo <i>buck</i>	100
5.5.1.	Projeto de controle no modo buck	102
5.5.2.	Projeto da malha de tensão no modo buck	102
5.6.	Resposta dinâmica do conversor	107
5.6.1.	Simulação no modo boost	108
5.6.2.	Simulação no modo buck	109
5.7.	Considerações finais	111

CAPÍTULO 6	112
6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	112
6.1. Introdução	112
6.2. Protótipo do conversor bidirecional	112
6.3. Formas de onda do conversor no modo <i>boost</i>	114
6.4. Formas de onda do conversor no modo <i>buck</i>	118
6.5. Considerações finais.....	122
CONCLUSÃO GERAL	123
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	125
APÊNDICES	128
Apêndice A – Esquemático e PCB do Conversor CC-CC Bidirecional de Alto Ganho de Tensão e dos Drivers de Comando.	128

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Concentração (em ppm) de CO ₂ da troposfera. (Nasa).	1
Figura 1.2 – Distribuição do potencial eólico global anual. (3tier).	2
Figura 1.3 – Distribuição da radiação solar global. (3tier).....	2
Figura 1.4 – Sistema proposto para aplicação do conversor bidirecional.	4
Figura 1.1 – Diagrama esquemático do funcionamento de uma bateria química.....	8
Figura 1.2 – Funcionamento de uma bateria de lítio durante a carga.	10
Figura 1.3 – Esquema dos componentes de uma bateria de chumbo ácido.	10
Figura 1.4 – Funcionamento de uma célula de combustível.	12
Figura 1.5 – Conversor bidirecional com carregamento regenerativo.....	13
Figura 1.6 – Conversor bidirecional <i>buck</i> ou <i>boost</i> com comutação suave.	14
Figura 1.7 – Conversor <i>boost</i> com indutor acoplado.	15
Figura 1.8 – Conversor <i>buck-boost</i> bidirecional isolado.	16
Figura 1.9 – Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados.....	17
Figura 1.10 – Conversor bidirecional <i>boost</i> com alto ganho.	18
Figura 1.11 - Conversor bidirecional de alto ganho.	19
Figura 2.1 – Topologia no modo <i>boost</i>	22
Figura 2.2 – Primeira etapa de operação do conversor no modo <i>boost</i>	23
Figura 2.3 – Segunda etapa de operação do conversor no modo <i>boost</i>	24
Figura 2.4 – Terceira etapa de operação do conversor no modo <i>boost</i>	24
Figura 2.5 – Quarta etapa de operação do conversor no modo <i>boost</i>	25
Figura 2.6 – Formas de onda teóricas do conversor no modo <i>boost</i>	26
Figura 2.7 – Curva do ganho estático em função da razão cíclica.	28
Figura 2.8 – Ondulação de corrente no indutor <i>L_b</i> normalizada.	30
Figura 3.1 – Topologia do modo <i>buck</i>	38
Figura 3.2 – Quarta etapa de operação no modo <i>buck</i>	39
Figura 3.3 – Segunda etapa de operação no modo <i>buck</i>	40
Figura 3.4 – Terceira etapa de operação no modo <i>buck</i>	40
Figura 3.5 – Quarta etapa de operação no modo <i>buck</i>	41
Figura 3.6 – Formas de onda teórica do conversor no modo <i>buck</i>	42
Figura 3.7 – Curva do ganho estático em função da razão cíclica.	44
Figura 3.8 – Ondulação de corrente no indutor <i>L_b</i> normalizada.	45
Figura 4.1 – Dimensões do núcleo e do carretel proposto para o indutor <i>L_b</i>	55

Figura 4.2 – Dimensões do núcleo e do carretel proposto para o transformador Tr	59
Figura 4.3 – Diagrama esquemático do circuito de potência.	74
Figura 4.4 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores $S1$ e $S2$ no modo <i>boost</i>	75
Figura 4.5 – Formas de onda da corrente sobre os interruptores $S1$ e $S2$ no modo <i>boost</i>	75
Figura 4.6 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor filtro Lb no modo <i>boost</i>	76
Figura 4.7 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento $Np1$ no modo <i>boost</i>	76
Figura 4.8 – Formas de onda da tensão reversa e corrente no diodo intrínseco do interruptor $S4$ no modo <i>boost</i>	77
Figura 4.9 – Formas de onda da tensão reversa e corrente no diodo intrínseco do interruptor $S5$ no modo <i>boost</i>	77
Figura 4.10 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento secundário $Ns1$ no modo <i>boost</i>	78
Figura 4.11 – Formas de onda das tensões nos interruptores $S3$ e $S5$ no modo <i>buck</i>	79
Figura 4.12 – Formas de onda da corrente nos interruptores $S3$ e $S5$ no modo <i>buck</i>	79
Figura 4.13 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor filtro Lb no modo <i>buck</i>	80
Figura 4.14 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento $Np1$ no modo <i>buck</i>	80
Figura 4.15 – Formas de onda da corrente através os diodos intrínsecos $D11$ e $D12$ no modo <i>buck</i>	81
Figura 4.16 – Formas de onda da tensão reversa sobre os diodos intrínsecos $D11$ e $D12$ no modo <i>buck</i>	81
Figura 4.17 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento secundário $Ns1$ no modo <i>buck</i>	82
Figura 5.1 – Diagrama do controle modo corrente média para o bidirecional.	85
Figura 5.2 – (a) Conversor <i>boost</i> clássico. (b) Modelo do conversor <i>boost</i> com modelo CA da chave PWM.	86
Figura 5.3 – Sinais de chaveamento dos conversores bidirecional e equivalente.	87
Figura 5.4 – Diagrama de blocos do controle por corrente média no modo <i>boost</i>	89
Figura 5.5 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador.	91
Figura 5.6 – Compensador de corrente adotado.	92
Figura 5.7 – Diagrama de Bode do compensador: ganho (dB) e fase (°).	93
Figura 5.8 – Diagrama de Bode do sistema compensado: ganho (dB) e fase (°).	94
Figura 5.9 – Diagrama de blocos da malha de tensão do conversor no modo <i>boost</i>	95

Figura 5.10 – Diagrama de Bode do sistema não compensado: ganho (dB) e fase (°).....	96
Figura 5.11 – Compensador de tensão adotado.....	97
Figura 5.12 – Diagrama de Bode do compensador: ganho (dB) e fase (°).	98
Figura 5.13 – Diagrama de bode do sistema compensado: ganho (dB) e fase (°).....	99
Figura 5.14 – (a) Conversor <i>buck</i> clássico; (b) conversor <i>buck</i> com modelo CA da chave PWM.	100
Figura 5.15 – Sinais de chaveamento dos conversores bidirecional e <i>buck</i> equivalente.	101
Figura 5.16 – Diagrama de blocos do controle por corrente média no modo <i>buck</i>	102
Figura 5.17 – Diagrama de blocos da malha de tensão no modo <i>buck</i>	102
Figura 5.18 – Diagrama de Bode do sistema não compensado: ganho (dB) e fase (°).....	103
Figura 5.19 – Compensador de tensão adotado.....	104
Figura 5.20 – Diagrama de Bode do compensador: ganho (dB) e fase (°).	106
Figura 5.21 – Diagrama de bode do sistema compensado: ganho (dB) e fase (°).....	107
Figura 5.22 – Resposta dinâmica da tensão e corrente de saída para um degrau de carga de 50% para 100% da carga no modo <i>boost</i> : (a) conversor equivalente; (b) conversor bidirecional.	108
Figura 5.23 – Resposta dinâmica da tensão e corrente de saída para um degrau de carga de 100% para 50% da carga no modo <i>boost</i> : (a) conversor equivalente; (b) conversor bidirecional.	109
Figura 5.24 – Resposta dinâmica da tensão e corrente de saída para um degrau de carga de 50% para 100% da carga no modo <i>buck</i> : (a) conversor equivalente; (b) conversor bidirecional.	110
Figura 5.25 – Resposta dinâmica da tensão e corrente de saída para um degrau de carga de 100% para 50% da carga no modo <i>buck</i> : (a) conversor equivalente; (b) Conversor bidirecional.	111
Figura 6.1 – Protótipo do conversor bidirecional.	113
Figura 6.2 – Corrente e tensão no indutor <i>Lb</i> no modo <i>boost</i>	115
Figura 6.3 – Tensão sobre os interruptores <i>S1</i> e <i>S2</i> no modo <i>boost</i>	115
Figura 6.4 – Tensão sobre os diodos <i>DI6</i> e <i>DI4</i> no modo <i>boost</i>	116
Figura 6.5 – Corrente e tensão no enrolamento <i>Np1</i> transformador no modo <i>boost</i>	116
Figura 6.6 – Corrente e tensão no enrolamento <i>Ns1</i> transformador no modo <i>boost</i>	117
Figura 6.7 – Ganho estático teórico e experimental no modo <i>boost</i>	117
Figura 6.8 – Curva de rendimento do conversor no modo <i>boost</i>	118

Figura 6.9 – Corrente e tensão no indutor L_b no modo <i>buck</i>	118
Figura 6.10 – Tensão sobre os interruptores S_6 e S_3 no modo <i>buck</i>	119
Figura 6.11 – Tensão sobre os diodos $DI1$ e $DI2$ no modo <i>buck</i>	119
Figura 6.12 – Corrente e tensão no enrolamento N_{p1} do transformado no modo <i>buck</i>	120
Figura 6.13 – Corrente e tensão no enrolamento N_{s1} do transformado no modo <i>buck</i>	120
Figura 6.14 – Ganho estático teórico e experimental no modo <i>buck</i>	121
Figura 6.15 – Curva de rendimento do conversor no modo <i>buck</i>	121

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Núcleo de ferrite escolhido <i>EE-65/33/52</i>	55
Tabela 4.2 – Núcleo de ferrite escolhido <i>EE-65/33/52</i>	59
Tabela 4.3 – Parâmetros principais do IGBT <i>IRGP50B60PD1</i>	63
Tabela 4.4 – Parâmetros principais do diodo intrínseco do <i>IRGP50B60PD1</i>	65
Tabela 4.5 – Perdas totais no modo <i>boost</i>	67
Tabela 4.6 – Perdas totais no modo <i>buck</i>	74
Tabela 4.7 – Comparação entre os valores calculados e obtidos por simulação no modo <i>boost</i>	78
Tabela 4.8 – Comparação entre os valores calculados e obtidos por simulação no modo <i>buck</i>	82
Tabela 5.1 – Descrição dos elementos circuito de controle no modo <i>boost</i>	85
Tabela 5.2 – Parâmetros do conversor <i>boost</i> do modelo ca.	86
Tabela 5.3 – Parâmetros equivalentes do conversor bidirecional no modo <i>boost</i>	88
Tabela 5.4 – Parâmetros do conversor <i>buck</i> do modelo ca.	100
Tabela 5.5 – Parâmetros equivalentes do conversor bidirecional no modo <i>buck</i>	101
Tabela 6.1 – Parâmetros do conversor bidirecional.....	112
Tabela 6.2 – Relação de equipamentos utilizados para aquisição dos dados do protótipo. ...	114

LISTA DE SIGLAS

Simbologia	Descrição	Unidade
\hat{d}	Perturbação da razão cíclica	-
\hat{i}_a	Corrente através do indutor L_b	Ampères
\hat{I}_c	Perturbação de corrente através do terminal c	Volts
\hat{V}_1	Perturbação da tensão $V1$	Volts
\hat{V}_{2eq}	Perturbação da tensão V_{2eq}	Volts
\hat{v}_{ap}	Perturbação entre os terminais a e p	Volts
\hat{v}_{cp}	Perturbação entre os terminais c e p	Volts
ΔB	Variação do fluxo magnético	Tesla
ΔI_{Lb}	Ondulação de corrente no indutor Lb	Ampères
ΔI_{Pk_C}	Ondulação de corrente nos capacitores $C1-C3$	Ampères
Δt	Intervalo de tempo	Segundos
$\Delta V2$	Ondulação de tensão $V2$	Volts
a	Relação de transformação do transformador Tr	-
A_e	Área da seção transversal do núcleo	cm ²
A_p	Produto das áreas do núcleo $A_e A_w$	cm ⁴
A_w	Área da janela do núcleo	cm ²
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético	Tesla
$C1-C3$	Capacitores de filtro dos conversores	Farads
C_{eq}	Capacitor equivalente	Farads
$C_{il}(s)$	Função de transferência do compensador de corrente	-
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão	-
D	Razão cíclica	-
$D1$	Razão cíclica no modo <i>buck</i>	-
D_{1eq}	Razão cíclica equivalente no modo <i>boost</i>	-
D_{1eq}	Razão Cíclica equivalente no modo <i>buck</i>	-
D'_{1eq}	Complemento da razão cíclica equivalente no modo <i>boost</i>	-
D'_{1eq}	Complemento da razão cíclica equivalente no modo <i>buck</i>	-
D_{1max}	Razão cíclica máxima do conversor no modo <i>buck</i>	-
D_{1min}	Razão cíclica mínima do conversor no modo <i>buck</i>	-
$D2$	Razão cíclica no modo <i>boost</i>	-
D_{2max}	Razão cíclica máxima do conversor <i>boost</i>	-
D_{2min}	Razão cíclica mínima do conversor <i>boost</i>	-

d_f	Diâmetro do fio	cm
$DII-DI6$	Diodos Intrínsecos aos interruptores $S1-S6$	-
F_{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente	Hertz
F_{iz}	Frequência do zero do compensador	Hertz
$F_m(s)$	Função de transferência do modulador PWM	-
f_s	Frequência de comutação	Hertz
F_{seq}	Frequência equivalente	Hertz
$FTLA_{sci}(s)$	Função de transferência em laço aberto da malha de corrente sem compensador	
$G_{il}(s)$	Função de transferência da planta	-
G_{v1}	Ganho estático no modo <i>buck</i>	-
G_{v2}	Ganho estático no modo <i>boost</i>	-
$H_e(s)$	Função de transferência para adicionar robustez ao sistema	-
$H_i(s)$	Ganho do elemento de medição de corrente	V/A
$H_{il}(s)$	Função de transferência do elemento de medição de corrente	V/A
$H_v(s)$	Função de transferência do elemento de medição de tensão	-
I_1	Corrente de entrada do conversor no <i>boost</i>	Ampères
I_2	Corrente de saída do conversor <i>boost</i>	Ampères
I_c	Corrente máxima coletor	Ampères
I_{ef_C}	Corrente eficaz através dos capacitores $C1-C3$	Ampères
I_{ef_DI}	Corrente eficaz através dos diodos $DII-DI6$	Ampères
I_{ef_Lb}	Corrente eficaz através do indutor Lb	Ampères
I_{ef_Np}	Corrente eficaz através dos enrolamentos primários $Np1$ e $Np2$	Ampères
I_{ef_Ns}	Corrente eficaz através dos enrolamentos secundários $Ns1$ e $Ns2$	Ampères
I_{ef_S}	Corrente eficaz através dos interruptores $S1-S6$	Ampères
$I_{F(AV)}$	Corrente direta média máxima	Ampères
I_{Lb}, i_{lb}	Corrente no indutor Lb	Ampères
I_{Lbmed}	Corrente média através do indutor Lb	Ampères
IM	Máxima ondulação de corrente no indutor Lb	Ampères
Im	Mínima ondulação de corrente no indutor Lb	Ampères
I_{med_DI}	Corrente média através dos diodos intrínsecos $DII-DI6$	Ampères
I_{med_S}	Corrente média através dos interruptores $S1-S6$	Ampères
$iN_{p1}-iN_{p2}$	Corrente nos Enrolamentos primários $Np1$ e $Np2$	Ampères
I_{Pk_DI}	Corrente de pico através dos diodos $DII-DI6$	Ampères
I_{Pk_Np}	Corrente de pico dos enrolamentos primários $Np1$ e $Np2$	Ampères
I_{Pk_Ns}	Corrente de pico através dos enrolamentos $Ns1$ e $Ns2$	Ampères
I_{Pk_S}	Corrente de pico através dos interruptores $S1-S6$	Ampères

I_{rr}	Corrente reversa de pico	Ampères
i_{S1-iS2}	Corrente nos interruptores $S1$ e $S2$	-
J_{max}	Densidade de corrente máxima	A/cm ²
K_E	Coefficiente de perdas por correntes parasitas	-
K_H	Coefficiente de perdas por histerese	-
K_p	Fator de utilização do primário	-
K_t	Fator de topologia	-
ku	Fator de utilização da janela do núcleo	-
K_w	Fator de utilização da janela	-
K_w	Fator de utilização da área do enrolamento	-
L_b	Indutância de filtro do conversor bidirecional	Henry
L_{beq}	Indutor equivalente	Henry
lg	Comprimento total do entreferro	cm
lt	Comprimento médio aproximando do fio	cm
n_{Lb}	Número de fios em paralelo do indutor L_b	-
N_{Lb}	Número de espiras do indutor L_b	-
N_{p1}, N_{p2}	Enrolamentos primários	-
N_{s3}, N_{s4}	Enrolamentos secundários	-
N_{Tr_Np}	Número de espiras no primário do transformador Tr	-
n_{Tr_Np}	Número de fios em paralelo no primário do transformador Tr	-
N_{Tr_Ns}	Número de espiras no secundário do transformador Tr	-
n_{Tr_Ns}	Número de fios em paralelo no secundário do transformador Tr	-
$P1$	Potência de saída do conversor no modo <i>buck</i>	Watts
$P2$	Potência de saída do conversor no modo <i>boost</i>	Watts
P_{COM_DI}	Perdas de condução nos diodos intrínsecos $DI1-DI6$	Watts
P_{COM_S}	Perdas de condução nos interruptores $S1-S6$	Watts
P_{CON_DI}	Perdas de condução nos diodos intrínsecos $DI1-DI6$	Watts
P_{CON_S}	Perdas de condução nos interruptores $S1-S6$	Watts
P_{Cu_Lb}	Potência dissipada no cobre do indutor L_b	Watts
P_{Cu_Tr}	Potência dissipada no cobre do transformador Tr	Watts
P_{mag_Tr}	Perdas magnéticas do núcleo de ferrite do transformador Tr	Watts
P_{nucleo_Lb}	Perdas magnéticas do núcleo de ferrite do indutor L_b	Watts
P_{OFF_DI}	Perdas de condução nos diodos intrínsecos $DI1-DI6$	Watts
P_{OFF_S}	Perdas de condução nos interruptores $S1-S6$	Watts
P_{ON_DI}	Perdas de condução nos diodos intrínsecos $DI1-DI6$	Watts
P_{ON_S}	Perdas de condução nos interruptores $S1-S6$	Watts
P_{TOTALS_boost}	Perdas totais no modo <i>boot</i>	Watt

P_{TOTAIS_buck}	Perdas totais no modo <i>buck</i>	Watt
P_{TOTAIS_DI}	Perdas de condução nos diodos intrínsecos <i>D11-DI6</i>	Watts
P_{totais_Lb}	Potência total dissipada no cobre do indutor <i>Lb</i>	Watts
P_{TOTAIS_S}	Perdas de condução nos interruptores <i>S1-S6</i>	Watts
P_{Totais_Tr}	Potência total dissipada no cobre do transformador <i>Tr</i>	Watts
P_{Tr}	Potência processada pelo transformador <i>Tr</i>	Watts
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa	Coulomb
r_e	Resistência da fonte de entrada	Ohm
R_{seq}	Resistência série equivalente do capacitor C_{eq}	Ohm
R_{th_cd}	Resistencia térmica cápsula-dissipador	W/°C
R_{th_DA}	Máxima resistência térmica para o dissipador	W/°C
R_{th_ja}	Resistência térmica junção-ambiente	W/°C
R_{th_jc}	Resistência térmica junção-cápsula	W/°C
$R_{núcleo_Lb}$	Resistência térmica do núcleo do indutor <i>Lb</i>	W/°C
$R_{núcleo_Tr}$	Resistência térmica do núcleo do transformador <i>Tr</i>	W/°C
<i>S1-S6</i>	Interruptores de potência <i>S1-S6</i>	-
S_{Cu_Lb}	Seção mínima necessária do condutor utilizado em <i>Lb</i>	cm ²
S_f	Secção do fio sem isolamento	cm ²
S_{fiso}	Secção do fio com isolamento	cm ²
S_{Tr_Np}	Seção mínima necessária do condutor utilizado no primário de <i>Tr</i>	cm ²
S_{Tr_Ns}	Seção mínima necessária do condutor utilizado no secundário de <i>Tr</i>	cm ²
T_A	Temperatura ambiente	°C
T_{D_DI}	Temperatura do dissipador devida as perdas diodos intrínsecos <i>D11-DI6</i>	°C
T_{D_S}	Temperatura do dissipador devida as perdas nos interruptores <i>S1-S6</i>	°C
t_f	Tempo de descida da corrente de coletor	s
T_{olVI}	Tolerância da tensão de <i>VI</i>	%
<i>Tr</i>	Transformador	-
t_r	Tempo de subida da corrente de coletor	s
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa	Segundos
T_{seq}	Período de comutação equivalente	Segundos
<i>V1, V2</i>	Tensão nos barramentos dos conversores	Volts
$V_{I_{max}}$	Tensão máxima <i>V1</i>	Volts
$V_{I_{min}}$	Tensão mínima <i>V1</i>	Volts
V_{C1}	Tensão sobre os capacitores <i>C1-C3</i>	Volts
V_{ce_s}	Tensão máxima coletor-emissor	Volts

V_{cell}	Tensão da bateria	Volts
VD_{eq}	Constante dependente de parâmetros em regime permanente	Volts
V_e	Volume do núcleo	cm ³
V_{FM}	Tensão direta de condução	Volts
V_{Lb}	Tensão no indutor L_b	Volts
V_{max_C}	Máxima tensão sobre os capacitores $C1-C3$	Volts
V_{max_DI}	Tensão reversa máxima sobre os diodos intrínsecos $DI1-DI6$	Volts
V_{max_Np}	Tensão máxima nos enrolamentos primários $Np1$ e $Np2$	Volts
V_{max_Ns}	Tensão máxima nos enrolamentos secundários $Ns1$ e $Ns2$	Volts
V_{max_S}	Tensão máxima sobre os interruptores $S1-S6$	Volts
V_R	Tensão reversa máxima	Volts
$Z(s)$	Função de transferência que relaciona tensão de saída e a corrente no indutor	-
β	Ondulação de corrente no indutor L_b normalizada	-
Δ	Bitola do fio	cm
ΔB_{max}	Varição máxima densidade de fluxo magnético	Tesla
ΔT_{Lb}	Elevação de temperatura no núcleo do indutor L_b	°C
η	Rendimento do conversor	%
η_1	Rendimento do conversor no modo <i>buck</i>	%
η_2	Rendimento do conversor no modo <i>boost</i>	%
μ_0	Constante de permeabilidade magnética do ar	H/m
ρ	Resistividade do cobre	$\Omega.cm$
ω_z	Frequência	rad/s

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

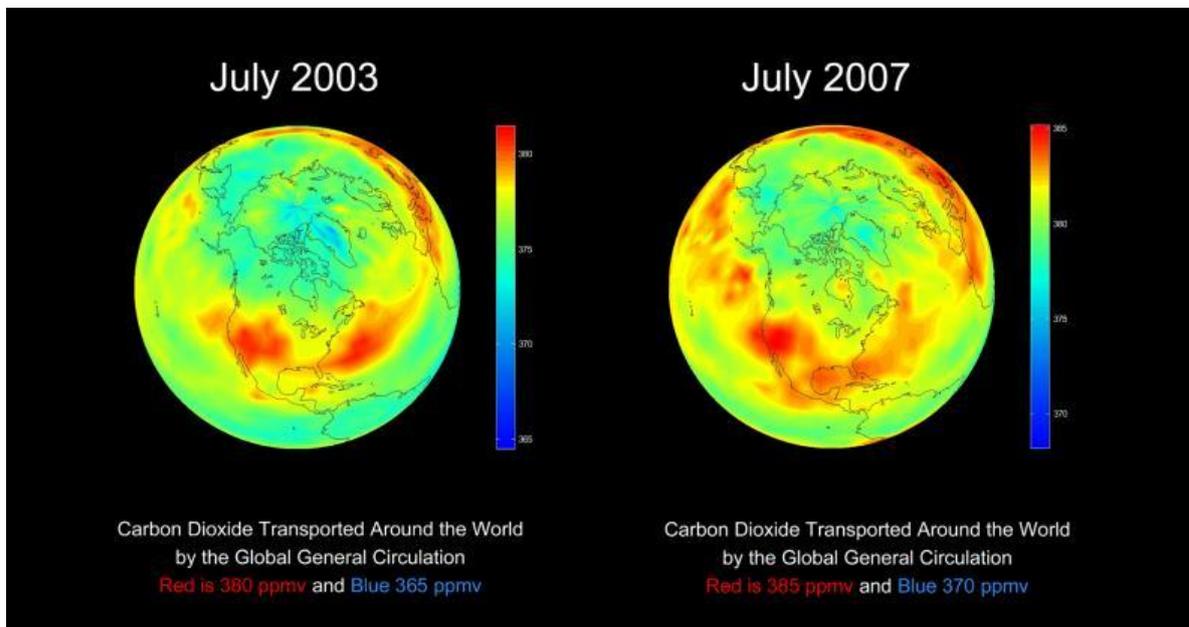
Símbolo	Significado
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
IBGT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

Página em branco.

INTRODUÇÃO GERAL

A energia, em suas diferentes formas, é de fundamental importância para sobrevivência e desenvolvimento do ser humano. Durante sua evolução o homem sempre procurou fontes e maneiras alternativas de adaptação ao ambiente visando suprir suas necessidades. No entanto, a falta de certo recurso acaba sendo provido por outro e, deste modo, dá origem a novas fontes, como exemplifica a Figura 1.1, que representa as emissões de dióxido de carbono. Por outro lado, a crescente preocupação com o meio ambiente está modificando os rumos da energia elétrica no mundo, comprovando a importância da utilização de fontes de energia renováveis e não poluentes.

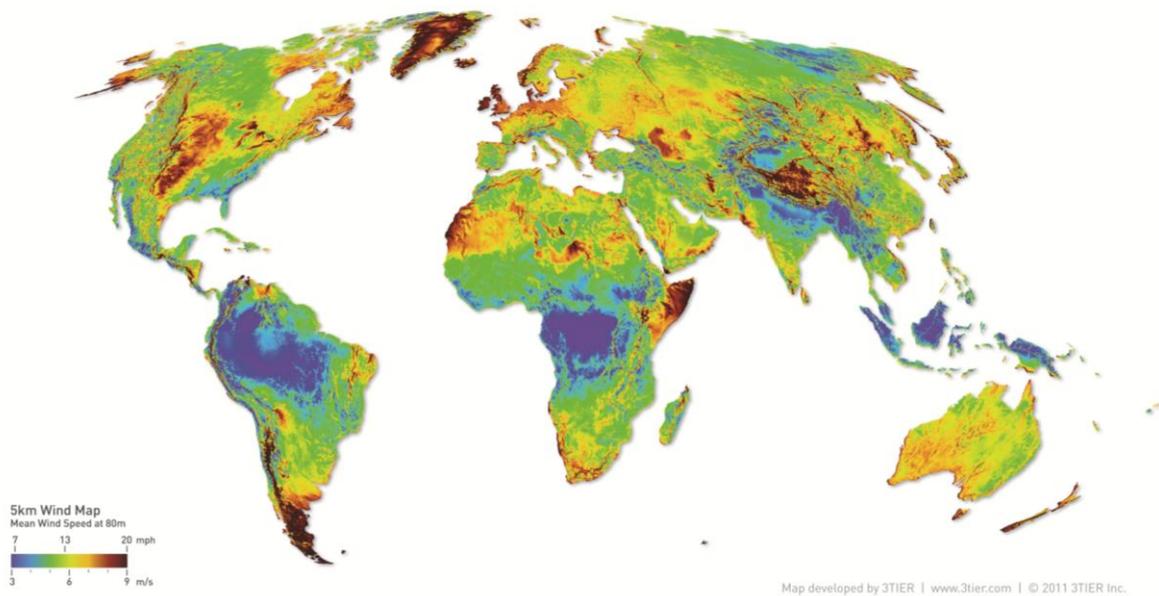
Figura 1.1 – Concentração (em ppm) de CO₂ da troposfera. (Nasa).



Com todos os avanços tecnológicos observados e os proveitos proporcionados pela energia elétrica, ainda se verifica que muitos não têm acesso a esse recurso. Segundo a Agência Internacional de Energia (AIE) estima-se em 1.400 milhões de pessoas que não tem acesso a eletricidade, ou seja, cerca de 20% da população mundial (Agency, 2010). Apesar de possuir uma ampla variedade de fontes energéticas, tais como solar, eólica, hídrica, biomassa (Energia, 2010), o Brasil ainda tem por volta de 730 mil pessoas que não possuem acesso a eletricidade, (Gestão, 2010).

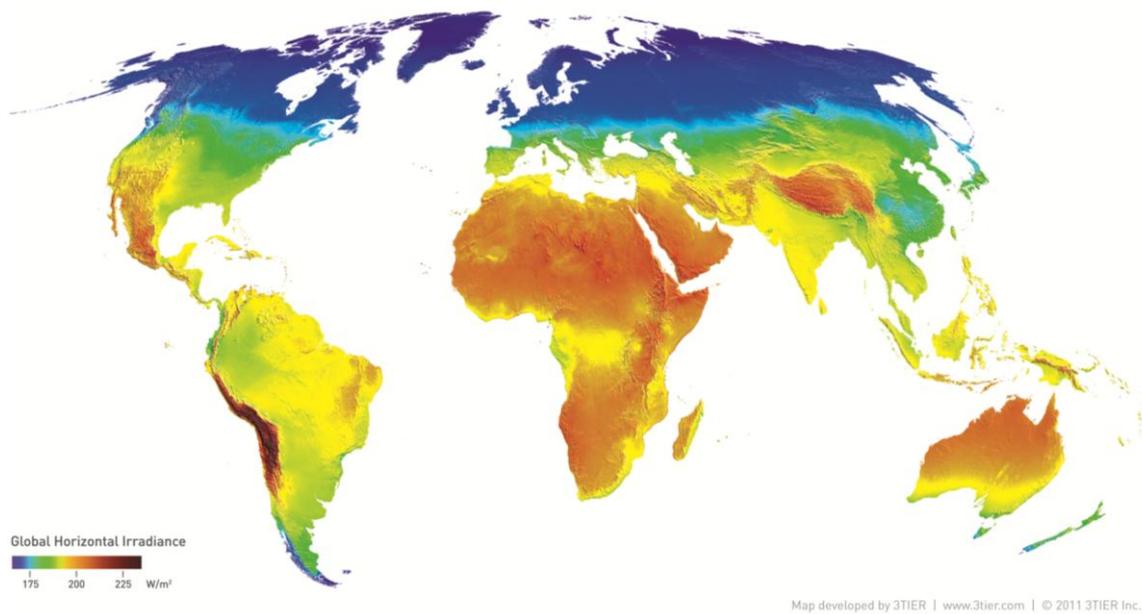
O potencial eólico em várias partes do mundo é mostrado na Figura 1.2, com destaque para o nordeste brasileiro, por exemplo, que possui áreas propícias para o uso de energia eólica para geração de eletricidade.

Figura 1.2 – Distribuição do potencial eólico global anual. (3tier).



A Figura 1.3 mostra a distribuição da radiação solar global, locais com maiores potenciais para o uso de energia solar-fotovoltaica.

Figura 1.3 – Distribuição da radiação solar global. (3tier).



Estes fatores revelam a grande abundância do recurso natural em grande parte do planeta, e que a geração de energia elétrica a partir de fontes naturais é uma opção válida, pois são virtualmente inesgotáveis e não produzem emissão de gases causadores do efeito estufa.

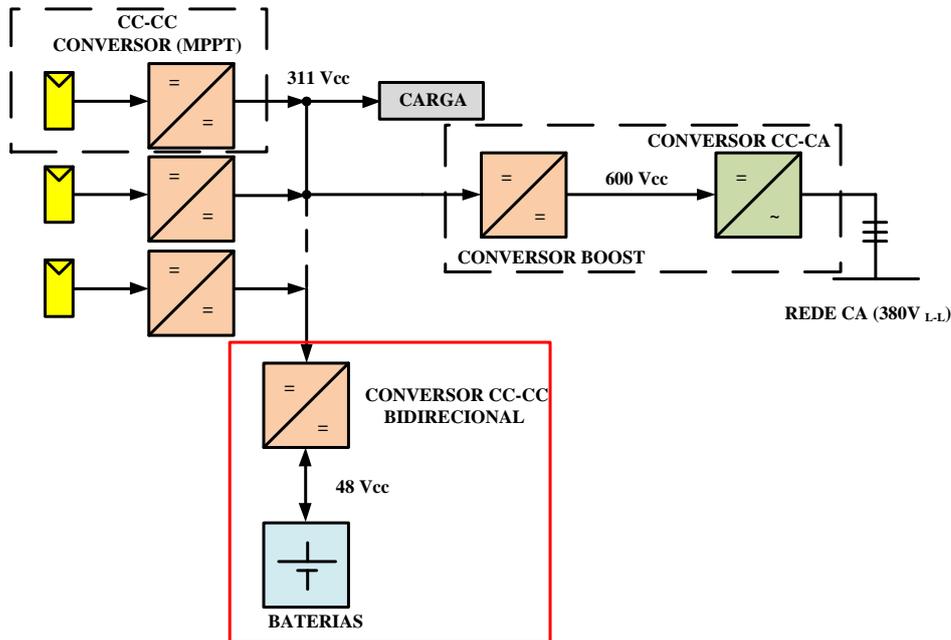
Em termos de Brasil, grande parte dos recursos energéticos está localizada em regiões pouco desenvolvidas e distantes dos grandes centros consumidores e sujeitos a limitações de caráter ambiental. Porém o ponto principal a ser pesquisado é como converter uma maior quantidade destas fontes em energia utilizável pelo ser humano. Os avanços tecnológicos em geração, transmissão e uso final de energia elétrica permitem que ela chegue aos mais diversos lugares do planeta. Sob este ponto de vista a eletrônica de potência tem um papel primordial, pois permite a integração de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica atendendo aos critérios de controle de tensão, frequência, a compensação de energias ativas e reativas, e redução de harmônicos (Antunes, 2010).

A partir da contextualização realizada neste trabalho é apresentada uma proposta de desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional que corresponde a um componente do sistema mostrado na Figura 1.4.

O desenvolvimento de um conversor bidirecional viabilizará instalação deste sistema em locais isolados que necessitam de produção de energia autônoma ou interligados a uma pequena rede elétrica, ou áreas residenciais e comerciais que desejam fazer uso de uma fonte de energia limpa e renovável.

Visando o desenvolvimento de um conversor bidirecional CC-CC para aplicação em uma pequena rede elétrica, como é mostrado na Figura 1.4, o sistema é composto por um conjunto de painéis fotovoltaicos com potência total de 2 kWp, um banco de baterias de 48V, um barramento CC de 311 V, um conversor de alto ganho de 200 W para cada painel fotovoltaico; um controlador de carga bidirecional de 2 kW responsável pelo carregamento do banco de baterias e regulação da tensão no barramento de 311V, um conversor elevador de tensão com potência nominal de 2kW, que fornecerá a isolação galvânica entre o sistema fotovoltaico e a rede elétrica e elevará a tensão do barramento de 311 V para 600V, e um inversor trifásico com potência de 2 kW, o qual realizará o processamento da energia que será entregue a rede elétrica.

Figura 1.4 – Sistema proposto para aplicação do conversor bidirecional.



O Capítulo 1 apresenta uma revisão bibliográfica focada na área da eletrônica de potência, onde foram analisados diversos trabalhos realizados nesta área e no final deste capítulo é apresentada a configuração adotada no projeto.

No Capítulo 2 é apresentado um estudo teórico do conversor bidirecional, operando no modo *boost* (elevador de tensão). Neste modo de operação o conversor é responsável por elevar a tensão CC das baterias para um nível adequado ao barramento. É apresentado o princípio de funcionamento e as equações básicas que regem a topologia adotada.

No Capítulo 3 é feita uma análise teórica do conversor bidirecional, operando no modo *buck* (abaixador de tensão). Neste modo de operação o conversor é responsável por abaixar a tensão CC do barramento a um nível adequado as baterias. É apresentado o princípio de funcionamento e as equações básicas que regem a topologia adotada.

No Capítulo 4 é apresentado o exemplo de projeto do conversor bidirecional, onde são expostos os aspectos e faixas de operação do conversor, o dimensionamento dos elementos magnéticos, esforços de corrente e tensão nos semicondutores, separando o estudo nos dois modos de operação do conversor.

No Capítulo 5 é apresentado o projeto do controlador de corrente e do controlador de tensão do conversor utilizando como técnica o controle por corrente média.

No Capítulo 6 é mostrado um comparativo entre os resultados experimentais e simulados para um protótipo de 2 kW do conversor.

Finalmente o Capítulo 7 apresenta as conclusões e sugestões para trabalhos futuros relacionados ao desenvolvimento do conversor proposto.

CAPÍTULO 1

1. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA, MOTIVAÇÕES E ESPECIFICAÇÕES

1.1. Introdução

A crescente demanda pela geração descentralizada de eletricidade no Brasil se intensificou nos últimos anos devido aos incentivos do governo federal, um dos programas em destaque é o “Luz Para Todos” cujo objetivo é garantir acesso ao serviço público de energia elétrica a todos os domicílios e estabelecimentos do meio rural, melhorar a prestação de serviços à população beneficiada, aumentar o ritmo de atendimento e mitigar o impacto tarifário, por meio da alocação de recursos subvencionados e pelo complemento de recursos financiados instituindo pelo governo federal.

Porém outra questão importante a ser ressaltada é a ambiental em consequência de fontes emissoras de CO₂, principal causa apontada pelo aquecimento global. Neste sentido o uso de geração de fontes não poluentes e limpas se torna uma alternativa atrativa para diminuir as emissões de CO₂ na atmosfera. Dentre as fontes alternativas apontam-se a eólica e solar como fontes promissoras para geração de energia elétrica descentralizada. Porém outras fontes renováveis podem ser citadas, como pequenas centrais hidrelétricas (PCHs) como exemplos turbinas hidrocínicas que não requer represamento de água.

Uma das principais desvantagens de sistemas de geração de energia isolados é a intermitência do recurso, para suprir a carga em períodos onde não haja disponibilidade de recursos renováveis. A maioria destes sistemas possui uma unidade de armazenamento que geralmente é composta por um ou mais bancos de baterias.

A busca em elevar as reduzidas níveis de tensões geradas por painéis fotovoltaicos e por baterias (12 a 48 Vcc), para altas tensões para um barramento CC (300 a 400 Vcc) requeridas comumente por unidades ininterruptas de energia, o conversor *boost* clássico se torna uma opção pouco viável devido sua razão cíclica ser muito próxima de 1.

Trabalho apresentado por Peraça (Peraça, 2002) foram analisados alguns conversores CC-CC apresentando vantagens e desvantagem de cada topologia. O primeiro conversor estudado foi o *boost* em cascata, que tem como vantagem, menores esforços em seus

interruptores, com razão cíclica entre 0,7 e 0,78. Porém nesta topologia número de componentes é multiplicado, uma vez que o número de estágios aumenta, diminuindo sua eficiência e aumentando a complexidade do circuito. Outro conversor estudo por (Peraça, 2002) foi o conversor *boost* com indutores acoplados, e aponta que a razão cíclica não é tão crítica e possui praticamente o mesmo número de componentes, difere apenas no número de indutores, um a mais. A maior desvantagem é a forma de onda da corrente de entrada pulsada, sendo necessário um filtro de entrada.

Com a necessidade de armazenar essa energia gerada, verifica-se que é imprescindível fazer uma breve revisão sobre os principais acumuladores de energia existentes, e uma análise dos tipos de conversores CC-CC bidirecionais com objetivo de propor uma configuração como opção para aplicação em sistemas isolados de geração de energia elétrica.

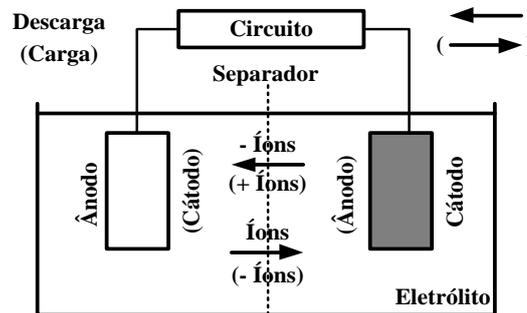
1.2. Acumuladores de energia

Em sistemas elétricos descentralizados normalmente são usadas energias renováveis, como por exemplo, solar, eólica, biomassa. Tais fontes possuem características intermitentes, sendo assim, os mesmos necessitam de acumuladores de energia para suprir nos instantes de falta de energia. Portanto, faz-se necessário um estudo prévio sobre os tipos de acumuladores de energia. Como apresentados nesta seção.

1.2.1. Acumulador de energia a bancos de baterias

De acordo com a Sociedade Brasileira de Química (SBQ) (Bocchi, Ferracin *et al.*, 2000), todo dispositivo que possui dois eletrodos e que por meio de reação química produz energia elétrica é chamado de bateria. As baterias operam a partir de um processo de reação química de oxidação e redução, onde a oxidação é o processo de liberar elétrons, enquanto a redução é processo de consumir elétrons. Na Figura 1.1 são representados os elementos de uma bateria.

Figura 1.1 – Diagrama esquemático do funcionamento de uma bateria química.



Basicamente uma bateria consiste de quatro elementos: um ânodo feito com material que pode contribuir com elétrons, um cátodo que deverá aceitar elétrons, o eletrólito e um separador.

De acordo com (Bocchi, Ferracin *et al.*, 2000) e (IEEE Guide for the Selection and Sizing of Batteries for Uninterruptible Power Systems, 1995) as baterias e baterias podem ser agrupadas em duas categorias:

1. Primárias – Que não possuem capacidade de recarga (uso único). Uma vez que todo o catodo é consumido quimicamente a bateria ou bateria não possui mais utilidade.
2. Secundárias – Que é capaz de suportar um mínimo de 300 ciclos de recarga com 80% de sua capacidade.

1.2.1.1. Principais tipos de baterias recarregáveis

Neste tópico serão discutidos alguns tipos de baterias secundárias que são comumente utilizadas e tem aplicação possível em sistemas renováveis. Entre estes tipos serão analisados a vida útil, ciclos de carga/descarga, material que a compõe, funcionamento e outros fatores que serão importantes para realizar uma comparação entre estas.

- Prata Zinco (AgZn)

As baterias de prata zinco funcionam com o eletrodo positivo de óxido de prata e zinco e óxido de zinco e prata no eletrodo negativo, sendo a transformação do óxido de prata em prata pura uma reação exergônica com descarga elétrica, em uma solução de hidróxido de potássio como eletrólito (Fisher, Wallén *et al.*, 2006).

Esta bateria tem como vantagens a alta densidade de energia por volume e massa, seus componentes não são tóxicos, porém sua produção apresenta um elevado custo. Logo as

baterias de prata zinco são mais empregadas em sistemas que possuem a necessidade de uso de um armazenador de energia com esta elevada densidade, sendo estas mais utilizadas em equipamentos militares e embarcados (Fisher, Wallén *et al.*, 2006).

- *Níquel-Hidreto Metálico (Ni-MH):*

Este tipo de bateria foi desenvolvido com o objetivo de substituir as baterias de níquel-cádmio que, por apresentarem cádmio em seu estado descarregado, que exige maior cuidado com seu descarte. A bateria de Ni-MH possui no eletrodo positivo o mesmo material de sua antecessora, o oxi-hidróxido de níquel III, porém, possui hidrogênio armazenado na forma de hidreto em uma liga. Esta liga é capaz de armazenar hidrogênio reversivelmente, permitindo assim que esta seja recarregada ao dissolver este reagente (Ambrosio e Ticianelli, 2001).

O principal limitador para a capacidade de carga desta bateria é o eletrodo positivo, pois a liga de hidreto metálico exige que exista uma reserva de carga para evitar que esta oxide, e nunca pode ser totalmente descarregada, para evitar a formação de hidrogênio gasoso e assim dificultar uma nova descarga (Linden, 1995). Assim uma das desvantagens desta bateria é que, devido a estas exigências, o seu eletrodo negativo é maior e não é totalmente utilizado, assim sua densidade de carga é reduzida.

Porém devido à alta resistência da liga de hidreto metálico a oxidação e a sua estabilidade à carga e descarga, a bateria de Ni-MH possui maior vida útil em qualquer estado de carga e menor perda de capacidade com ciclos de carga. Unindo estas vantagens com o fato de não possuir resíduos tóxicos, este tipo de bateria torna-se vantajosa em relação as baterias de Níquel-Cádmio (Ambrosio e Ticianelli, 2001).

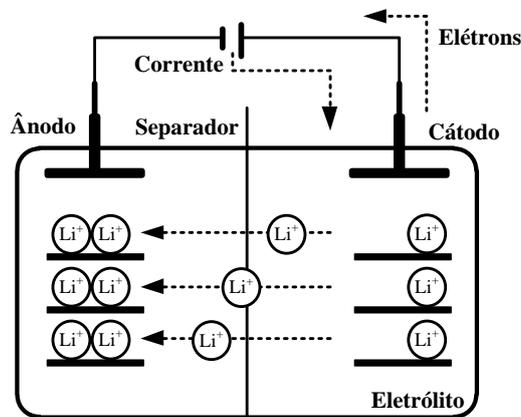
- *Lítio-Íon (LI-I)*

As baterias que utilizam Íon de Lítio contêm alta densidade energética (cerca de 100Wh/Kg), e pico de potência (cerca de 1000W/Kg) e devido a este fato este tipo de armazenador é amplamente utilizado em sistemas de mídia móveis, como *notebooks* e celulares, por sua capacidade de armazenamento de energia em um menor espaço que os outros tipos (Mammano, 1994).

Este tipo de bateria exige um controle de carga/descarga, pois é sensível a sobrecarga e um sistema de controle mais preciso é capaz de aumentar a vida útil da bateria. O fato desta não apresentar efeito memória também contribui para a sua utilização em dispositivos móveis,

pois seu carregamento pode ser parado e continuado sem haver prejuízo (Bocchi, Ferracin *et al.*, 2000). A Figura 1.2 representa o funcionamento de uma bateria de lítio.

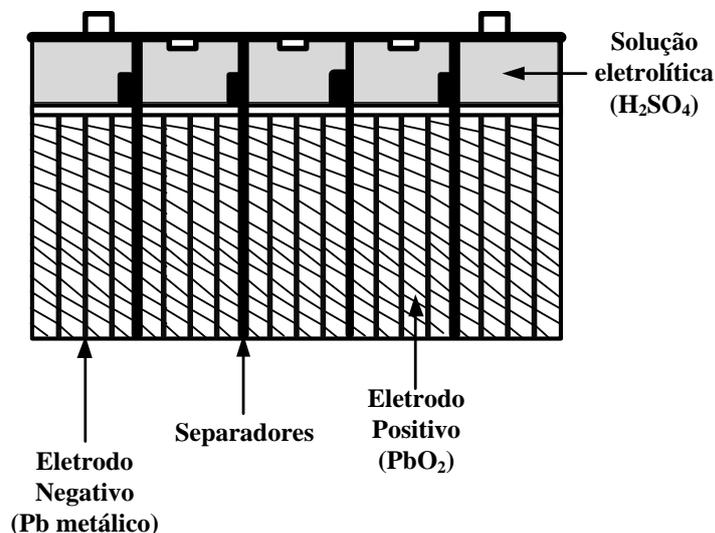
Figura 1.2 – Funcionamento de uma bateria de lítio durante a carga.



- *Chumbo Ácido*

Nos eletrodos da bateria de chumbo ácido estão contidos dióxido de chumbo no eletrodo positivo, chumbo metálico no negativo e como eletrólito, possui uma solução de ácido sulfúrico, como mostrado na Figura 1.3. Com a descarga, o dióxido de chumbo é transformado em sulfato de chumbo e água, na carga o processo inverso ocorre, porém, com sobrecarga existe a separação da água em hidrogênio e oxigênio, causando assim diminuição na capacidade da bateria (IEEE Guide for the Selection and Sizing of Batteries for Uninterruptible Power Systems, 1995).

Figura 1.3 – Esquema dos componentes de uma bateria de chumbo ácido.



Este tipo de bateria é amplamente utilizado em automóveis, por apresentar alta confiabilidade, rendimento, baixo custo e não apresenta o “efeito memória”, facilitando sua recarga. Como desvantagens esta bateria não apresenta uma densidade de energia alta, possuindo elevado peso, possui líquidos tóxicos e corrosivos em seu interior, exigindo uma manipulação mais cuidadosa e possui carga lenta e não descargas e cargas constantes prejudicam seu funcionamento e diminuem sua vida útil, sendo esta um armazenador fabricado principalmente para descargas esporádicas (Bocchi, Ferracin *et al.*, 2000) e (IEEE Guide for the Selection and Sizing of Batteries for Uninterruptible Power Systems, 1995).

Portanto, em sistemas onde é necessária uma grande quantidade de energia armazenada e não há problema com peso e nem risco de ser danificada, o baixo custo e a ampla disponibilidade da bateria de chumbo ácido fazem com que esta seja utilizada.

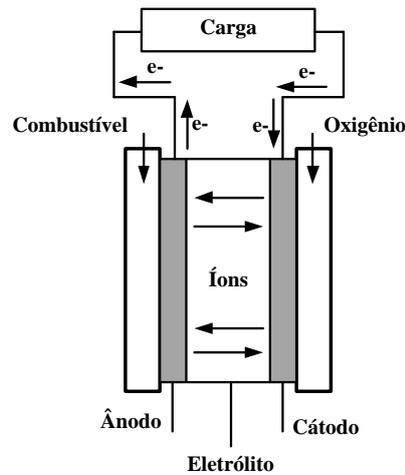
Em uma residência alimentada por painéis fotovoltaicos, a localização da bateria seria fixa, não existiria alto risco de dano e é necessário um grande armazenamento de energia, a bateria de chumbo ácido torna-se a melhor alternativa analisada de armazenador de energia para este projeto.

1.2.2. Acumulador de energia a células de combustível

Uma célula de combustível é um dispositivo que fornece continuamente energia elétrica a partir de energia química. Esta se diferencia de baterias comuns por utilizar gases em seus eletrodos e, além disto, o gás presente no eletrodo negativo é o oxigênio.

A célula é constituída por dois eletrodos e um eletrólito, onde a função deste último é permitir a passagem de íons através da célula. Nos eletrodos uma carga é ligada e, por meio de uma reação química exergônica, ocorre a geração de calor e a transferência de elétrons, havendo assim, a alimentação elétrica da carga. A Figura 1.4 representa esta reação ocorrendo oxidação de algum material que possua hidrogênio em sua constituição. A função do eletrólito é permitir, com o mínimo de perdas energéticas possíveis, a passagem dos íons de um eletrodo para outro em uma velocidade controlada, pois a reação do hidrogênio com o oxigênio libera uma grande quantidade de energia podendo, dependendo da quantidade, gerar uma explosão (Wendt, Götz *et al.*, 2000).

Figura 1.4 – Funcionamento de uma célula de combustível.



Uma célula combustível gera uma tensão de até 0,8 V, para chegar à tensão desejada são associadas várias células, criando-se assim a chamada bateria de combustível. Segundo (Wendt, Götz *et al.*, 2000) o funcionamento da célula combustível é expresso na seguinte reação:



Uma das vantagens da utilização de célula combustível é a sua capacidade de ser composta de pequenas unidades modulares, sendo assim, baterias com várias capacidades diferentes de tensão e corrente podem ser fabricadas, além disto, como a bateria utiliza como reagentes o oxigênio e o hidrogênio, os subprodutos desta reação são calor e água pura, resultando assim em zero de resíduos poluentes. Segundo (Santos e Santos, 2004) as baterias compostas por combustíveis fósseis como o metano, produzem baixos resíduos devido à alta reatividade do hidrogênio.

Apesar das vantagens que as células combustíveis apresentam, ainda são encontradas algumas limitações para a aplicação desses sistemas. Uma dessas limitações é o armazenamento do combustível, no caso o hidrogênio. Esta limitação tem sido contornada através do processo de reforma já bem conhecido, que produz hidrogênio para o funcionamento eficiente do sistema.

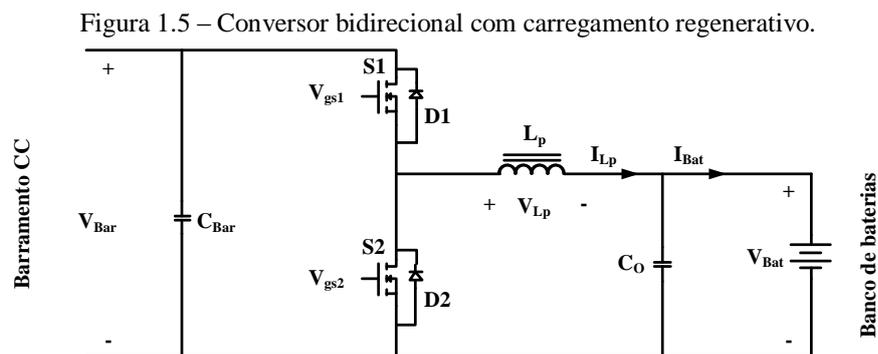
Para (Santos e Santos, 2004) o maior limitador do uso da célula é o seu combustível. O hidrogênio é altamente reativo e assim torna-se um combustível que exige uma infra-estrutura especializada para seu armazenamento e sua fabricação. Esta também é dificultada, pois a

maior parte do gás hidrogênio produzido vem de combustíveis poluentes, que são utilizados em um dispositivo chamado de reformador, que gera hidrogênio a partir destes, porém o reformador também gera resíduo e sua conversão não possui bom rendimento.

1.3. Conversores bidirecionais

1.3.1. Conversor bidirecional com carregamento regenerativo

Esta nova topologia proposta por (Chen, Wang *et al.*, 2008) trata-se de um conversor bidirecional com carregamento por pulso positivo proveniente do sinal de corrente, permite um carregamento com menor perda nos semicondutores e aumenta a vida útil do banco de baterias, além do rápido carregamento das mesmas. Na Figura 1.5 é mostrado o conversor proposto, onde observa-se os componentes do circuito,



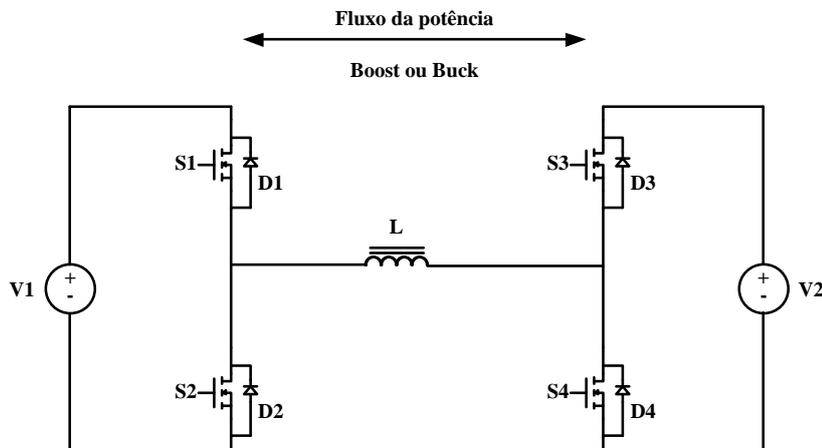
O circuito é constituído de apenas duas chaves, um indutor de armazenamento, dois capacitores de filtro, duas fontes: banco de baterias e o barramento CC. Sua operação pode ser dividida em duas etapas: Modo de carga, quando o barramento fornece energia ao banco de baterias, neste modo a chave principal é S1 e o diodo da chave S2 entra em operação. Modo de Descarga, a energia do banco de baterias é transferida ao barramento CC, neste modo a chave principal é S2 e o diodo da chave S1 está em operação.

O conversor opera de forma bidirecional, no entanto não permitir alto ganho de tensão, pois o conversor trabalha como um conversor *boost* comum. Para altas potências, os picos de corrente são elevados, o que exigirá grandes esforços dos componentes e o sistema de controle para este conversor é de alto grau de complexidade. Além disto, como o tempo de pulso negativo é pequeno e ainda existem duas comutações da chave durante este período, o esforço da chave é muito grande e não seria permitida alta velocidade de chaveamento.

1.3.2. Conversor bidirecional *buck* ou *boost* com comutação suave

O conversor bidirecional *buck* ou *boost* com comutação suave é proposto por (Dong, Wang *et al.*, 2008), é mostrado na Figura 1.6. O conversor possui um circuito simétrico que consiste de um indutor L de armazenamento quatro chaves $S1$, $S2$, $S3$ e $S4$, duas fontes de tensão $V1$ e $V2$ que pode ser representadas por ultra-capacitores, baterias e outras fontes as quais encontram-se nos dois lados do conversor.

Figura 1.6 – Conversor bidirecional *buck* ou *boost* com comutação suave.



No modo *buck* a energia flui de $V1$ para $V2$, neste modo a chave principal é $S1$ e a chave $S4$ está desligada e os diodos das chaves $S2$ e $S3$ são diretamente polarizados.

No modo *boost* a energia flui de $V2$ para $V1$, neste modo a chave principal é $S4$ enquanto que a chave $S1$ permanece desligada, similar ao modo *buck*, os diodos das chaves $S2$ e $S3$ são diretamente polarizados.

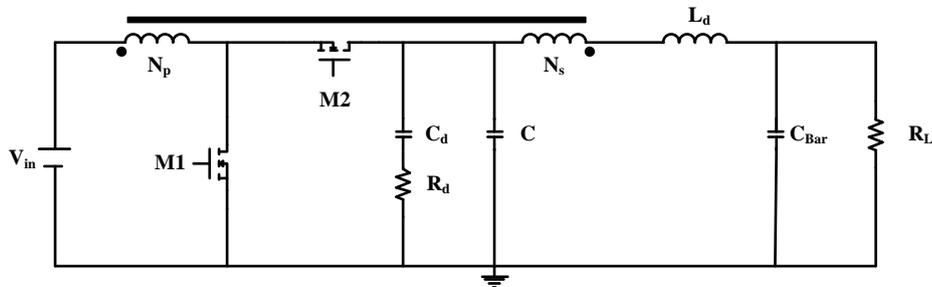
A comutação suave é uma das vantagens do conversor além da topologia simples, de baixo custo e fácil controle. A desvantagem deste conversor é por necessitar de um interruptor auxiliar dissipativo, e outro ponto é por não possuir alto ganho de tensão, pois opera como *boost* clássico.

1.3.3. Conversor *boost* com indutor acoplado

Esta topologia é baseada em um conversor *boost* com um indutor acoplado apresentado por (Sanchis-Kilders, Ejea *et al.*, 2005) e (Sanchis-Kilders, Ferreres *et al.*, 2006) é mostrado na Figura 1.7. Tal conversor é composto pelas chaves $M1$ e $M2$; um indutor filtro Lb ; um indutor acoplado formado pelos enrolamentos Np e Ns ; um filtro intermediário de descarga

dados pelo capacitor C_d , um resistor de descarga R_d e capacitor C , um capacitor filtro C_o e o resistor de carga R_L .

Figura 1.7 – Conversor *boost* com indutor acoplado.



O uso do indutor acoplado garante que o conversor se comporta do ponto de vista da carga como um sistema de fase mínima. A energia pode fluir desde a carga à entrada, dada pela bateria V_{in} .

Os dois estágios de comutação em modo de condução contínua onde um dos estágios a corrente está sempre fluindo a partir da entrada para a saída. Durante o estado ligado, chave $M1$ está em operação e a chave $M2$ está desligada, então a indutância de magnetização do indutor acoplado é armazenada, a corrente proveniente da bateria V_{in} flui através do enrolamento primário N_p e é transferida para a carga pelo enrolamento N_s . Durante o estado desligado a chave $M2$ está em operação e a chave $M1$ está desligada, então a energia de desmagnetização é descarregada através do capacitor C_d e a corrente no indutor L_b é transferida para a carga.

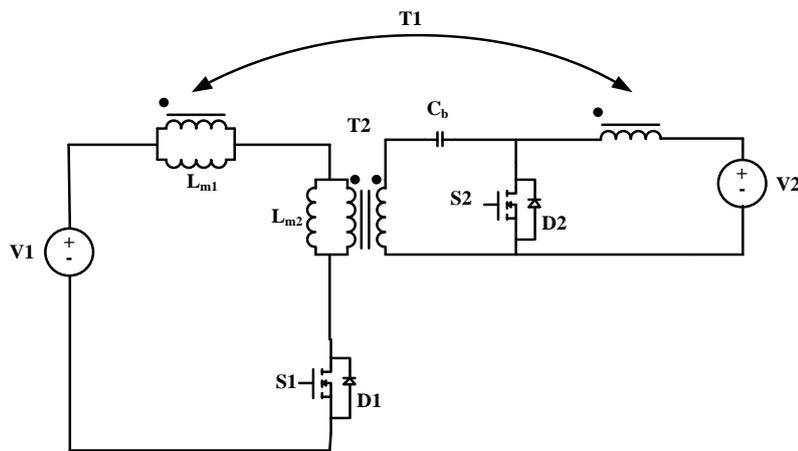
Este deste conversor necessita de um controle, desde que não houver um acréscimo de tensão na saída. No entanto sua desvantagem é por precisar de circuito auxiliar durante os transitórios das chaves, isso ocorre devido à recuperação reversa dos díodos intrínsecos das chaves $M1$ e $M2$ e picos de corrente.

1.3.4. Conversor *buck-boost bidirecional isolado*

Esta nova topologia proposta por (Delshad e Farzanehfard, 2010) é composto por dois conversores acoplados sendo um *flyback* e um *forward*, duas chaves $S1$ (do lado primário) e $S2$ do lado (secundário), dois diodos $D1$ e $D2$ anti-paralelos as chaves, como mostrado na Figura 1.8.

Os diodos anti-parelos são utilizados para permitir que ocorra fluxo de corrente em ambas as direções do conversor, um capacitor de balanceamento C_b e dois transformadores $T1$ (*flyback*) e $T2$ (*forward*). Esta topologia permite que, no modo *forward*, exista fluxo de energia tanto durante a condução da chave ou quando a chave estiver fechada. Desta maneira faz com que este conversor possa operar sobretensão e com os esforços nos componentes sejam reduzidos.

Figura 1.8 – Conversor *buck-boost* bidirecional isolado.

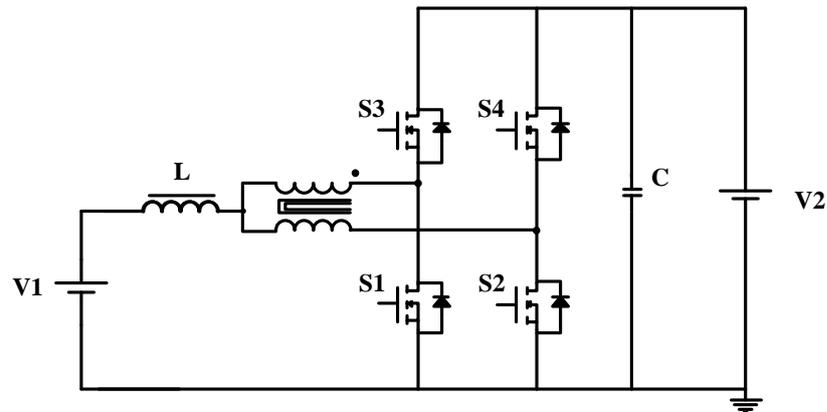


O circuito do conversor proposto possui um sistema de controle de fácil implementação, pois somente uma chave é comutada de cada vez. No entanto para alta potência o circuito possui dois transformadores que ocuparão maiores volume o que implicará no aumento de seu peso. No modo *buck* a corrente de saída é elevada, gerando picos de corrente no transformador e no capacitor de balanceamento.

1.3.5. Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados

Primeiramente a célula de comutação de três estados foi desenvolvida por (Bascopé, 2001) e a partir daí analisado e proposto um conversor bidirecional em (Barrozo, Bascopé *et al.*, 2010), o conversor proposto é mostrado na Figura 1.9. No modo *boost* o conversor é alimentado por $V1$ e suas chaves são $S1$ e $S2$. No modo *buck* o conversor é alimentado por $V2$ tendo as chaves principais $S3$ e $S4$. Além de um indutor de filtro L , um autotransformador Tr e um capacitor de filtro C .

Figura 1.9 – Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados

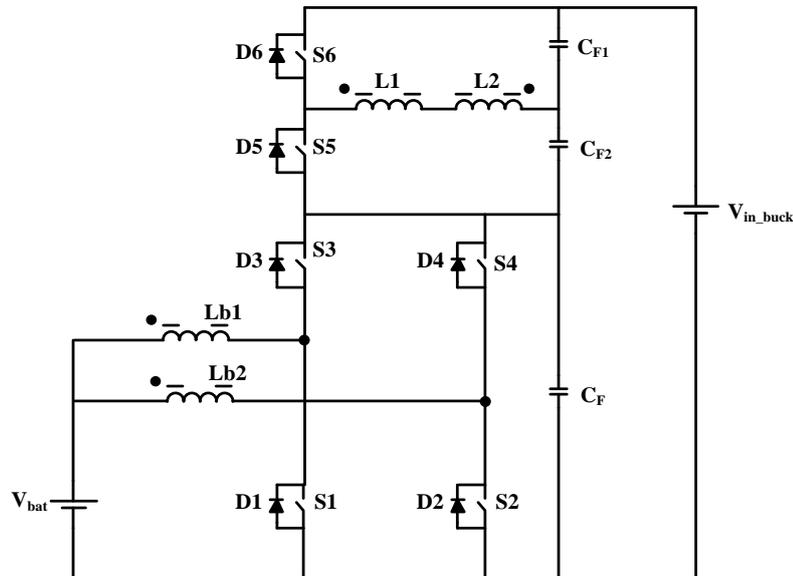


No modo *boost* a corrente fonte flui de $V1$ para $V2$, onde $S1$ e $S2$ entram em condução, com isso o diodo intrínseco de $S3$ é bloqueado e o diodo intrínseco de $S4$ permanece bloqueado. No modo *buck* a corrente fonte flui de $V2$ para $V1$, as chave $S3$ e $S4$ recebem sinal de comando, operando alternadamente e a corrente circula através dos diodos das chaves $S1$ e $S2$.

Esta topologia apresenta como vantagem principal o menor número de componentes, circuito robusto e alta eficiência. Como desvantagem são perdas elevadas nos semicondutores durante a operação no modo *buck* e também por não realizar o alto ganho de tensão.

1.3.6. Conversor bidirecional boost com alto ganho

Este conversor foi estudado e proposto em (Henn, 2008). A topologia do conversor bidirecional de alto ganho é mostrado na Figura 1.10. O conversor possui quatro indutores magneticamente acoplados sendo $L1$ e $Lb1$, $L2$ e $Lb2$, três capacitores $CF1$, $CF2$ e CF e seis chaves $S1$, $S2$, $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$. Para operar em modo *boost*, é preciso que as chaves $S1$ e $S2$ comutem com razão cíclica $D > 0,5$, e as chaves $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$ permaneçam desligadas.

Figura 1.10 – Conversor bidirecional *boost* com alto ganho.

A fim de se obter a operação em modo *buck*, as chaves $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$ devem comutar com um razão cíclica $D < 0,5$, enquanto $S1$ e $S2$ permanecem desligadas. Para a correta operação neste modo, $S4$ e $S6$ devem possuir o mesmo sinal de acionamento, que, por sua vez, deve ser defasado de $S3$ e $S5$ em meio período de chaveamento. As vantagens da topologia são: reduzido stress de tensão nos semicondutores, pequenas perdas de comutação, o conversor é adequado para aplicações onde o grande ganho de tensão é exigido, tais como sistemas de energia renováveis baseado em armazenamento da bateria. Como desvantagem destaca-se o elevado número de semicondutores e a limitação da razão cíclica.

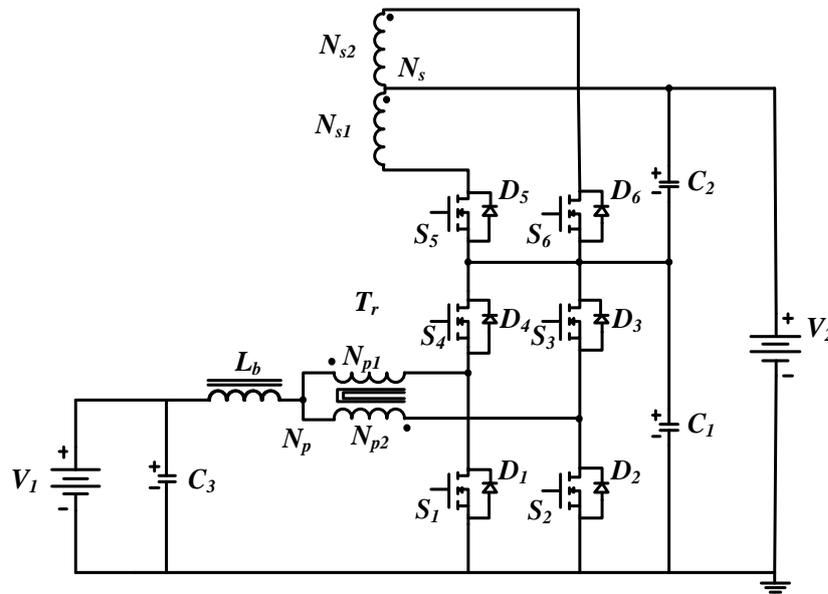
1.4. Conversor proposto

O conversor proposto no presente trabalho tem por objetivo elevar a tensão cedida pelas baterias a um nível de tensão CC apropriado. Tal conversão fornece um barramento de tensão que será usado para manter um nível de tensão de pequena rede CC. A topologia adotada leva em conta a elevada corrente de entrada do conversor e a potência processada.

Este é alimentado pela tensão $V1$ formada por um banco de baterias de 48 V, pela fonte $V2$, formada pelo barramento de 311 V, indutor de armazenamento de energia Lb , o transformador Tr , o qual é composto pelos enrolamentos primários $Np1$ e $Np2$, e os enrolamentos secundários $Ns1$ e $Ns2$, 6 interruptores $S1$ e $S2$, $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$ e capacitores de filtro $C1$, $C2$ e $C3$.

O conversor bidirecional de alto ganho é mostrado na Figura 1.11, podendo operar no modo *boost* e modo *buck* como já indicado anteriormente.

Figura 1.11 - Conversor bidirecional de alto ganho.



O conversor proposto utiliza a célula de comutação de três estados, inicialmente desenvolvida por (Bascope, 2001) e outros trabalhos apresentados por (Torrigo-Bascope, Torrico-Bascope *et al.*, 2006; Torrico-Bascope, Vasconcelos *et al.*, 2006; Torrico-Bascope, Bezerra *et al.*, 2008). A grande vantagem deste tipo de topologia é a utilização de apenas um ponto de medição para malha de corrente. A corrente pulsada que atravessa o indutor L_b na célula de comutação de três estados opera com o dobro da frequência de comutação, o que permite uma considerável redução de volume deste magnético.

1.5. Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada uma revisão bibliográfica sobre os tipos de armazenadores de energia e sobre os conversores bidirecionais desenvolvidos para aplicações em pequenas redes elétricas, levando-se em conta sempre o rendimento e a potência dos protótipos. As topologias apresentadas permitem o fluxo bidirecional de energia, com alternativas visando sempre o maior rendimento do conversor proposto. Alguns conversores estudados não oferecem uma potência suficiente para o barramento CC, enquanto que algumas topologias citadas possuem potência para o barramento CC e para o banco de baterias, porém com grande volume em seus magnéticos.

A topologia adotada para o projeto a ser utilizado em uma pequena rede elétrica foi apresentado, que consiste em um conversor com modos de operação *buk* e *boost*. Este conversor é capaz de realizar o alto ganho de tensão, podendo elevar a tensão a níveis adequados a pequena rede elétrica proposta e abaixar tensão adequada para o banco de baterias.

CAPÍTULO 2

2. ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO DE TENSÃO– MODO *BOOST*

2.1. Introdução

O desafio de gerar um barramento de saída de alta tensão, 180 Vcc a 400 Vcc, geralmente utilizados para alimentar inversores, sistemas *no-breaks*, entre outros, a partir de um baixo nível de tensão de entrada, 12 Vcc a 48 Vcc, vem sendo estudado há alguns anos, gerando diversas propostas que visam superar tal dificuldade (Henn, 2008). O estágio de alto ganho de tensão versa sobre um conversor CC-CC apropriado que possibilita a elevação de tensão de entrada de 12 a 48 Vcc para valores de tensão de saída de 300 a 400 Vcc (Bezerra, 2009). A utilização da célula de comutação de três estados em uma diversa família de conversores foi proposta inicialmente em (Bascopé, 2001). Tal característica do alto ganho é obtida acoplando um enrolamento aos dois enrolamentos do transformador da célula de comutação de três estados.

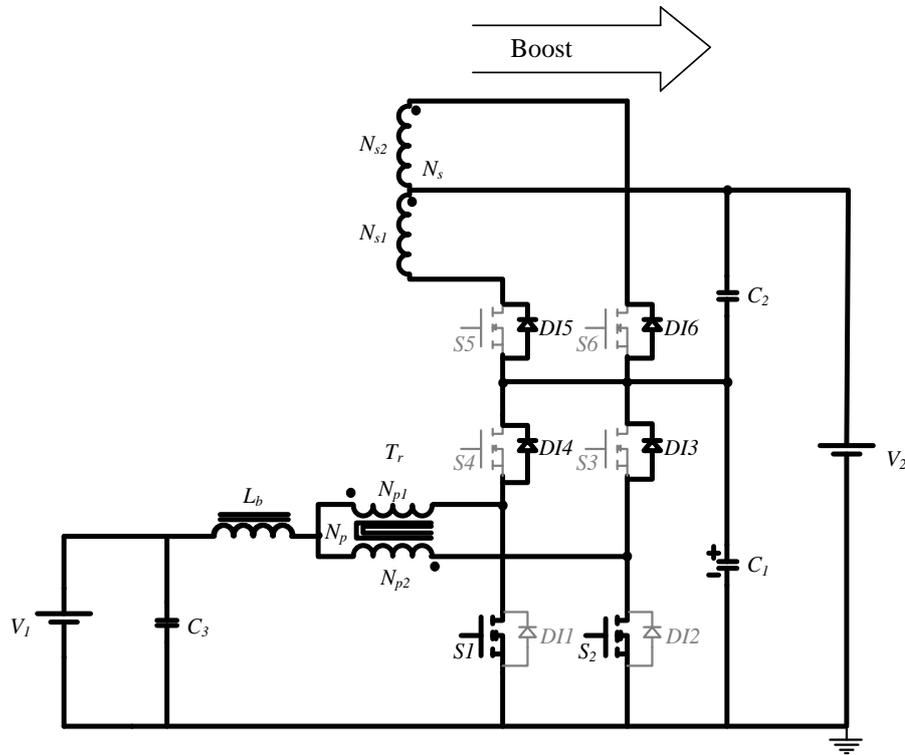
O conversor opera em modo de condução contínua (MCC) numa larga faixa de variação da potência aplicando sinais de tensão *PWM* na porta dos transistores *MOSFETs* de potência. Os sinais de tensão *PWM* apresentam superposição durante a operação em regime permanente, ou seja, razão cíclica maior que 0,5 (Bascopé, 2001).

Na partida do conversor os pulsos podem evoluir desde uma razão cíclica igual a zero até atingir o valor maior que 0,5 sem problemas de sobretensão e sobrecorrente nos componentes do conversor.

Devido a bidirecionalidade do conversor, as análises são feitas separando o conversor em dois modos de operação: modo *boost* e modo *buck*. Nesse capítulo concentram-se os estudos do conversor no modo *boost* e o capítulo seguinte é feito o estudo no modo *buck*.

2.2. Análise qualitativa no modo *boost*

A partir desta seção é apresentado o estudo do conversor proposto operando no modo *boost* (Figura 2.1). A análise qualitativa trata sobre a descrição das etapas de operação e principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes.

Figura 2.1 – Topologia no modo *boost*.

2.1.1. Descrição das etapas de operação

O princípio de funcionamento desta topologia no modo de operação *boost* é dividido em quatro etapas de operação. As etapas de operação do conversor são divididas de acordo com os sinais de controle de $S1$ e $S2$, analisando em modo condução contínua e considerando a razão cíclica dos sinais maior que 0,5.

No modo *boost* são controladas as chaves $S1$ e $S2$. As chaves $S3$ e $S5$, $S4$ e $S6$ funcionam passivamente, em outras palavras, seus diodos intrínsecos atuam quando polarizados diretamente. São mostradas na Figura 2.5 as quatro etapas de operação dividindo-se o período de acordo com a combinação da posição das chaves citadas.

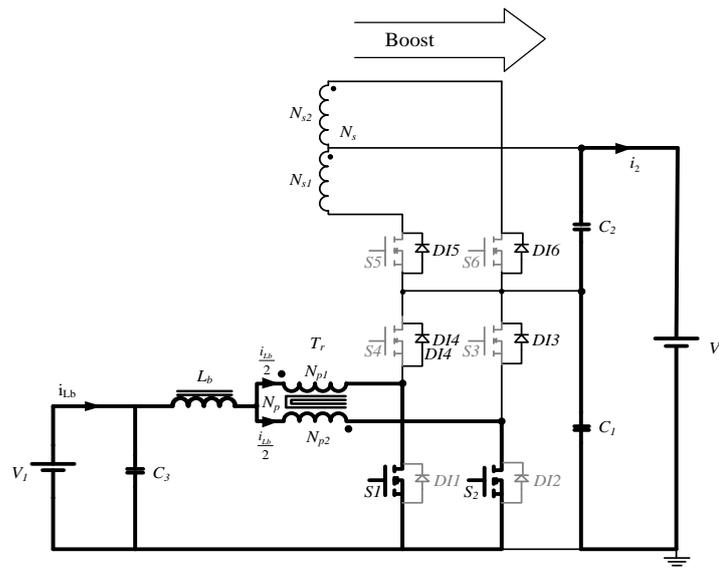
Primeira Etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$):

Neste momento as chaves $S1$ e $S2$ entram em condução. Com isso as chaves $S3$ e $S5$, $S4$ e $S6$ permanecem bloqueadas. Nessa situação a fonte $V1$ fornece energia ao indutor Lb através da corrente iLb . A corrente de entrada no indutor iLb é dividida igualmente em $iNp1$ e $iNp2$, percorrendo os enrolamentos $Np1$ e $Np2$, passando pelas chaves $S1$ e $S2$, $Np1$ e $Np2$ possuem o mesmo número de espiras, com isso a tensão induzida no autotransformador é igual à zero. A corrente iLb cresce linearmente armazenando energia no indutor Lb e não sendo transferida

a carga. Os capacitores $C1$ e $C2$ suprem a carga. A expressão da corrente através do indutor é dada por (2.1, onde “ a ” é a relação de transformação.

$$L_b \cdot \frac{di_{Lb}}{dt} - V_1 = 0 \quad (2.1)$$

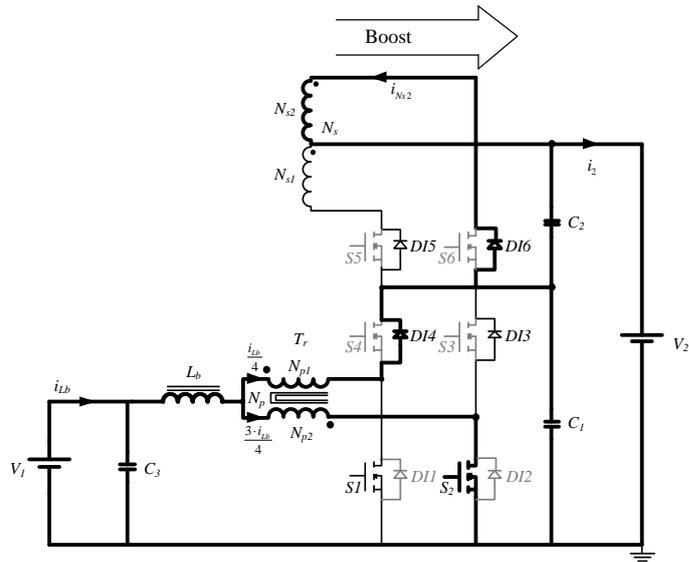
Figura 2.2 – Primeira etapa de operação do conversor no modo *boost*.



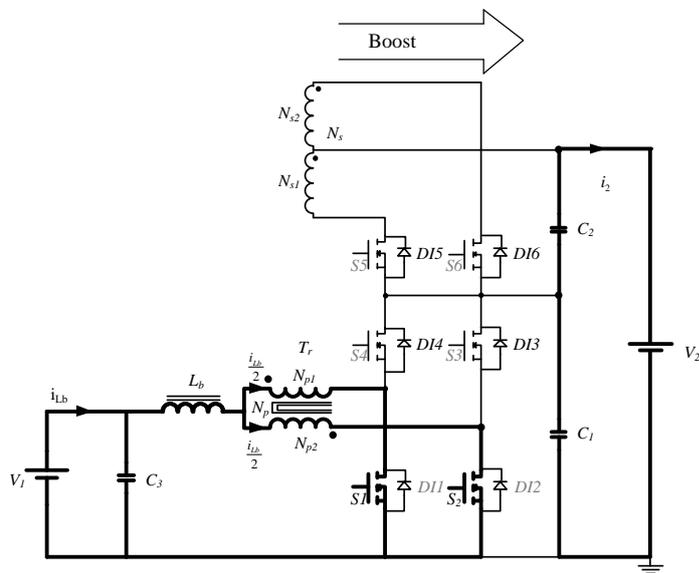
Segunda Etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$):

A chave $S1$ é bloqueada e os diodos das chaves $S4$ e $S6$ são diretamente polarizados. Nessa etapa a fonte $V2$ e os capacitores $C1$ e $C2$ recebem energia da fonte $V1$ e do indutor Lb . A tensão na chave $S1$ é igual à tensão no capacitor $C1$. A expressão que descreve a corrente no indutor nessa etapa é dada por:

$L_b \cdot \frac{di_{Lb}}{dt} - V_1 + \frac{V_2}{(a+2)} = 0$	(2.2)
--	-------

Figura 2.3 – Segunda etapa de operação do conversor no modo *boost*.**Terceira Etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$):**

Esta etapa é similar a primeira etapa onde, as chaves *S1* e *S2* estão conduzindo, e a energia é armazenada no indutor *Lb*. Esta etapa é finalizada quando a chave *S1* é desligada.

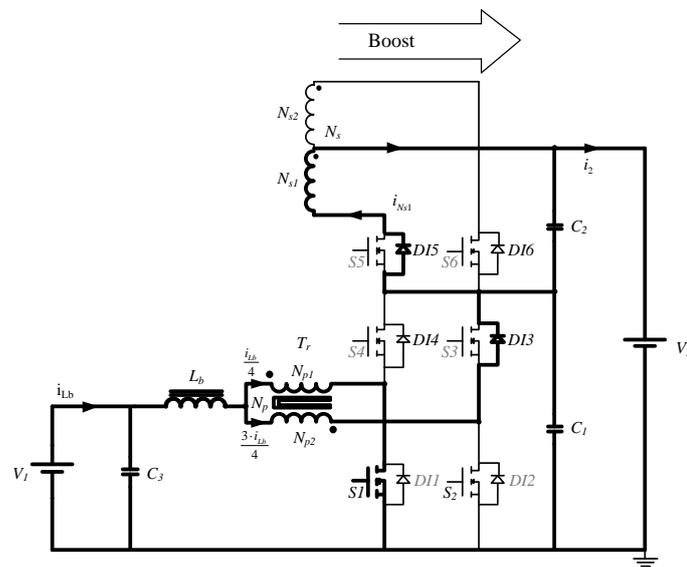
Figura 2.4 – Terceira etapa de operação do conversor no modo *boost*.**Quarta Etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$):**

Durante este intervalo, a chave *S1* permanece ligada e a chave *S2* é bloqueada, a tensão na chave *S2* é igual a tensão no capacitor *C1*, os diodos *DI3* e *DI5* são diretamente polarizados, a

energia armazenada no indutor L_b durante a terceira etapa é transferida para os capacitores C_1 e C_2 e para a carga.

No modo *boost* ocorre transferência de energia de V_1 para V_2 quando uma das chaves inferiores (S_1 e S_2) é aberta. Por outro lado, o armazenamento de energia no indutor L acontece quando as duas chaves S_1 e S_2 estão fechadas simultaneamente.

Figura 2.5 – Quarta etapa de operação do conversor no modo *boost*.



2.1.2. Principais formas de onda

As principais formas de onda teóricas são mostradas na Figura 2.6. Analisando-as é possível determina o ganho estático e os esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor.

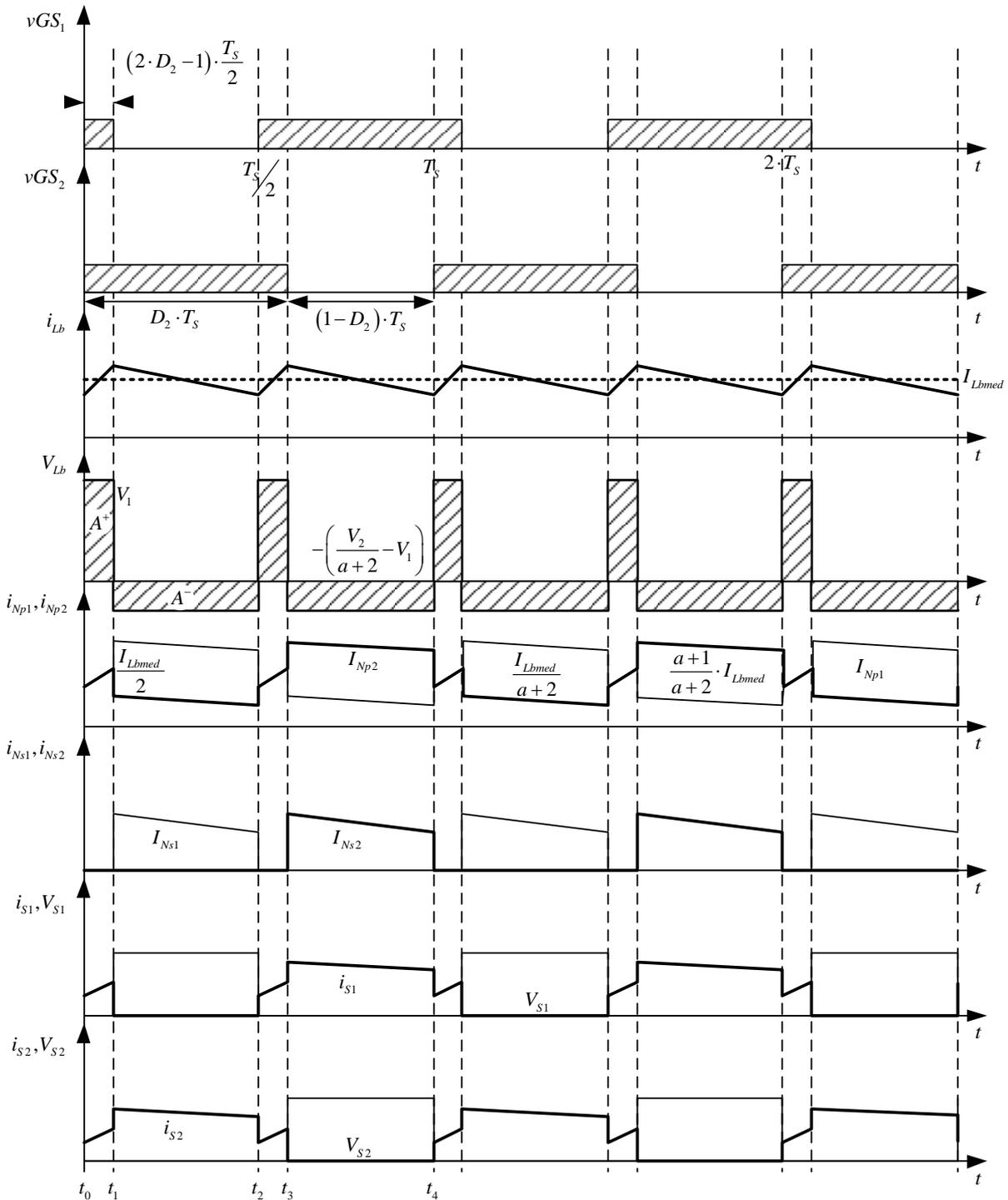
A expressão (2.3) mostra a razão cíclica do conversor, onde t_{on} é o tempo em que as chaves permanecem fechadas e T_s é o período de comutação das chaves.

$$D_2 = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.3)$$

A expressão (2.4) é a frequência de comutação das chaves.

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (2.4)$$

Figura 2.6 – Formas de onda teóricas do conversor no modo *boost*.



2.2. Análise quantitativa no modo *boost*

A análise quantitativa no modo *boost*, apresenta todo o equacionamento dos esforços de corrente e tensão nos componentes e ganho estático. O ganho estático do conversor é determinado pela variação do fluxo magnético no indutor L_b durante um período de comutação utilizando as formas de onda da Figura 2.6. No indutor a tensão média durante o

período de comutação é nula, como consequência as áreas ou a variação de fluxo magnético em cada etapa de operação são iguais. Sabendo que a energia acumulada no indutor Lb durante a etapa 1 é igual à energia descarregada durante a etapa 2.

2.2.1. Determinação do ganho estático no modo boost (G_{V2})

Para um período de comutação a tensão média no indutor é nula, consequentemente, as áreas em cada etapa são iguais, dada pela expressão (2.5).

$$A^+ = A^- \quad (2.5)$$

onde:

$$A^+ = \int_{t_0}^{t_1} V_{Lb} dt \quad (2.6)$$

$$A^- = -\int_{t_1}^{t_2} V_{Lb} dt \quad (2.7)$$

Na primeira etapa de operação, as chaves $S1$ e $S2$ estão conduzindo e a tensão sobre o transformador é nula, uma vez que o fluxo magnético resultante no núcleo é igual a zero. Com isso a tensão sobre o indutor Lb é igual a tensão da fonte de entrada $V1$.

$$A^+ = \int_{t_0}^{(2 \cdot D_2 - 1) \cdot \frac{T_s}{2}} V_1 dt \quad (2.8)$$

Na segunda etapa de operação a chave $S2$ continua conduzindo, enquanto que chave $S1$ é desligada, com isso a tensão sobre $S1$ é igual a tensão no capacitor $C1$. Como a relação de transformação unitária dos enrolamentos do transformador Tr , a tensão induzida nos enrolamentos são iguais, sendo assim considera-se a que a tensão em um dos enrolamentos do transformador é igual a $\frac{V_{C1}}{2}$, logo a tensão no indutor Lb é dada por:

$$A^- = -\int_{(2 \cdot D_2 - 1) \cdot \frac{T_s}{2}}^{T_s} \left[-\left(\frac{V_{C1}}{2} - V_1 \right) \right] dt = -\int_{(2 \cdot D_2 - 1) \cdot \frac{T_s}{2}}^{T_s} \left[-\left(\frac{V_2}{a+2} - V_1 \right) \right] dt \quad (2.9)$$

Onde $\frac{V_{C1}}{2} = \frac{V_2}{a+2}$ é obtida da seguinte forma:

A relação de transformação “ a ” do transformador Tr dada pela equação (2.10):

$$a = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_s}{V_p} = 2 \frac{V_{C2}}{V_{C1}} \therefore V_{C2} = a \frac{V_{C1}}{2} \quad (2.10)$$

A tensão de saída V_2 é soma das tensões nos capacitores C_1 e C_2 expresso por (2.11):

$$V_2 = V_{C1} + V_{C2} \quad (2.11)$$

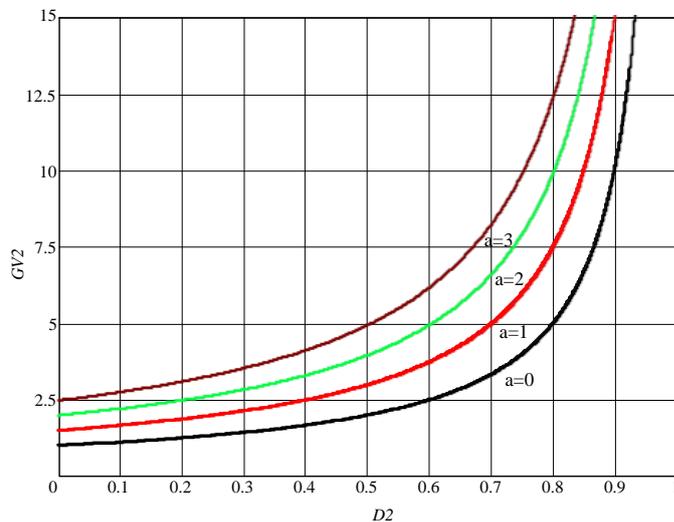
Relacionando a tensão V_2 com V_{C1} temos a expressão:

$$\frac{V_{C1}}{2} = \frac{V_2}{a+2} \quad (2.12)$$

Resolvendo a expressão (2.5) e relacionando a tensão de saída e tensão de entrada tem-se o ganho estático do conversor proposto dado pela expressão (2.13).

$$G_{V2} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{a+2}{2(1-D_2)} \quad (2.13)$$

Figura 2.7 – Curva do ganho estático em função da razão cíclica.



A potência média de entrada do conversor é definida pela expressão (2.14).

$$P_2 = \frac{P_1}{\eta} \quad (2.14)$$

Os valores de tensão de saída do conversor em função da razão cíclica, dos parâmetros (V_1 e I_1) e da relação de transformação “ a ”, são definidos a partir da expressão (2.13). Desta maneira obtêm-se as expressões (2.15) e (2.16):

$$V_2 = \frac{V_1 \cdot (a + 2)}{2(1 - D_2)} \quad (2.15)$$

$$I_2 = \frac{2(1 - D_2) \cdot I_1}{a + 2} \quad (2.16)$$

2.2.2. Esforços de tensão e corrente no indutor L_b

Nesta seção o cálculo da variação do corrente no indutor L_b , a indutância e os esforços de corrente e tensão são mostrados. Analisando a primeira etapa de operação do conversor proposto e usando as formas de onda corrente e tensão no indutor, a sua ondulação é calculada. A expressão da tensão no indutor é dada por (2.17).

$$V_L = V_1 = L_b \cdot \frac{\Delta I_{Lb}}{\Delta t} \quad (2.17)$$

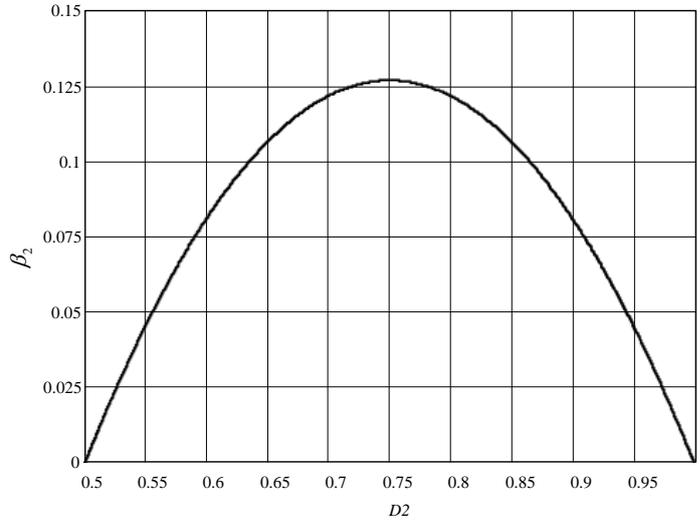
Para o intervalo de $t_0 \leq t \leq t_1$, substituindo o valor da tensão nesse intervalo e expressando o intervalo em função da razão cíclica, a expressão (2.18).

$$\Delta I_{Lb} = \frac{V_2 \cdot (2 \cdot D_2 - 1) \cdot (1 - D_2) \cdot T_s}{(a + 2) \cdot L_b} \quad (2.18)$$

Normalizando a expressão (2.18) obtém-se a expressão (2.19), sendo possível traçar o gráfico variando D_2 de 0,5 a 1,0 e encontrar o ponto máximo em função da razão cíclica.

$$\beta_2 = \frac{\Delta I_{Lb} \cdot L_b \cdot (a + 2)}{T_s \cdot V_2} = (2 \cdot D_2 - 1) \cdot (1 - D_2) \quad (2.19)$$

A Figura 2.8 mostra a ondulação de corrente normalizada apresentada graficamente por (2.19). A máxima ondulação de corrente ocorre no ponto onde a razão cíclica é igual a 0,75 e o parâmetro β_2 é igual a 0,125.

Figura 2.8 – Ondulação de corrente no indutor L_b normalizada.

Da expressão (2.19) destaca-se a expressão para indutância dada por (2.20):

$$L_b = \frac{V_2 \cdot (2 \cdot D_2 - 1) \cdot (1 - D_2) \cdot T_s}{(a + 2) \cdot \Delta I_{L_b}} = \beta_2 \cdot \frac{T_s \cdot V_2}{(a + 2) \cdot \Delta I_{L_b}} \quad (2.20)$$

Substituindo o valor do parâmetro β_2 no ponto de máxima ondulação, obtém-se expressão (2.21).

$$L_b = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_2 \cdot T_s}{(a + 2) \cdot \Delta I_{L_b}} \quad (2.21)$$

Os valores de IM e Im são definidos pelas expressões (2.22) e (2.23) que representam o valor máximo e o valor mínimo da ondulação de corrente no indutor L_b .

$$Im = I_1 - \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D_2 - 1) \cdot T_s}{4 \cdot L_b} \quad (2.22)$$

$$IM = I_1 + \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D_2 - 1) \cdot T_s}{4 \cdot L_b} \quad (2.23)$$

Pela Figura 2.5 observa-se que a corrente média do indutor L_b é igual à corrente de entrada. Portanto a corrente média que circula através do indutor L_b é definida pela expressão (2.24).

$$I_{Lbmed} = \frac{IM}{2} + \frac{Im}{2} \quad (2.24)$$

Substituindo IM e Im na expressão (2.24), obtém-se a expressão (2.25):

$$I_{Lbmed} = I_1 \quad (2.25)$$

Adota-se uma ondulação de corrente no indutor Lb entre 10 % e 15 % da corrente média de entrada máxima. Assim considera-se que os valores da corrente média do indutor e eficaz que circula através do indutor Lb são aproximadamente iguais. Logo chega-se a expressão (2.26):

$$I_{ef_Lb} \cong I_1 \quad (2.26)$$

A corrente de entrada I_1 pode ser obtida a partir da expressão (2.27) em função da razão cíclica D_1 e da relação de transformação a :

$$I_1 = \frac{a+2}{2 \cdot (1-D_2)} \cdot I_2 \quad (2.27)$$

A corrente de pico que circula através do indutor Lb é dada pela expressão (2.28):

$$I_{Pk_Lb} = IM = I_1 + \frac{V_1 \cdot (2 \cdot D_2 - 1) \cdot T_s}{4 \cdot L_b} \quad (2.28)$$

A tensão máxima sobre o indutor Lb é dada por (2.29).

$$V_{Lb} = V_1 \quad (2.29)$$

2.2.3. Esforços de tensão e corrente no transformador Tr

A tensão máxima no enrolamento primário Np do transformador Tr é dada pela expressão (2.30).

$$V_{NP_max} = \frac{V_1}{2 \cdot (1-D_2)} \quad (2.30)$$

A tensão máxima no enrolamento secundário Ns é dada pela expressão (2.30).

$$V_{NS_max} = \frac{a \cdot V_2}{2 \cdot (1 - D_2)} \quad (2.31)$$

A corrente eficaz que circula através de cada enrolamento primário do transformador Tr é dada pela expressão (2.32).

$$I_{ef_Np1} = \frac{I_1}{2 \cdot (a + 2)} \cdot \sqrt{4 \cdot a - 2 \cdot D_2 \cdot a^2 + 3 \cdot a^2 + 4} \quad (2.32)$$

A máxima corrente de pico que circula através de cada enrolamento primário do transformador é dada pela expressão (2.33).

$$I_{pk_Np1} = \frac{a + 1}{a + 2} \cdot IM \quad (2.33)$$

A corrente eficaz que circula através de cada enrolamento secundário do transformador é definida pela expressão (2.34).

$$I_{ef_Ns1} = \frac{I_1}{a + 2} \cdot \sqrt{(1 - D_2)} \quad (2.34)$$

A máxima corrente de pico que circula através de cada enrolamento secundário do transformador é dada pela expressão (2.35).

$$I_{pk_Ns1} = \frac{1}{a + 2} \cdot IM \quad (2.35)$$

2.2.4. Esforços de tensão e corrente nos interruptores $S1$ e $S2$

A tensão máxima sobre os interruptores $S1$ e $S2$ é definida pela expressão (2.36).

$$V_{S1_max} = \frac{V_1}{(1 - D_2)} \quad (2.36)$$

A corrente média que circula através dos interruptores $S1$ e $S2$ do conversor é definida pela expressão (2.37).

$$I_{med_S1} = \frac{I_1}{2} \cdot \frac{(2 \cdot D_2 - a)}{(a + 2)} \quad (2.37)$$

A corrente eficaz que circula através das chaves $S1$ e $S2$ é definida pela expressão (2.38).

$$I_{ef_S1} = \frac{I_1}{2 \cdot (a+2)} \cdot \sqrt{4 \cdot D_2 + 4 \cdot a - 2 \cdot D_2 \cdot a^2 + 3 \cdot a^2} \quad (2.38)$$

A máxima corrente de pico que circula que circula através dos interruptores $S1$ e $S2$ é dada pela expressão (2.39).

$$I_{Pk_S1} = \frac{a+1}{a+2} \cdot IM \quad (2.39)$$

2.2.5. Esforços de tensão e corrente nos diodos $DI3$ e $DI4$

A tensão reversa máxima sobre os diodos $D3$ e $D4$, que são intrínsecos aos interruptores $S3$ e $S4$ é dada pela expressão (2.40).

$$V_{\max_DI3} = \frac{V_1}{(1-D_2)} \quad (2.40)$$

A corrente média que circula através dos diodos $DI3$ e $DI4$ do conversor é definida respectivamente pela expressão (2.41).

$$I_{med_DI3} = \frac{I_1}{(a+2)} \cdot (1-D_2) \quad (2.41)$$

A corrente eficaz que circula através dos diodos $DI3$ e $DI4$ é definida pela expressão (2.42).

$$I_{ef_DI3} = \frac{I_1}{(a+2)} \cdot \sqrt{1-D_2} \quad (2.42)$$

A máxima corrente de pico que circula que circula através dos diodos $DI3$ e $DI4$ é dada pela expressão (2.43).

$$I_{Pk_DI3} = \frac{1}{a+2} \cdot IM \quad (2.43)$$

2.2.6. Esforços de tensão e corrente nos diodos $DI5$ e $DI6$

A tensão reversa máxima sobre os diodos $DI5$ e $DI6$, que são intrínsecos aos interruptores $S5$ e $S6$ é dada pela expressão (2.44).

$$V_{\max_DI5} = \frac{a \cdot V_1}{(1 - D_2)} \quad (2.44)$$

A corrente média que circula através dos diodos *DI5* e *DI6* do conversor é definida respectivamente pela expressão (2.45).

$$I_{\text{med_}DI4} = \frac{I_1}{(a + 2)} \cdot (1 - D_2) \quad (2.45)$$

A corrente eficaz que circula através dos diodos *DI5* e *DI6* é definida pela expressão (2.46)

$$I_{\text{ef_}DI4} = \frac{I_1}{(a + 2)} \cdot \sqrt{1 - D_2} \quad (2.46)$$

A máxima corrente de pico que circula através dos diodos *DI5* e *DI6* é dada pela expressão (2.47).

$$I_{\text{pk_}DI4} = \frac{1}{a + 2} \cdot IM \quad (2.47)$$

2.2.7. Esforços de tensão e corrente no capacitor *CI*

A máxima tensão a serem submetidos os capacitores *CI* é dada pela expressão (2.48).

$$V_{C1} = \frac{V_1}{1 - D_2} \quad (2.48)$$

Uma vez assumido o valor da ondulação de tensão sobre os capacitores *CI*, pode-se calcular o valor da capacitância através da expressão (2.49).

$$C_1 = \frac{I_2 \cdot (2 \cdot D_2 - 1)}{2 \cdot \Delta V_{C1} \cdot F_s} \quad (2.49)$$

A corrente eficaz que circula através do capacitor *CI* é definida pela expressão (2.50).

$$I_{\text{ef_}C1} = I_2 \cdot \sqrt{\frac{(2 \cdot D_2 - 1)}{2 \cdot (1 - D_2)}} \quad (2.50)$$

A ondulação de corrente que circula através do capacitor $C1$ é definida pela expressão (2.51).

$$\Delta I_{pk_C1} = \frac{1}{2 \cdot (a+1)} \cdot IM \quad (2.51)$$

2.2.8. Esforços de tensão e corrente nos capacitores $C2$ e $C3$

A máxima tensão a serem submetidos os capacitores $C2$ e $C3$ é dada pela expressão (2.52).

$$V_{\max_C2} = \frac{a \cdot V_1}{2 \cdot (1 - D_2)} \quad (2.52)$$

Uma vez assumido o valor da ondulação de tensão sobre os capacitores $C2$ e $C3$, pode-se calcular o valor da capacitância através da expressão (2.53).

$$C_2 = \frac{I_2 \cdot D_2}{\Delta V_{C2} \cdot F_s} \quad (2.53)$$

A corrente eficaz que circula através dos capacitores $C2$ e $C3$ é definida pela expressão (2.54).

$$I_{ef_C2} = I_2 \cdot \sqrt{\frac{D_2}{(1 - D_2)}} \quad (2.54)$$

A ondulação de corrente que circula através dos capacitores $C2$ e $C3$ é definida pela expressão (2.55).

$$\Delta I_{pk_C2} = \frac{1}{(a+1)} \cdot IM \quad (2.55)$$

2.2.9. Potência processada pelo transformador Tr

Os enrolamentos $Np1$ e $Np2$ do primário do transformador apresentam o mesmo número de espiras similar aos enrolamentos $Ns1$ e $Ns2$ tem o mesmo número de espiras. Apenas na primeira e terceira etapa de operação do conversor *boost*, apesar de haver circulação de corrente nos enrolamentos primários $Np1$ e $Np2$, nenhuma tensão é induzida nos

enrolamentos $Ns1$ e $Ns2$. A expressão a seguir foi obtida do trabalho (Bezerra, 2009). A potência processada pelo transformador é definida através da expressão (2.56).

$$P_{Tr} = \frac{P_1}{2} \cdot \frac{2 \cdot a + 1}{a + 1} \quad (2.56)$$

2.3. Considerações finais

Neste capítulo foi feita uma análise qualitativa do conversor bidirecional de alto ganho. Foram apresentadas as equações para determinação dos esforços nos componentes do conversor. O conversor proposto apresenta característica bidirecional, ou seja, pode operar no modo *boost* e no modo *buck*. A comparação com o *boost* clássico revela que o conversor proposto apresenta uma maior quantidade de componentes, no entanto a corrente que circula através das chaves é cerca da metade corrente média, o que diminui as perdas por condução.

CAPÍTULO 3

3. ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO DE TENSÃO – MODO *BUCK*

3.1. Introdução

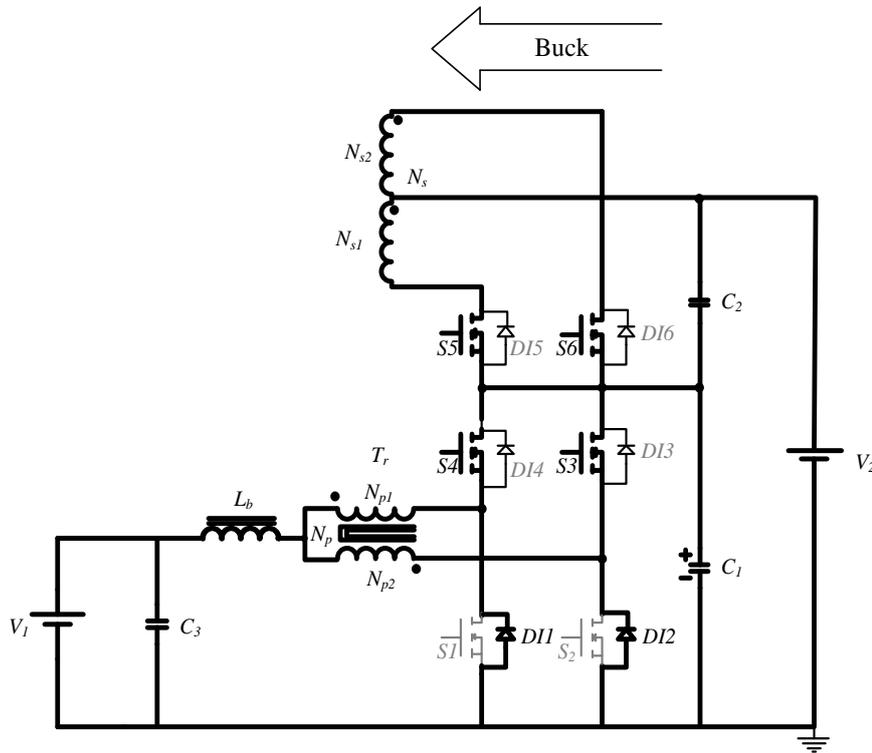
Esse capítulo destaca o conversor proposto operando no modo *buck*. Onde são apresentadas as mesmas análises realizadas no capítulo anterior, tomando por base a preocupação de entendê-lo como um conversor independente, embora os dois modos *boost* e *buck* compreendam a topologia proposta de forma conjunta. A partir do conversor proposto, as etapas de operação no modo *buck* são descritas. Os mesmos componentes são usados, no entanto para este modo, com destaque para as chaves *S3*, *S4*, *S5* e *S6* que são controladas proporcionando assim a bidirecionalidade de energia. Essa situação ocorrerá quando houver mudança no sentido da corrente do indutor, funcionando assim como um carregador de bateria. Uma análise quantitativa e qualitativa desse modo é apresentada, destacando as etapas de operação, as principais formas de onda, o ganho estático, os esforços de tensão e corrente no indutor, autotransformador, chaves e capacitor de filtro.

3.2. Análise qualitativa no modo *buck*

Novamente nesta seção é apresentado o estudo do conversor proposto agora operando no modo *buck*. A análise qualitativa trata sobre a descrição das etapas de operação e principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes.

3.2.1. Descrição das etapas de operação

Neste modo de operação a energia é transferida do barramento de *V2* para o banco de baterias *V1*, onde as chaves superiores *S3*, *S4*, *S5* e *S6* e os diodos *DI1* e *DI2* que são intrínsecos aos interruptores *S1* e *S2* diferenciam o conversor como *buck*. O conversor operando neste modo é mostrado na Figura 3.1.

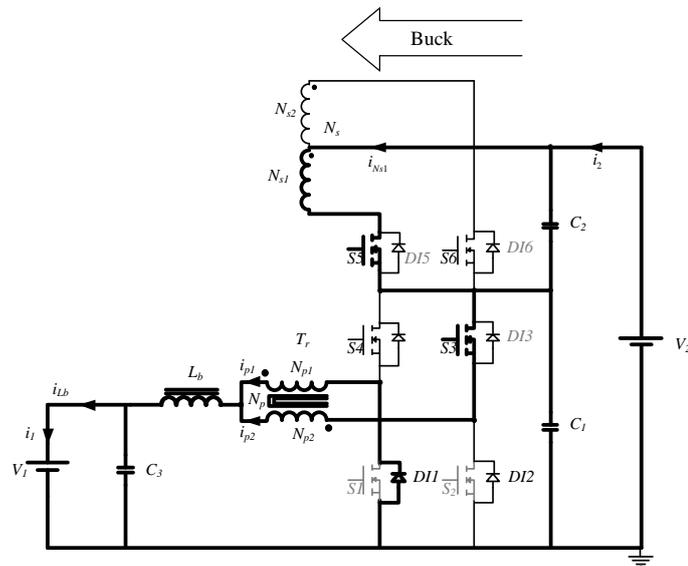
Figura 3.1 – Topologia do modo *buck*.

A tensão de entrada do conversor em modo *buck* é a tensão de saída do modo *boost* V_2 (barramento CC). As etapas de operação do conversor no modo *buck*, são mostradas na Figura 3.5. A análise é feita para uma razão cíclica menor que 0,5. No modo *buck* o controle PWM do conversor é aplicado nas chaves S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , enquanto os interruptores S_1 e S_2 são considerados desligados. O princípio de funcionamento desta topologia no modo de operação *buck* também apresenta quatro etapas de operação.

Primeira Etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$):

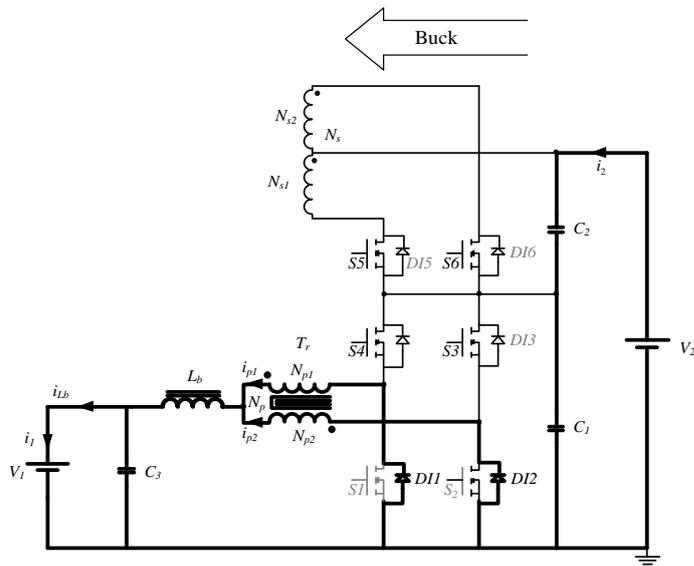
No instante t_0 as chaves S_3 e S_5 recebem o sinal de comando e permanecem em estado de condução, enquanto, S_4 e S_6 permanecem em estado de bloqueio. O diodo da chave S_1 é diretamente polarizado, o enrolamento N_{s1} induz o enrolamento N_{p1} , e como consequência aparece uma tensão no indutor L_b e permite a transferência de energia ao banco de baterias através de iL_b . Por fim, esta etapa é finalizada quando as chaves S_3 e S_5 são desligadas. A equação que descreve esta etapa é dada por:

$$L_b \cdot \frac{di_{L_b}}{dt} - V_1 + \frac{V_{C1}}{2} = 0 \quad (3.1)$$

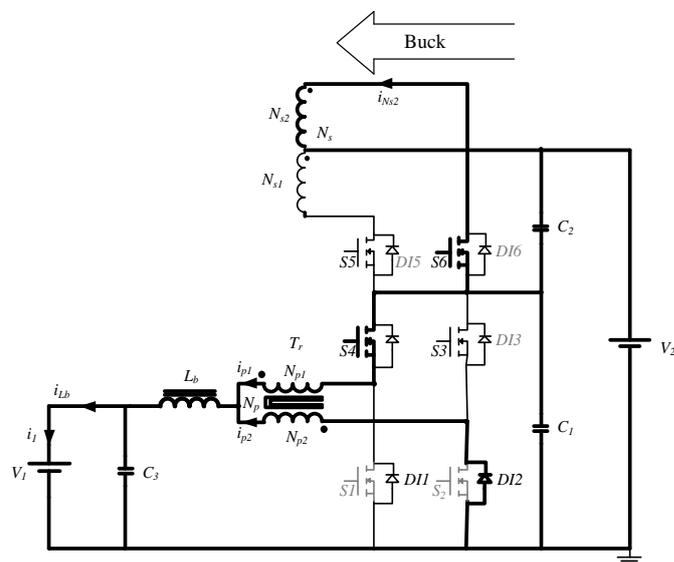
Figura 3.2 – Quarta etapa de operação no modo *buck***Segunda Etapa** ($t_1 \leq t \leq t_2$):

No instante t_1 as chaves S_3 e S_5 recebem o sinal de bloqueio, enquanto, S_4 e S_6 permanecem bloqueadas e o diodo da chave S_2 entra em condução. A fonte V_2 é isolada da fonte de saída (V_1) e somente capacitor filtro C_3 alimenta V_1 . O indutor é descarregado linearmente cedendo energia à bateria. A corrente i_{Lb} entra em roda livre pelos diodos das chaves S_1 e S_2 passando pelos enrolamentos do transformador e indutor. A equação diferencial nesta etapa é dada por:

$$L_b \cdot \frac{di_{Lb}}{dt} - V_1 = 0 \quad (3.2)$$

Figura 3.3 – Segunda etapa de operação no modo *buck*.**Terceira Etapa** ($t_2 \leq t \leq t_3$):

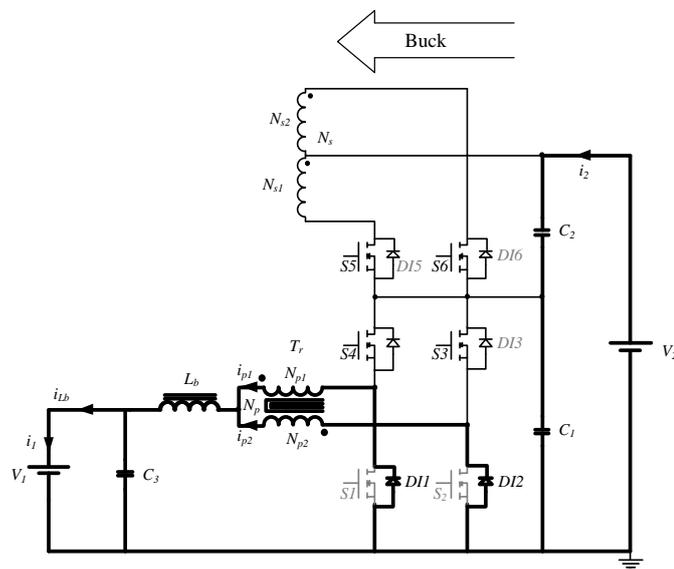
No instante t_2 as chaves S_4 e S_6 entram em condução e permanecem nesse estado até o fim da etapa; as chaves S_3 e S_5 permanecem bloqueadas e o diodo da chave S_1 é reversamente polarizado. A fonte V_2 transfere energia à fonte V_1 através das chaves S_4 e S_6 , o enrolamento N_{s2} induz o enrolamento N_{p2} , proporcionando uma transferência de energia para o indutor L_b e ao banco de baterias. Esta etapa é semelhante à primeira, portanto, a expressão que descreve a variação de corrente do indutor é a mesma (3.1).

Figura 3.4 – Terceira etapa de operação no modo *buck*.

Quarta Etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$):

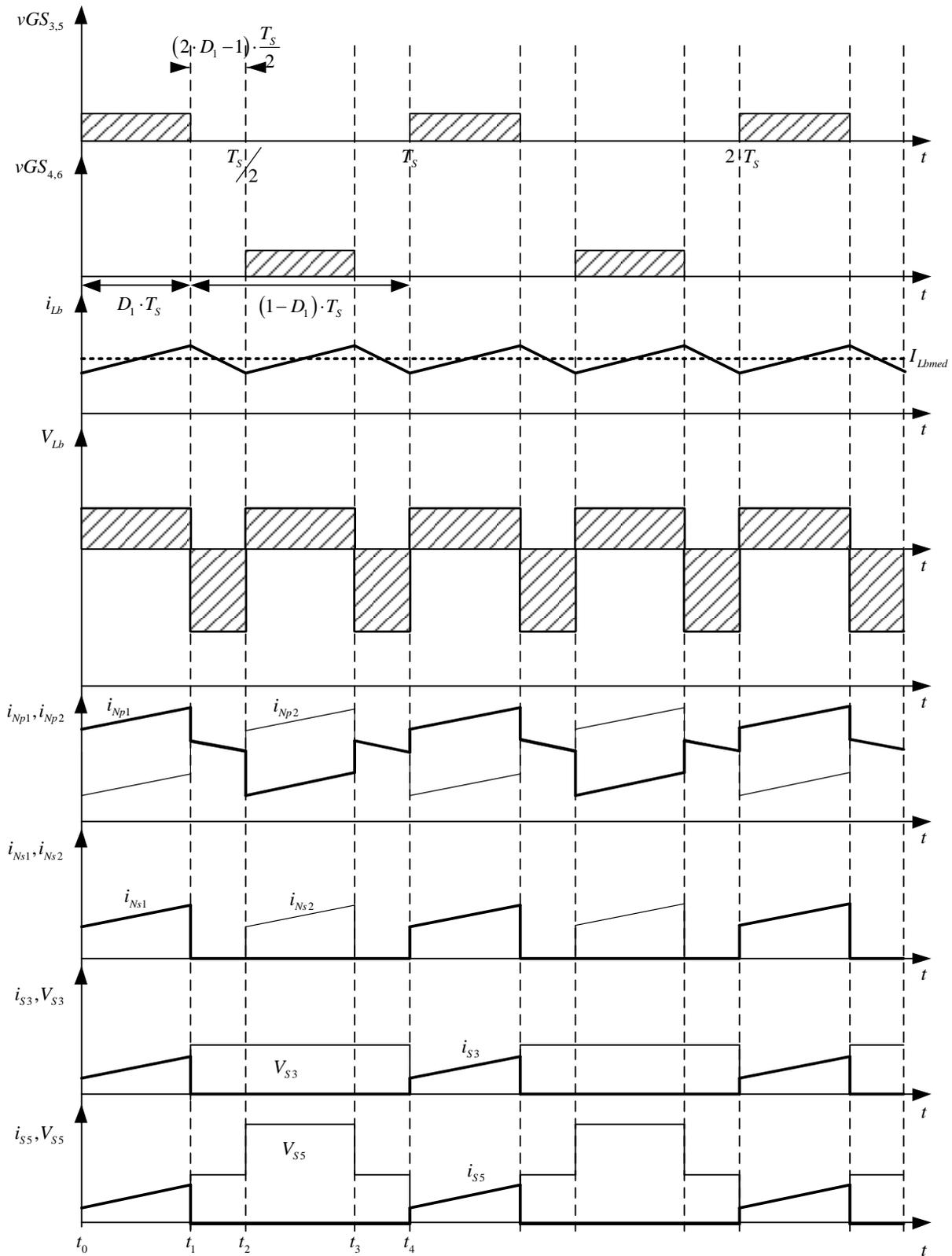
No instante as chaves $S4$ e $S6$ recebem o sinal de bloqueio e permanecem nesse estado durante esse intervalo, enquanto as chaves $S3$ e $S5$ se encontram bloqueadas. A energia armazenada no indutor L_b e transferida a fonte V_1 e os diodos das chaves $S1$ e $S2$ permanecem em roda livre. Esta etapa é semelhante a segunda etapa de operação do conversor.

Figura 3.5 – Quarta etapa de operação no modo *buck*.



3.2.2. Principais formas de onda

As principais formas de onda teóricas são mostradas na Figura 3.6, e através de sua análise pode ser determinado o ganho estático e os esforços nos componentes do conversor.

Figura 3.6 – Formas de onda teórica do conversor no modo *buck*.

3.3. Análise quantitativa no modo *buck*

A análise quantitativa detalha todo o equacionamento de parâmetros dos componentes do conversor para o modo *buck*, destacando o ganho estático e os esforços de tensão e corrente nos componentes. De forma análoga ao Capítulo 2 são feitos os mesmos procedimentos da análise qualitativa para o modo *buck*.

3.3.1. Ganho estático no modo *buck* (G_{VI})

Para um período de comutação a tensão média no indutor é nula, consequentemente, as áreas em cada etapa são iguais, dada pela expressão (3.3).

$$A^+ = A^- \quad (3.3)$$

onde:

$$A^+ = \int_{t_0}^{t_1} V_{Lb} dt \quad (3.4)$$

$$A^- = -\int_{t_1}^{t_2} V_{Lb} dt \quad (3.5)$$

Na primeira etapa de operação o diodo da chave *S1* está conduzindo enquanto que as chaves *S3* e *S5* estão em condução, com isso tensão sobre *S2* é igual a tensão no capacitor *CI*. Como a relação de transformação nos primários do transformador *Tr* é unitária, a tensão induzida nos enrolamentos são iguais, sendo assim considera-se a que a tensão em um dos enrolamentos do transformador é igual a $\frac{V_{C1}}{2}$, logo a tensão no indutor *Lb* é dada por:

$$A^+ = \int_{t_0}^{D_1 \cdot T_s} \frac{V_2}{a+2} - V_1 dt \quad (3.6)$$

Onde $\frac{V_{C1}}{2} = \frac{V_2}{a+2}$, demonstrado no capítulo anterior.

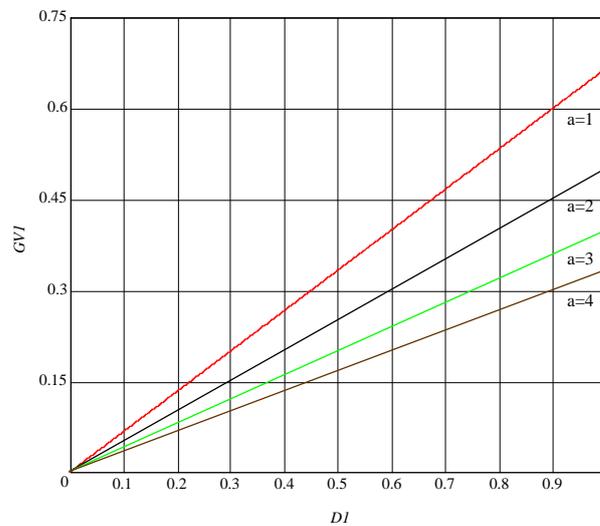
Na segunda etapa de operação, os diodos das chaves *S1* e *S2* estão conduzindo e as chaves *S3*, *S4*, *S5* e *S6* estão bloqueadas, assim a tensão sobre o transformador é nula, uma vez que o fluxo magnético resultante no núcleo é igual a zero. Com isso a tensão sobre o indutor *Lb* é igual a tensão da fonte de entrada *VI*.

$$A^- = -\int_{\frac{T_s}{2}}^{D_1 T_s} (-V_1) dt \quad (3.7)$$

Resolvendo a expressão (3.3) e relacionando a tensão de saída e a tensão de entrada tem-se o ganho estático do conversor proposto dado por (3.8).

$$G_{V1} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{2 \cdot D_1}{a+2} \quad (3.8)$$

Figura 3.7 – Curva do ganho estático em função da razão cíclica.



A potência média de entrada do conversor é definida pela expressão (3.9).

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} \quad (3.9)$$

Os valores de tensão de saída do conversor em função da razão cíclica, dos parâmetros ($V1$ e $I1$) e da relação de transformação “ a ”, são definidos a partir da expressão (2.13). Desta maneira obtêm-se as expressões (3.10) e (3.11):

$$V_1 = \frac{2 \cdot V_2 \cdot D_1}{a+2} \quad (3.10)$$

$$I_1 = \frac{(a+2) \cdot I_2}{D_1} \quad (3.11)$$

3.3.2. Esforços de tensão e corrente no indutor L_b

Analisando a primeira etapa de operação do conversor proposto e a partir das formas de onda da corrente e tensão no indutor, a sua ondulação é calculada. A expressão da tensão no indutor é dada por (3.12).

$$V_{L_b} = \frac{V_2}{a+2} - V_1 = L_b \cdot \frac{\Delta I_{L_b}}{\Delta t} \quad (3.12)$$

Para o intervalo $t_0 \leq t \leq t_1$, substituindo o valor da tensão nesse intervalo e expressando o intervalo em função da razão cíclica, chega-se a expressão:

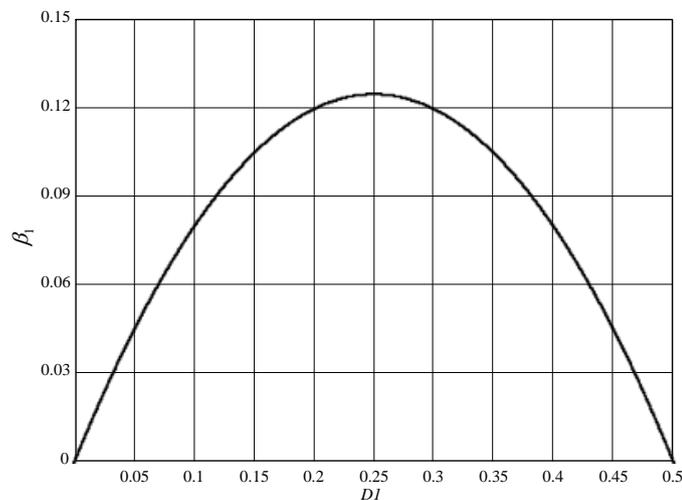
$$\Delta I_{L_b} = \frac{V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1}{(a+2) \cdot L_b \cdot f_s} \quad (3.13)$$

Parametrizando a expressão (3.13) obtém-se a expressão (3.14), sendo possível traçar o gráfico variando D_1 de 0 a 0,5 e encontrar o ponto da máxima ondulação em função da razão cíclica.

$$\beta_2 = \overline{\Delta I_{L_b}} = \frac{\Delta I_{L_b} \cdot L_b \cdot f_s \cdot (a+2)}{V_2} = (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1 \quad (3.14)$$

A Figura 3.8 mostra a ondulação de corrente normalizada apresentada graficamente por (3.14). A máxima ondulação de corrente ocorre no ponto onde a razão cíclica é igual a 0,25.

Figura 3.8 – Ondulação de corrente no indutor L_b normalizada.



Como isso a indutância do indutor L_b pode ser calculada a partir de (3.13) e (3.14).

$$L_b = \frac{V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1}{(a + 2) \cdot \Delta I_{Lb} \cdot f_s} \quad (3.15)$$

A indutância calculada com a máxima ondulação parametrizada é dada por (3.16).

$$L_b = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_2}{(a + 2) \cdot \Delta I_{Lb} \cdot f_s} \quad (3.16)$$

Os valores de IM e Im são definidos pelas expressões (3.17) e (3.18) que representam o valor máximo e o valor mínimo da ondulação de corrente no indutor Lb .

$$Im = I_1 - \frac{V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1}{2 \cdot (a + 2) \cdot L_b \cdot f_s} \quad (3.17)$$

$$IM = I_1 + \frac{V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1}{2 \cdot (a + 2) \cdot L_b \cdot f_s} \quad (3.18)$$

Pela Figura 3.6 observa-se que a corrente média no indutor Lb é igual a corrente de saída. Portanto a corrente média que circula através do indutor Lb é definida pela expressão (3.19).

$$I_{Lbmed} = \frac{IM}{2} + \frac{Im}{2} \quad (3.19)$$

Substituindo IM e Im na expressão (3.19), obtém-se a expressão (3.20).

$$I_{Lbmed} = I_1 \quad (3.20)$$

Adota-se uma ondulação de corrente no indutor Lb entre 10 % e 15 % da corrente média de saída máxima. Assim considera-se que os valores da corrente média e eficaz que circula através do indutor Lb são aproximadamente iguais. Logo chega-se a expressão (3.21):

$$I_{ef_Lb} \cong I_1 \quad (3.21)$$

A corrente de saída I_1 pode ser obtida a partir da expressão (3.22) em função da razão cíclica DI e da relação de transformação “ a ”:

$$I_1 = \frac{a + 2}{2 \cdot D_1} \cdot I_2 \quad (3.22)$$

A corrente de pico que circula através do indutor L_b é dada pela expressão (3.23):

$$I_{Pk_Lb} = IM = I_1 + \frac{V_2 \cdot (1 - 2 \cdot D_1) \cdot D_1}{2 \cdot (a + 2) \cdot L_b \cdot F_s} \quad (3.23)$$

A tensão máxima sobre o indutor L_b é dada por (3.24).

$$V_{Lb} = \frac{V_2}{a + 2} - V_1 \quad (3.24)$$

3.3.3. Esforços de tensão e corrente no transformador Tr

A tensão máxima no enrolamento primário $Np1$ do transformador Tr é dada pela expressão (3.25).

$$V_{Np1_max} = \frac{V_2}{a + 2} \quad (3.25)$$

A tensão máxima no enrolamento secundário $Ns1$ é dada pela expressão (3.26).

$$V_{Ns3_max} = \frac{V_2}{a + 2} \quad (3.26)$$

A corrente eficaz que circula através de cada enrolamento primário do transformador Tr é dada pela expressão (3.27).

$$I_{ef_Np1} = \frac{I_1}{2 \cdot (a + 2)} \cdot \sqrt{4 \cdot a + 2 \cdot D_1 \cdot a^2 + a^2 + 4} \quad (3.27)$$

A máxima corrente de pico que circula através de cada enrolamento primário do transformador é dado pela expressão (3.28).

$$I_{Pk_Np1} = \frac{a + 1}{a + 2} \cdot IM \quad (3.28)$$

A corrente eficaz que circula através de cada enrolamento secundário do transformador é definida pela expressão (3.29).

$$I_{ef_Ns1} = \frac{I_1}{a + 2} \cdot \sqrt{D_1} \quad (3.29)$$

A máxima corrente de pico que circula através de cada enrolamento secundário do transformador e dado pela expressão (3.30).

$$I_{Pk_Ns1} = \frac{1}{a+2} \cdot IM \quad (3.30)$$

3.3.4. Esforços de tensão e corrente nos interruptores S3 e S4

A máxima tensão sobre os interruptores S3 e S4 é definida pela expressão (3.31).

$$V_{\max_S3} = a \cdot \frac{V_1}{2 \cdot D_1} \quad (3.31)$$

A corrente média que circula através dos interruptores S3 e S4 do conversor é definida pela expressão (3.32).

$$I_{\text{med_}S3} = \frac{I_1 \cdot D_1}{(a+2)} \quad (3.32)$$

A corrente eficaz que circula através dos interruptores S3 e S4 é definida pela expressão (3.33).

$$I_{\text{ef_}S3} = \frac{I_1}{(a+2)} \cdot \sqrt{D_1} \quad (3.33)$$

A máxima corrente de pico que circula que circula através dos interruptores S3 e S4 é dada pela expressão (3.34).

$$I_{Pk_S3} = \frac{1}{a+2} \cdot IM \quad (3.34)$$

3.3.5. Esforços de tensão e corrente nos interruptores S5 e S6

A máxima tensão sobre os interruptores S5 e S6 é definida pela expressão (3.35).

$$V_{\max_S5} = a \cdot \frac{V_1}{D_1} \quad (3.35)$$

A corrente média que circula através dos interruptores S5 e S6 do conversor é definida pela expressão (3.36).

$$I_{med_S5} = \frac{I_1 \cdot D_1}{(a+2)} \quad (3.36)$$

A corrente eficaz que circula através dos interruptores $S5$ e $S6$ é definida pela expressão (3.37).

$$I_{ef_S5} = \frac{I_1}{(a+2)} \cdot \sqrt{D_1} \quad (3.37)$$

A máxima corrente de pico que circula que circula através dos interruptores $S5$ e $S6$ é dada pela expressão (3.38).

$$I_{Pk_S6} = \frac{1}{a+2} \cdot IM \quad (3.38)$$

3.3.6. Esforços de tensão e corrente dos diodos de $S1$ e $S2$

A tensão reversa máxima sobre os diodos de $S1$ e $S2$ é definida pela expressão (3.39).

$$V_{max_DI1} = \frac{V_1 \cdot (a+2)}{4 \cdot D_1} \quad (3.39)$$

A corrente média que circula através dos diodos de $S1$ e $S2$ do conversor é definida pela expressão (3.40).

$$I_{med_DI1} = \frac{I_1}{2} \cdot \frac{(a - 2 \cdot D_1 + 2)}{(a+2)} \quad (3.40)$$

A corrente eficaz que circula através dos diodos de $S1$ e $S2$ é definida pela expressão (3.41).

$$I_{ef_DI1} = \frac{I_1}{2 \cdot (a+2)} \cdot \sqrt{4 \cdot a - 4 \cdot D_1 + 2 \cdot D_1 \cdot a^2 + a^2 + 4} \quad (3.41)$$

A máxima corrente de pico que circula que circula através dos diodos de $S1$ e $S2$ é dada pela expressão (3.42).

$$I_{Pk_DI1} = \frac{a+1}{a+2} \cdot IM \quad (3.42)$$

3.4. Considerações finais

O conversor operando no modo *buck* atende à possibilidade de um fluxo inverso de energia e permite o carregamento do barramento de baterias formado por *VI*. A compreensão dessa topologia operando nesse modo é similar ao *buck* clássico e sua operação é simples e complementar ao do modo *boost* em vários aspectos, tais como o chaveamento das chaves ativas e passivas, a razão cíclica e o ganho estático. A análise qualitativa destacou as formas de onda do conversor e as etapas de operação.

A análise quantitativa permitiu o cálculo dos parâmetros dos componentes no modo *buck*. Percebe-se a simetria entre os dois modos de operação, principalmente entre as razões cíclicas, que são complementares. O cálculo para o dimensionamento da indutância é o mesmo para os dois modos de operação. A determinação das especificações dos componentes é importante para um exemplo de projeto que será realizado no próximo capítulo.

CAPÍTULO 4

4. PROJETO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL

4.1. Introdução

Nesse capítulo um exemplo de um projeto para o conversor bidirecional é apresentado. Os esforços de cada componente são calculados baseados nas equações desenvolvidas nos Capítulos 2 e 3 visando a adequação do projeto para alimentar o barramento CC. O estudo está dividido em duas seções para detalhar os procedimentos nos dois modos de operação: *boost* e *buck*.

4.2. Especificações gerais do conversor no modo *boost*

O equacionamento realizado no Capítulo 2 é utilizado para o projeto do conversor no modo *boost*. As especificações do projeto para o dimensionamento dos componentes do conversor são apresentadas a seguir.

$$\text{Potência de saída:} \quad P_2 = 2kW$$

$$\text{Tensão média da bateria:} \quad V_1 = 48V$$

$$\text{Tensão de saída nominal:} \quad V_2 = 311V$$

Assume-se uma tolerância de tensão nos terminais da bateria (valores referentes às máximas tensões de carga: 2,30 V/célula e mínima de descarga: 1,67 V/célula), para baterias de chumbo ácido reguladas por válvula (Bezerra, 2009). Para a simplificação do cálculo pode ser entendida com uma tolerância para a tensão de entrada.

$$Tol_{V_1} = \pm 15\% \quad (4.1)$$

A partir desta tolerância calcula-se a tensão mínima de operação da bateria:

$$V_{1\min} = V_1 (1 - Tol_{V_1}) = 40,80V \therefore V_{cell} = \frac{40,80V}{6 \cdot 4} = 1,7V/celula \quad (4.2)$$

A tensão máxima de operação da bateria:

$$V_{1\max} = V_1(1 + Tol_{V_1}) = 55,20V \therefore V_{cell} = \frac{55,20V}{6 \cdot 4} = 1,7V/celula \quad (4.3)$$

Os valores de tensões estão de acordos com estudos realizados por (Bezerra, 2009).

4.2.1. Parâmetros assumidos

Alguns parâmetros devem ser assumidos de modo a facilitar a análise das diversas etapas de conversão de energia. A seguir apresenta-se os parâmetros assumidos para o conversor. Para simplificar a metodologia de projeto, os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor são obtidos para condições nominais de funcionamento.

$$\text{Frequência de chaveamento:} \quad f_s = 20kHz$$

$$\text{Rendimento do conversor:} \quad \eta = 96\%$$

$$\text{Máxima ondulação de corrente no indutor } L_b: \quad \Delta I_{L_b} = 10\% \cdot I_1$$

$$\text{Máxima ondulação de tensão de saída:} \quad \Delta V_2 = 3\% \cdot V_2 = 9,33V$$

A partir dos parâmetros assumidos calcula-se a potência de entrada:

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{2.000}{0,96} = 2,083 \text{ kW} \quad (4.4)$$

A corrente média I_1 na entrada do conversor *boost*:

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1} = \frac{2.083}{48} = 43,40A \quad (4.5)$$

Portanto, a ondulação de corrente é igual a $\Delta I_{L_b} = 4,3A$.

A corrente de saída I_2 é calculada:

$$I_2 = \frac{P_2}{V_2} = \frac{2.000}{311} = 6,43A \quad (4.6)$$

4.3. Dimensionamento dos componentes

Primeiramente determina-se a relação de transformação que será utilizada no projeto do transformador. A primeira consideração deve ser utilizada a curva da Figura 2.7 apresentada

no Capítulo 2, a qual apresenta o ganho estático em função da razão cíclica, tendo como parâmetro a relação de transformação.

Adotando os critérios estudados e discutido por (Bezerra, 2009) em que o *boost* opera com razão cíclica menor que 0,7, de modo a permitir uma melhoria na estabilidade e uma redução na potencia a ser dissipada por condução nas chaves. Outra consideração, que o conversor opere com razão cíclica ($D > 0,5$), de maneira a trabalhar no modo de operação adequado.

O valor da relação de transformação optado foi para $a = 2$, pois interceptando a curva do ganho estático (Figura 2.7) observa-se que o conversor opera com $D < 0,7$ e $D > 0,5$.

O valor de “ a ” selecionado é tecnicamente adequado para a correta operação do conversor.

A razão cíclica nominal é dada pela expressão (4.7).

$$D_2 = 1 - \frac{V_1 \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = 1 - \frac{48 \cdot (2 + 2)}{2 \cdot 311} = 0,68 \quad (4.7)$$

A razão cíclica mínima é dada pela expressão (4.8).

$$D_{2\min} = 1 - \frac{V_{1\max} \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = 1 - \frac{55,20 \cdot (2 + 2)}{2 \cdot 311} = 0,64 \quad (4.8)$$

A razão cíclica máxima é dada pela expressão (4.9).

$$D_{2\max} = 1 - \frac{V_{1\min} \cdot (a + 2)}{2 \cdot V_2} = 1 - \frac{40,80 \cdot (2 + 2)}{2 \cdot 311} = 0,73 \quad (4.9)$$

4.3.1. Projeto do indutor L_b

Através das potências e correntes provenientes das expressões (4.4) e (4.5), calcula-se a variação da corrente de entrada sendo dada por:

$$\Delta I_{L_b} = 10\% \cdot I_1 = 10\% \cdot 43,40 = 4,34A \quad (4.10)$$

A corrente de pico no indutor é dada por (4.11):

$$I_{pk_Lb} = I_1 + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} = 43,43 + \frac{4,34}{2} = 45,57 \text{ A} \quad (4.11)$$

Dimensiona-se a indutância substituindo os valores encontrados em (4.10), o valor da tensão de saída V_2 e frequência de comutação f_s , na expressão (2.21):

$$L_b = \frac{1}{8} \cdot \frac{311}{(2+2) \cdot 4,34 \cdot 20.000} = 112 \mu\text{H} \quad (4.12)$$

Adota-se o fator de utilização da janela dado por (4.13), esse fator é responsável por caracterizar o grau de utilização da área para bobinagem do enrolamento.

$$K_w = 0,7 \quad (4.13)$$

A densidade de corrente máxima nos enrolamentos é adotada igual a:

$$J_{\max} = 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad (4.14)$$

A máxima densidade de fluxo magnético é dada por:

$$B_{\max} = 0,35 \text{ T} \quad (4.15)$$

Deste modo determina-se o produto de áreas do núcleo e da janela para o projeto:

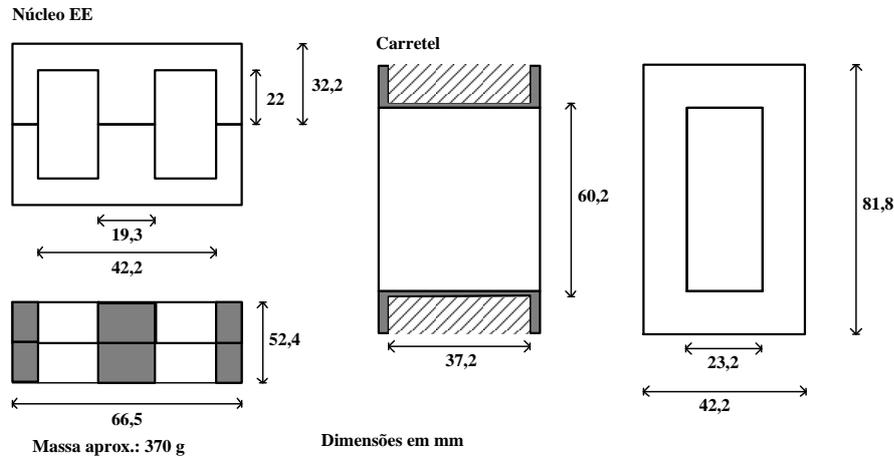
$$A_p = \frac{L_{Lb} \cdot I_{pk_1} \cdot I_{ef_Lb}}{K_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = \frac{112 \cdot 45,60 \cdot 43,43}{0,7 \cdot 450 \cdot 0,35} \cdot 10^4 = 19,87 \text{ cm}^4 \quad (4.16)$$

Onde:

$$A_p = A_e \cdot A_w \quad \text{Produto das áreas do núcleo do indutor;}$$

Assim, a partir do catálogo da THORNTON disponível em (Ltda, 2012), é possível selecionar um núcleo e um carretel que seja adequado às necessidades do projeto, Figura 4.1.

Figura 4.1 – Dimensões do núcleo e do carretel proposto para o indutor L_b .



Para o núcleo EE-65/33/52 da THORTHON, as características deste núcleo selecionado podem ser visualizadas a seguir na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Núcleo de ferrite escolhido EE-65/33/52.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Área da perna central	A_e	10,64 cm ²
Área da janela	A_w	5,47 cm ²
Produto das áreas	A_p	58,28 cm ⁴
Volume do núcleo	V_e	156,4 cm ³

O número de espiras é calculado através da expressão (4.17):

$$N_{L_b} = \frac{L_{L_b} \cdot I_{Pk_{L_b}}}{A_e \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = \frac{112 \cdot 45,45}{10,64 \cdot 0,35} \cdot 10^4 = 13 \text{ espiras} \quad (4.17)$$

O comprimento total do entreferro é dado pela expressão (4.18):

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot N_{L_b}^2 \cdot A_e}{L_{L_b}} \cdot 10^{-2} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (13)^2 \cdot 10,64}{112} \cdot 10^{-2} = 0,20 \text{ cm} \quad (4.18)$$

Onde μ_o é a constante de permeabilidade magnética do ar.

A seção reta do condutor a ser utilizado no enrolamento do indutor é dada pela expressão (4.19):

$$S_{Cu_Lb} = \frac{I_{Pk-1}}{J_{\max}} \cdot 10^4 = 0,095 \text{ cm}^2 \quad (4.19)$$

Para o projeto do indutor é escolhido o fio esmaltado 27AWG com as seguintes seções: $S_f = 0,001024 \text{ cm}^2$ sem isolamento, $S_{fiso} = 0,041 \text{ cm}^2$ com isolamento. De acordo com a seção do condutor são associados fios em paralelo de acordo com a expressão (4.20).

$$n_{Lb} = \frac{S_{Cu_Lb}}{S_f} = \frac{0,095}{0,001024} = 94 \text{ fios} \quad (4.20)$$

Para o cálculo do fator de utilização da janela do núcleo é utilizada a expressão (4.21).

$$k_u = \frac{S_{fiso} \cdot n_{Lb} \cdot N_{Lb}}{A_w} = \frac{0,041 \cdot 94 \cdot 13}{5,47} = 0,30 \quad (4.21)$$

Como o valor calculado é menor que o valor assumido de 0,7, conclui-se que a montagem do indutor não apresentará problemas de espaço.

O comprimento médio aproximando do fio utilizado é dado pela expressão (4.22):

$$l_i = \left(\frac{P-p}{2} + p + \frac{H-h}{2} + h \right) \cdot \frac{2}{10} \quad (4.22)$$

Onde, em *mm*:

P Corresponde a maior medida do lado “A” do carretel;

p Corresponde a menor medida do lado “A” do carretel;

H Corresponde a maior medida do lado “B” do carretel;

h Corresponde a menor medida do lado “B” do carretel.

Substituindo os valores na expressão (4.22).

$$l_i = \left(\frac{42,2 - 23,2}{2} \text{ mm} + 23,2 \text{ mm} + \frac{81,8 - 60,2}{2} \text{ mm} + 60,2 \text{ mm} \right) \cdot \frac{2}{10} = 26,14 \text{ cm} \quad (4.23)$$

As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são determinadas expressão (4.24).

Considerando-se a variação do fluxo magnético: $\Delta B = \frac{\Delta I_{Lb\max}}{I_{Pk_1}} \cdot B_{\max} = 0,033 T$

$$P_{nucleo_Lb} = \Delta B^{2,4} (K_H \cdot 2f_s + K_E \cdot f_s^2) \cdot V_e = 0,1 W \quad (4.24)$$

Onde:

$$\Delta B = 0,033 T \quad \text{Variação do fluxo magnético;}$$

$$K_H = 4 \cdot 10^{-5} \quad \text{Coeficiente de perdas por histerese;}$$

$$K_E = 4 \cdot 10^{-10} \quad \text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas;}$$

As perdas no cobre são calculadas pela expressão (4.25).

$$\rho = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm \quad \text{Resistividade do cobre a } 70 \text{ }^\circ\text{C.}$$

$$P_{Cu_Lb} = \frac{\rho \cdot l_t \cdot N_{Lb} \cdot I_{ef_Lb}^2}{n_{Lb} \cdot S_{cu_Lb}} = \frac{2,078 \cdot 10^{-6} \cdot 20,84 \cdot 13 \cdot (43,34)^2}{94 \cdot 0,095} = 11,01 W \quad (4.25)$$

Logo a dissipação total neste indutor é igual a:

$$P_{Totais_Lb} = P_{Cu_Lb} + P_{nucleo_Lb} = 11,11 W \quad (4.26)$$

A resistência térmica do núcleo e a elevação de temperatura são calculadas por (4.27) e (4.28) respectivamente:

$$Rt_{nucleo_Lb} = 23 \cdot (Ae \cdot Aw)^{-0,37} = 3,54 W / ^\circ C \quad (4.27)$$

$$\Delta T_{Lb} = P_{Totais_Lb} \cdot Rt_{nucleo_Lb} = 39,43 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.28)$$

4.3.2. Projeto do transformador Tr

A corrente eficaz no primário do transformador é obtida a partir da expressão (2.32).

$$I_{ef_Np1} = \frac{43,43}{2 \cdot (2+2)} \cdot \sqrt{4 \cdot 2 - 2 \cdot 0,69 \cdot 2^2 + 3 \cdot 2^2 + 4} = 27,7 A \quad (4.29)$$

No secundário a corrente eficaz é dada pela expressão (2.34).

$$I_{ef_Ns1} = \frac{43,43}{2+2} \cdot \sqrt{(1-0,69)} = 6,0 \text{ A} \quad (4.30)$$

A corrente de pico no primário do transformador é dada pela expressão (2.33).

$$I_{pk_Np1} = \frac{2+1}{2+2} \cdot 45,45 = 34,8 \text{ A} \quad (4.31)$$

A corrente de pico no secundário é obtida através da expressão (2.35).

$$I_{pk_Ns1} = \frac{1}{2+2} \cdot 45,57 = 11,39 \text{ A} \quad (4.32)$$

Fazendo essas considerações 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:

Adotando o seguinte fator de utilização do primário (Barbi, 2007), (4.33):

$$K_p = 0,25 \quad (4.33)$$

O fator de utilização da área do enrolamento adotado e dado por:

$$K_w = 0,4 \quad (4.34)$$

A densidade de corrente máxima nos enrolamentos é adotada igual a:

$$J_{\max} = 450 \text{ A/cm}^2 \quad (4.35)$$

A máxima densidade de fluxo magnético nos enrolamentos é adotada igual a:

$$\Delta B_{\max} = 0,3 \text{ T} \quad (4.36)$$

O transformador é projetado de maneira similar ao transformador do conversor ponte completa (*full bridge*) (Bascopé, 2001). Deste modo determina-se o produto de áreas do núcleo e da janela para o projeto:

$$A_p = \frac{P_2}{2 \cdot f_s \cdot K_t \cdot K_w \cdot K_p \cdot J_{\max} \cdot \Delta B_{\max}} \cdot 10^4 = 26,26 \text{ cm}^4 \quad (4.37)$$

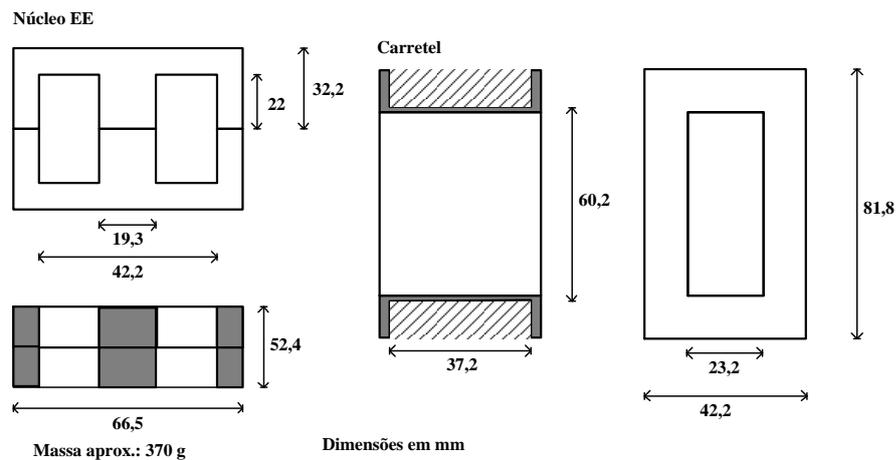
Onde:

$A_p = A_e \cdot A_w$ Produto das áreas do núcleo do transformador

$K_t = 1,41$ Fator de topologia

Assim, a partir do catálogo da THORNTON disponível em (Ltda, 2012), é possível selecionar um núcleo e um carretel que seja adequado às necessidades do projeto, Figura 4.2.

Figura 4.2 – Dimensões do núcleo e do carretel proposto para o transformador *Tr*.



As características do núcleo selecionado podem ser visualizadas a seguir na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Núcleo de ferrite escolhido *EE-65/33/52*.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Área da perna central	A_e	10,64 cm ²
Área da janela	A_w	5,47 cm ²
Produto das áreas	A_p	58,28 cm ⁴
Volume do núcleo	V_e	156,4 cm ³

Este transformador utiliza dois enrolamentos primários e dois enrolamentos secundários. Logo, é calculado o número de espiras de ambos os enrolamentos.

O número de espiras do primário é determinado através da expressão (4.38):

$$N_{Tr_Np} = \frac{V_2}{(2+a)} \frac{1}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_s} \cdot 10^4 = 11 \text{ espiras} \quad (4.38)$$

O número de espiras para o secundário é dado pela expressão a seguir:

$$N_{Tr_Ns} = a \cdot N_{Np} = 22 \text{ espiras} \quad (4.39)$$

A bitola do fio é definida, considerando-se o efeito peculiar, pela expressão (4.40).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} = 0,053 \text{ cm} \quad (4.40)$$

O diâmetro é definido pela expressão (4.41).

$$d_f = 2 \cdot \Delta = 0,106 \text{ cm} \quad (4.41)$$

Para o projeto do transformador é escolhido o fio esmaltado 26AWG com as seguintes seções: $S_f = 0,00129 \text{ cm}^2$ sem isolamento, $S_f = 0,00167 \text{ cm}^2$ com isolamento.

Através da expressão (4.42) é determinada a seção do condutor a ser utilizado no enrolamento primário do transformador.

$$S_{Tr_Np1} = \frac{I_{ef_Np1}}{J_{\max}} = 0,052 \text{ cm}^2 \quad (4.42)$$

Para o secundário, temos:

$$S_{Tr_Ns1} = \frac{I_{ef_Ns1}}{J_{\max}} = 0,013 \text{ cm}^2 \quad (4.43)$$

O número de fios em paralelo para cada enrolamento primário é calculada pela expressão (4.44).

$$n_{Tr_Np1} = \frac{S_{Tr_Np1}}{S_f} = 41 \text{ fios} \quad (4.44)$$

O número de fios em paralelo para cada enrolamento secundário é calculada pela expressão (4.46).

$$n_{Tr_Ns1} = \frac{S_{Tr_Ns1}}{S_f} = 11 \text{ fios} \quad (4.45)$$

Para o cálculo do fator de utilização da janela do núcleo é utilizada a expressão (4.46).

$$k_u = \frac{2 \cdot \left[\left(S_{fiso} \cdot n_{Tr_Np1} \cdot N_{Tr_Np1} \right) + \left(S_{fiso} \cdot n_{Tr_Ns1} \cdot N_{Tr_Ns1} \right) \right]}{A_w} = 0,316 \quad (4.46)$$

Utilizando a área da janela disponível pelo carretel (A_w), neste caso ao obter $ku < 0,4$ é aconselhável, conclui-se que a montagem do transformador não apresentará problemas de espaço.

O comprimento médio aproximando do fio utilizado é dado pela expressão (4.42), já informada anteriormente:

$$l_t = \left(\frac{42,2 - 23,2}{2} mm + 23,2 mm + \frac{81,8 - 60,2}{2} mm + 60,2 mm \right) \cdot \frac{2}{10} = 26,14 \text{ cm} \quad (4.47)$$

As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são determinadas expressão (4.48).

$$P_{mag_Tr} = \Delta B_{max}^{2,4} \left(K_H \cdot f_s + K_E \cdot f_s^2 \right) \cdot V_e = 8,4 \text{ W} \quad (4.48)$$

Onde:

$$\Delta B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad \text{Variação do fluxo magnético}$$

$$K_H = 4 \cdot 10^{-5} \quad \text{Coeficiente de perdas por histerese}$$

$$K_E = 4 \cdot 10^{-10} \quad \text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas}$$

Considerando a resistividade do cobre a 70°C sendo $\rho = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$, calculam-se as perdas no cobre pela expressão (4.49).

$$P_{Cu_Tr} = \frac{l_t \cdot \rho_{Cu} \cdot \left[\left(N_{Tr_Np1} \cdot I_{ef_Np1}^2 \right) + \left(N_{Tr_Ns1} \cdot I_{ef_Ns1}^2 \right) \right]}{\left(n_{Tr_Np1} + n_{Tr_Ns1} \right) \cdot S_f} = 2,71 \text{ W} \quad (4.49)$$

Logo a dissipação total neste transformador é igual a:

$$P_{Totais_Tr} = P_{mag_Tr} + P_{Cu_Tr} = 11,05 \text{ W} \quad (4.50)$$

A resistência térmica do núcleo e a elevação de temperatura são calculadas por (4.51) e (4.52) respectivamente:

$$Rt_{nucleo_Tr} = 23 \cdot (AeAw)^{-0,37} = 3,54 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} \quad (4.51)$$

$$\Delta T_{Tr} = P_{Totais_Tr} \cdot Rt_{nucleo_Tr} = 39,22 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.52)$$

4.3.3. Dimensionamento dos interruptores S1 e S2

Determina-se a tensão máxima sobre os interruptores através da equação (2.32).

$$V_{pk_S1} = \frac{48}{(1-0,69)} = 155,5 \text{ V} \quad (4.53)$$

A corrente média que circula através das chaves S1 e S2 do conversor é definida pela expressão (2.37).

$$I_{med_S1} = \frac{43,40}{2} \cdot \frac{(2 \cdot 2 - 2)}{(2 + 2)} = 18,36 \text{ A} \quad (4.54)$$

A corrente eficaz que circula através das chaves S1 e S2 é definida pela expressão (2.38).

$$I_{ef_S1} = \frac{43,4}{2 \cdot (2 + 2)} \cdot \sqrt{4 \cdot 0,69 + 4 \cdot 2 - 2 \cdot 0,69 \cdot 2^2 + 3 \cdot 2^2} = 22,54 \text{ A} \quad (4.55)$$

A máxima corrente de pico que circula através das chaves S1 e S2 é dada pela expressão (2.39).

$$I_{pk_S1} = \frac{2+1}{2+2} \cdot 45,57 = 34,18 \text{ A} \quad (4.56)$$

Optou-se por utilizar um transistor tipo IGBT.é IRGP50B60PD1 da International Rectifier, cujas características seguem a seguir:

Tabela 4.3 – Parâmetros principais do IGBT *IRGP50B60PD1*.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão máxima coletor emissor	V_{ce_s}	600 V
Corrente máxima coletor	I_c	75 A
Resistência térmica junção-cápsula	R_{th_jc}	0,32 °C/W
Resistencia térmica cápsula-dissipador	R_{th_cd}	0,24 °C/W
Resistência térmica junção-ambiente	R_{th_ja}	40 °C/W
Tempo de subida da corrente de coletor	t_r	13 ns
Tempo de descida da corrente de coletor	t_f	15 ns

4.3.4. Cálculo das perdas nos interruptores *S1* e *S2*

a) Perdas de Condução nos Interruptores *S1* e *S2*.

$$P_{CON_S1} = I_{med_S1} \cdot V_{CE(on)} = 35,23 \text{ W} \quad (4.57)$$

b) Perdas de Comutação nos Interruptores *S1* e *S2*.

As perdas na entrada em condução e no bloqueio no interruptor *S1* são calculadas com as equações (4.58) e (4.59).

$$P_{ON_S1} = \frac{I_{Pk_S1}}{2} \cdot V_{Pk_S1} \cdot tr \cdot f_s = 0,66 \text{ W} \quad (4.58)$$

$$P_{OFF_S1} = \frac{I_{Pk_S1}}{2} \cdot V_{Pk_S1} \cdot tf \cdot f_s = 0,76 \text{ W} \quad (4.59)$$

Desta forma, as perdas de comutação no interruptor *S1* são calculadas com a equação (4.60).

$$P_{COM_S1} = P_{ON_S1} + P_{OFF_S1} = 1,42 \text{ W} \quad (4.60)$$

c) Perdas Totais nos Interruptores *S1* e *S2*.

$$P_{TOTALS_S1} = P_{CON_S1} + P_{COM_S1} = 36,66 \text{ W} \quad (4.61)$$

Como as perdas totais no interruptor *SI* são iguais às perdas totais no interruptor *S2* as perdas totais nos interruptores do conversor são calculadas com a equação (4.62).

$$P_{\text{totais}_S} = 2 \cdot (P_{\text{totais}_{S1}}) = 73,32 \text{ W} \quad (4.62)$$

4.3.5. Dimensionamento dos diodos intrínsecos *DI3*, *DI4*, *DI5* e *DI6*

Substituindo os valores na expressão (2.40) são calculado os esforços nos diodos *DI3* e *DI4*.

$$V_{DI3} = \frac{48}{(1-0,69)} = 155,5 \text{ V} \quad (4.63)$$

Pela expressão (2.44) é calculada a máxima tensão reversa sobre os diodos *DI5* e *DI6* é.

$$V_{DI5} = \frac{2 \cdot 48}{(1-0,69)} = 311 \text{ V} \quad (4.64)$$

A corrente média que circula através dos diodos *DI3*, *DI4*, *DI5* e *DI6* é definida pela expressão (2.41).

$$I_{\text{med}_{DI3,4,5,6}} = \frac{43,4}{(2+2)} \cdot (1-0,69) = 3,35 \text{ A} \quad (4.65)$$

A corrente eficaz que circula através dos diodos *DI3*, *DI4*, *DI5* e *DI6* é dada pela expressão (2.42).

$$I_{\text{ef}_{DI3,4,5,6}} = \frac{43,4}{(2+2)} \cdot \sqrt{1-0,69} = 6,04 \text{ A} \quad (4.66)$$

A máxima corrente de pico que circula através dos diodos *DI3*, *DI4*, *DI5* e *DI6* é definida pela expressão (2.43).

$$I_{\text{Pk}_{DI3,4,5,6}} = \frac{1}{2+2} \cdot 45,57 = 11,50 \text{ A} \quad (4.67)$$

Tabela 4.4 – Parâmetros principais do diodo intrínseco do *IRGP50B60PDI*.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão reversa máxima	V_R	600 V
Máxima corrente média	$I_{F(AV)} @ T_C = 100 \text{ }^\circ\text{C}$	15 A
Tensão direta de condução	V_{FM}	1,4 V
Tempo de recuperação reversa	t_{rr}	74 ns
Corrente reversa de pico	I_{rr}	6,5 A
Carga de recuperação reversa	Q_{rr}	200 nC
Resistência térmica junção-cápsula	R_{th_jc}	1,7 $^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica cápsula-dissipador	R_{th_cd}	0,24 $^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica junção-ambiente	R_{th_ja}	40 $^\circ\text{C/W}$

4.3.6. Cálculo das perdas nos diodos *DI3*, *DI4*, *DI5* e *DI6*

a) Perdas de condução nos diodos intrínsecos *DI3*, *DI4*, *DI5* e *DI6*.

$$P_{CON_DI3} = I_{med_DI3} \cdot V_{FM} = 4,50 \text{ W} \quad (4.68)$$

b) Perdas de comutação nos diodos intrínsecos *DI3*.

$$P_{OFF_DI3} = \frac{1}{2} \cdot V_{pk_DI3} \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f_s = 0,69 \text{ W} \quad (4.69)$$

c) Perdas de comutação nos diodos intrínsecos *DI5*.

$$P_{OFF_DI5} = \frac{1}{2} \cdot V_{pk_DI5} \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot f_s = 1,38 \text{ W} \quad (4.70)$$

d) Perdas totais nos diodos intrínsecos *DI3* e *DI5*.

$$P_{totais_DI3} = P_{CON_DI3} + P_{COM_DI3} = 5,19 \text{ W} \quad (4.71)$$

$$P_{totais_DI5} = P_{CON_DI5} + P_{COM_DI5} = 5,88 \text{ W} \quad (4.72)$$

Como as perdas totais no diodo intrínseco $DI3$ são iguais às perdas totais no diodo intrínsecos $DI4$ e as perdas totais no diodo intrínseco $DI5$ são iguais às perdas totais no diodo intrínsecos $D6$, as perdas totais nos diodos intrínsecos do conversor são calculadas com a equação (4.73).

$$P_{\text{totais_DI}} = 2 \cdot (P_{\text{totais_DI3}}) + 2 \cdot (P_{\text{totais_DI5}}) = 22,14 \text{ W} \quad (4.73)$$

4.3.7. Dimensionamento do dissipador para os semicondutores

Para o dimensionamento do dissipador foi considerada uma temperatura ambiente $T_A = 40$ °C e uma temperatura de junção máxima $T_J = 100$ °C. Adotou-se também um valor típico de resistência térmica entre cápsula e dissipador, $R_{th_cd} = 0,24$ °C/W.

A temperatura do dissipador devida a perda no interruptor $S1$ é calculada pela equação (4.74).

$$T_{D_S1} = T_J - R_{th_jcS1} \cdot P_{\text{totais_S1}} = 79,46 \text{ °C} \quad (4.74)$$

A temperatura do dissipador devida a perda no interruptor $DI3$ é calculada pela equação (4.75).

$$T_{D_DI3} = T_J - R_{th_jcDI3} \cdot P_{\text{totais_DI3}} = 89,92 \text{ °C} \quad (4.75)$$

A temperatura do dissipador devida a perda no interruptor $D5$ é calculada pela equação (4.76).

$$T_{D_DI5} = T_J - R_{th_jcDI5} \cdot P_{\text{totais_DI5}} = 88,58 \text{ °C} \quad (4.76)$$

Adota-se o menor valor de temperatura do dissipador. Nesse caso, $T_D = 79,46$ °C.

A máxima resistência térmica para o dissipador é calculada pela equação (4.77).

$$R_{th_DA} = \frac{T_D - T_A}{P_{\text{totais_S}} + P_{\text{totais_DI}}} = \frac{79,46 - 40}{73,32 + 22,14} = 0,38 \text{ °C/W} \quad (4.77)$$

Na Tabela 4.5 apresentam-se as perdas totais no modo de operação *boost*.

Tabela 4.5 – Perdas totais no modo *boost*.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Perdas Totais em <i>S1</i> e <i>S2</i>	$P_{TOTALIS_S}$	73,32 W
Perdas Totais em <i>DI3</i> , <i>DI4</i> , <i>DI5</i> e <i>DI6</i>	$P_{TOTALIS_DI}$	22,14 W
Perdas Totais em <i>Lb</i>	P_{Totais_Lb}	11,11 W
Perdas Totais em <i>Tr</i>	P_{Totais_Tr}	11,65 W
Perdas Totais modo <i>Boot</i>	P_{Totais_Boost}	118,22 W

4.3.8. Dimensionamento dos capacitores *CI*

Aproxima-se a variação de tensão sobre os terminais do *CI* como sendo a metade da variação da tensão de saída:

$$\Delta V_{C1} = \frac{3\%V_2}{2} = 4,66 \text{ V} \quad (4.78)$$

A máxima tensão sobre o capacitor *CI* é dada pela expressão (4.79).

$$V_{pk_C1} = \frac{V_1}{(1-D_2)} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = \frac{48}{(1-0,69)} + \frac{4,66}{2} = 157,83 \text{ V} \quad (4.79)$$

Uma vez assumido o valor da ondulação de tensão sobre os capacitores *CI*, é calculado o valor da capacitância através da expressão:

$$C_1 = \frac{1}{8 \cdot (a+2)} \frac{P_2}{\Delta V_{C1} \cdot V_1 \cdot f_s} = \frac{1}{8 \cdot (2+2)} \frac{2.000}{4,66 \cdot 48 \cdot 20.000} = 13,9 \mu F \quad (4.80)$$

Logo, deve ser selecionado um capacitor de polipropileno ou poliéster com capacitância maior ou igual ao valor calculado.

$$R_{se} \leq \frac{\Delta V_2}{\Delta I_C} = 2,15 \text{ m}\Omega \quad (4.81)$$

A corrente eficaz no capacitor *CI* é calculada por.

$$I_{ef_C1} = \frac{I_1}{2(a+2)} = \frac{43,43}{2(2+2)} = 5,4 \text{ A} \quad (4.82)$$

Com o parâmetros acima, seleciona-se o capacitor, 680 $\mu\text{F}/400\text{V}$ eletrolítico. Esta foi a opção foi utilizada por facilmente encontrado no mercador, além de estar condizente com o valor eficaz de corrente que circula pelo mesmo.

4.3.9. Dimensionamento dos capacitores C2 e C3

Aproxima-se a variação de tensão sobre os terminais do C2 e C3 como sendo a metade da variação da tensão de saída:

$$\Delta V_{C2} = \frac{3\%V_2}{2} = 4,66 \text{ V} \quad (4.83)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C2 e C3 é dada pela expressão (4.84).

$$V_{Pk_C2} = \frac{a \cdot V_1}{2(1-D_2)} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} = \frac{2 \cdot 48}{2(1-0,69)} + \frac{4,66}{2} = 155,5 \text{ V} \quad (4.84)$$

Uma vez assumido o valor da ondulação de tensão sobre os capacitores C2 e C3, pode-se calcular o valor da capacitância através da expressão (4.85).

$$C_2 = \frac{1}{4 \cdot (a+2)} \frac{P_2}{\Delta V_{C2} \cdot V_1 \cdot f_s} = \frac{1}{4 \cdot (2+2)} \frac{2.000}{4,66 \cdot 48 \cdot 20.000} = 4,30 \mu\text{F} \quad (4.85)$$

A corrente eficaz no capacitor C2 e C3 é calculada por:

$$I_{ef_C2} = \frac{I_1}{2(a+2)} = \frac{43,43}{2(2+2)} = 5,4 \text{ A} \quad (4.86)$$

Com os parâmetros acima, selecionou-se o capacitor eletrolítico de 680 $\mu\text{F}/400\text{V}$. Esta opção foi utilizada por facilmente encontrado no mercado, além de estar condizente com o valor eficaz de corrente que circula pelo mesmo.

4.4. Especificações gerais do conversor no modo *buck*

Nesse modo os parâmetros de entrada no modo *boost* serão os parâmetros de saída no modo *buck*.

Potência de entrada:	$P_2 = 2,083 \text{ kW}$
Tensão média da bateria:	$V_1 = 48 \text{ V}$
Tensão do nominal barramento cc:	$V_2 = 311 \text{ V}$

4.4.1. Parâmetros assumidos

Alguns parâmetros devem ser assumidos de modo facilitar a análise das diversas etapas de conversão de energia, a seguir apresenta-se os parâmetros assumidos para o conversor. Para simplificar a metodologia de projeto, os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor são obtidos para condições nominais de funcionamento.

Frequência de chaveamento:	$f_s = 20 \text{ kHz}$
Rendimento do conversor:	$\eta = 96 \%$
Máxima ondulação de corrente no indutor L_b :	$\Delta I_{L_b} = 10\% \cdot I_1$
Máxima ondulação de tensão de saída:	$\Delta V_2 = 3\% \cdot V_2 = 9,33\text{V}$

A corrente média na saída do conversor *buck* é calculada pela expressão:

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1 \cdot \eta} = \frac{2.000}{48 \cdot 0,96} = 43,40\text{A} \quad (4.87)$$

Portanto, a ondulação de corrente é igual a $\Delta I_{L_b} = 4,3 \text{ A}$.

A razão cíclica nominal é dada pela expressão (4.88).

$$D_1 = \frac{V_1 \cdot (a+2)}{2 \cdot V_2} = \frac{48 \cdot (2+2)}{2 \cdot 311} = 0,30 \quad (4.88)$$

A razão cíclica mínima é dada pela expressão (4.89).

$$D_{1\min} = \frac{V_{1\min} \cdot (a+2)}{2 \cdot V_2} = \frac{40,8 \cdot (2+2)}{2 \cdot 311} = 0,26 \quad (4.89)$$

A razão cíclica máxima é dada pela expressão (4.90).

$$D_{1\max} = \frac{V_{1\max} \cdot (a+2)}{2 \cdot V_2} = \frac{55,20 \cdot (2+2)}{2 \cdot 311} = 0,35 \quad (4.90)$$

4.5. Dimensionamento dos componentes

No t3pico seguinte 3e mostrado que a corrente no indutor neste modo de opera33o 3e o mesmo que no modo *boost*. Dessa forma o projeto do indutor dever33 ser o mesmo.

4.5.1. Projeto do indutor L_b

A ondula33o da corrente no indutor L_b 3e dada pela express33o por:

$$\Delta I_{L_b} = 10\% \cdot I_1 = 4,34A \quad (4.91)$$

A corrente de pico atrav33s do indutor 3e dada por:

$$I_{pk_L_b} = I_1 + \frac{\Delta I_{L_b}}{2} = 45,57 A \quad (4.92)$$

Substituindo os valores na express33o (3.16) 3e calculado o valor da indut33ncia:

$$L_b = \frac{1}{8} \cdot \frac{311}{(2+2) \cdot 4,34 \cdot 20.000} = 112 \mu H \quad (4.93)$$

4.5.2. Projeto do transformador Tr

Os esfor33os de corrente e tens33o s33o iguais as do conversor no modo *boost*, portanto, o mesmo projeto 3e adotado.

4.5.3. Dimensionamento dos Interruptores $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$

Pela express33o (3.31) s33o calculados os esfor33os nos interruptores $S3$ e $S4$.

$$V_{S3} = \frac{48}{0,30} = 155,5 V \quad (4.94)$$

A tens33o m33xima sobre interruptores $S5$ e $S6$ 3e dada pela express33o (3.35).

$$V_{S5} = \frac{2 \cdot 48}{0,30} = 311 V \quad (4.95)$$

A corrente média que circula através dos interruptores $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$ é definida pela expressão (3.36).

$$I_{med_S3,4,5,6} = \frac{43,4}{(2+2)} \cdot 0,30 = 3,35 A \quad (4.96)$$

A corrente eficaz que circula através dos interruptores $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$ é dada pela expressão (3.33).

$$I_{ef_S3,4,5,6} = \frac{43,4}{(2+2)} \cdot \sqrt{0,30} = 6,0 A \quad (4.97)$$

A máxima corrente de pico que circula que circula através dos interruptores $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$ é definida pela expressão (3.34).

$$I_{Pk_S3,4,5,6} = \frac{1}{2+2} \cdot 46,13 = 11,50 A \quad (4.98)$$

4.7.4. Cálculo das perdas dos interruptores $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$

a) Perdas de condução nos interruptores $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$

$$P_{CON_S3} = I_{med_S3} \cdot V_{CE(on)} = 6,69 W \quad (4.99)$$

b) Perdas de comutação no interruptor $S3$.

As perdas na entrada em condução e no bloqueio no interruptor $S3$ são calculadas com as equações (4.100) e (4.101).

$$P_{ON_S3} = \frac{I_{Pk_S3}}{2} \cdot V_{Pk_S3} \cdot tr \cdot f_s = 0,23 W \quad (4.100)$$

$$P_{OFF_S3} = \frac{I_{Pk_31}}{2} \cdot V_{Pk_S3} \cdot tf \cdot f_s = 0,26 W \quad (4.101)$$

Desta forma, as perdas de comutação no interruptor $S3$ são calculadas com a equação (4.102).

$$P_{COM_S3} = P_{ON_S3} + P_{OFF_S3} = 0,49 W \quad (4.102)$$

c) Perdas de Comutação no Interruptor $S5$.

As perdas na entrada em condução e no bloqueio no interruptor $S3$ são calculadas com as equações (4.103) e (4.104).

$$P_{ON_S4} = \frac{I_{Pk_S4}}{2} \cdot V_{Pk_S4} \cdot tr \cdot f_s = 0,46 \text{ W} \quad (4.103)$$

$$P_{OFF_S5} = \frac{I_{Pk_S5}}{2} \cdot V_{Pk_S5} \cdot tf \cdot f_s = 0,53 \text{ W} \quad (4.104)$$

Desta forma, as perdas de comutação no interruptor $S3$ são calculadas com a equação (4.105).

$$P_{COM_S5} = P_{ON_S5} + P_{OFF_S5} = 0,99 \text{ W} \quad (4.105)$$

d) Perdas totais nos interruptores $S3$ e $S5$.

$$P_{totais_S3} = P_{CON_S3} + P_{COM_S3} = 7,2 \text{ W} \quad (4.106)$$

$$P_{totais_S5} = P_{CON_S5} + P_{COM_S5} = 7,7 \text{ W} \quad (4.107)$$

Como as perdas totais no diodo intrínseco $S3$ são iguais às perdas totais no diodo intrínsecos $S4$ e as perdas totais no diodo intrínseco $S5$ são iguais às perdas totais no diodo intrínsecos $S6$, as perdas totais nos interruptores do conversor são calculadas com a equação (4.108).

$$P_{totais_S} = 2 \cdot (P_{totais_S3}) + 2 \cdot (P_{totais_S5}) = 29,77 \text{ W} \quad (4.108)$$

Optou-se por utilizar um transistor tipo *IGBT*. O *IGBT* utilizado é *IRGP50B60PD1 International Rectifier*, cujas características estão apresentadas na Tabela 4.3.

4.7.5. Dimensionamento dos diodos intrínsecos $D11$ e $D12$

Determina-se a tensão máxima tensão reversa sobre os diodos intrínsecos $D11$ e $D12$ através da

$$V_{Pk_D11} = \frac{48 \cdot (2 + 2)}{4 \cdot 0,30} = 155,5 \text{ V} \quad (4.109)$$

A corrente média que circula através dos diodos intrínsecos $D11$ e $D12$ do conversor é definida pela expressão (3.40).

$$I_{med_DI1} = \frac{43,40}{2} \cdot \frac{(2 - 2 \cdot 0,30 + 2)}{(2 + 2)} = 18,36 \text{ A} \quad (4.110)$$

A corrente eficaz que circula através dos diodos intrínsecos *DI1* e *DI2* é definida pela expressão (3.41).

$$I_{ef_DI1} = \frac{I_1}{2 \cdot (2 + 2)} \cdot \sqrt{4 \cdot 2 - 4 \cdot 0,30 + 2 \cdot 0,30 \cdot 2^2 + 2^2 + 4} = 22,54 \text{ A} \quad (4.111)$$

A máxima corrente de pico que circula através dos diodos intrínsecos *DI* e *D2* dada pela expressão (3.42).

$$I_{Pk_DI} = \frac{2+1}{2+2} \cdot 46,13 = 34,60 \text{ A} \quad (4.112)$$

4.7.6. Cálculo das perdas nos diodos intrínsecos *DI1* e *DI2*

a) Perdas de condução nos diodos intrínsecos *DI1* e *DI2*.

$$P_{CON_DI1} = I_{med_DI1} \cdot V_{FM} = 25,69 \text{ W} \quad (4.113)$$

b) Perdas de comutação nos diodos intrínsecos *DI1* e *DI2*.

$$P_{OFF_DI1} = \frac{1}{2} \cdot V_{Pk_DI1} \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \cdot FS = 0,69 \text{ W} \quad (4.114)$$

c) Perdas totais nos diodos intrínsecos *DI1* e *DI2*.

$$P_{totais_DI1} = P_{CON_DI1} + P_{COM_DI1} = 26,38 \text{ W} \quad (4.115)$$

Como as perdas totais no interruptor *DI1* são iguais às perdas totais no interruptor *DI2*, logo as perdas totais nos interruptores do conversor são calculadas com a equação (4.116).

$$P_{totais_DI} = 2 \cdot (P_{totais_DI1}) = 52,76 \text{ W} \quad (4.116)$$

Na Tabela 4.6 apresentam-se as perdas totais no modo de operação *buck*.

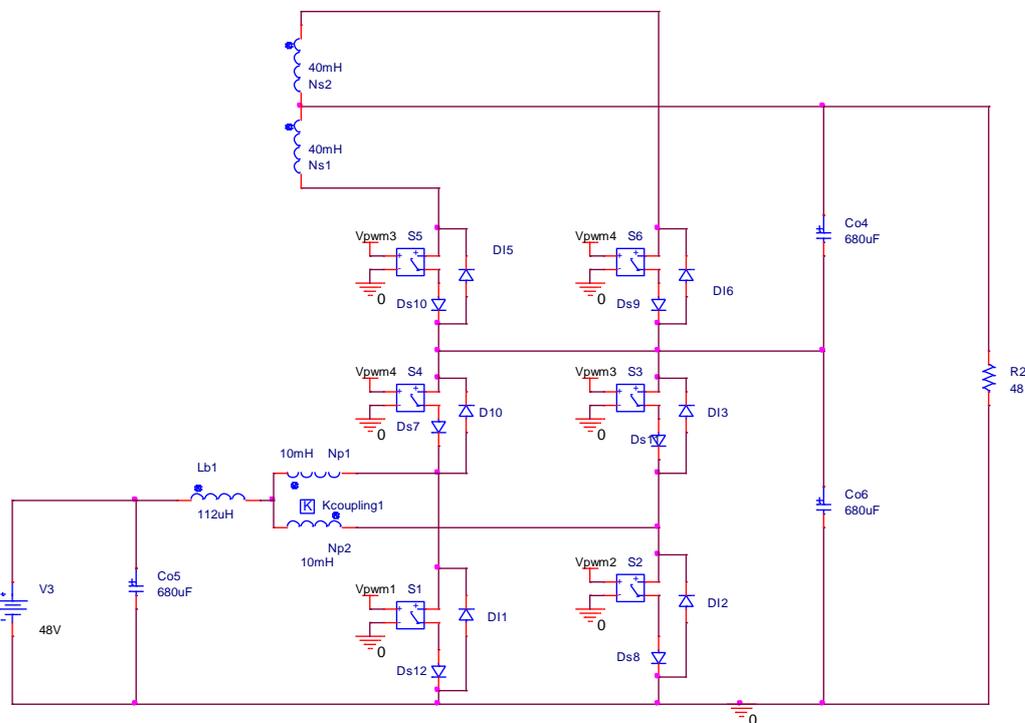
Tabela 4.6 – Perdas totais no modo *buck*.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Perdas Totais em <i>S3, S4, S5 e S6</i>	P_{totais_S}	29,77 W
Perdas Totais em <i>DI1 e DI2</i>	$P_{\text{totais}_{DI}}$	52,76 W
Perdas Totais em <i>Lb</i>	$P_{\text{Totais}_{Lb}}$	11,11 W
Perdas Totais em <i>Tr</i>	$P_{\text{Totais}_{Tr}}$	11,65 W
Perdas Totais modo <i>buck</i>	$P_{\text{Totais}_{Buck}}$	105,29 W

4.8. Simulação numérica do conversor no modo *boost*

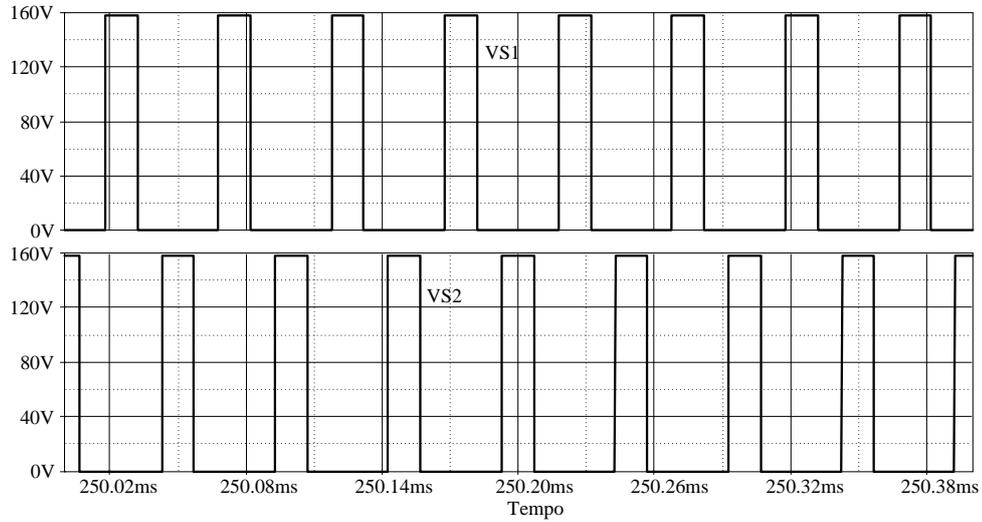
Com o intuito de verificar o funcionamento e observar as formas de ondas presentes no conversor de alto ganho de tensão, uma simulação numérica foi realizada para o conversor projetado. O diagrama esquemático do circuito de potência utilizado em simulação está representado na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Diagrama esquemático do circuito de potência.



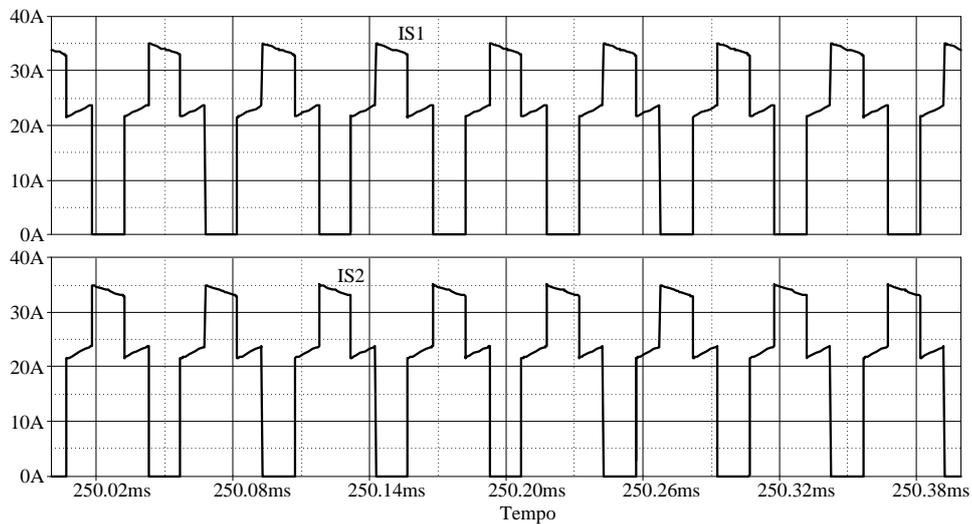
Na Figura 4.4 são mostradas as formas de onda das tensões sobre os interruptores *S1* e *S2*, onde verifica-se que a tensão sobre os interruptores é a metade da tensão de saída *V2*.

Figura 4.4 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores $S1$ e $S2$ no modo *boost*.



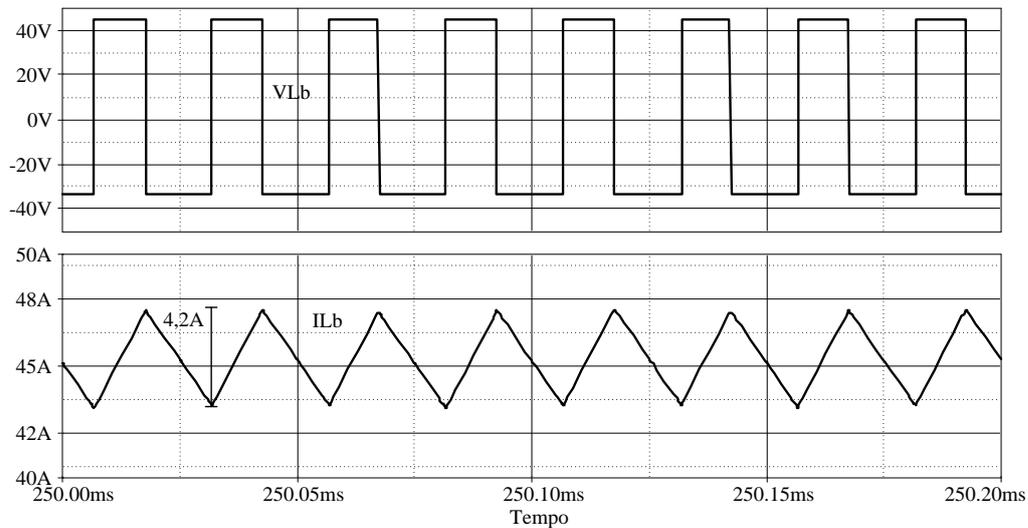
Na Figura 4.5 estão representadas as formas de onda das correntes através dos interruptores $S1$ e $S2$ para uma razão cíclica $D2=0,69$. Verifica-se que os interruptores $S1$ e $S2$ conduzem ao mesmo tempo (modo *overlapping*) e depois apenas um dos interruptores permanece em condução enquanto outro é bloqueado.

Figura 4.5 – Formas de onda da corrente sobre os interruptores $S1$ e $S2$ no modo *boost*.



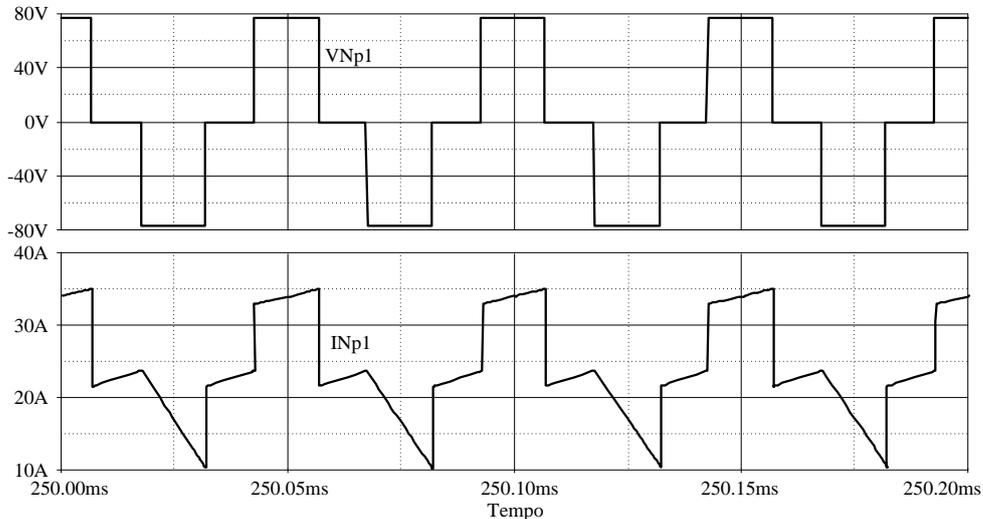
Na Figura 4.6 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente no indutor filtro Lb , onde a tensão máxima no indutor é a mesma tensão de entrada $V1$. E a corrente média em Lb é a mesma corrente de entrada $I1$.

Figura 4.6 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor filtro L_b no modo *boost*.



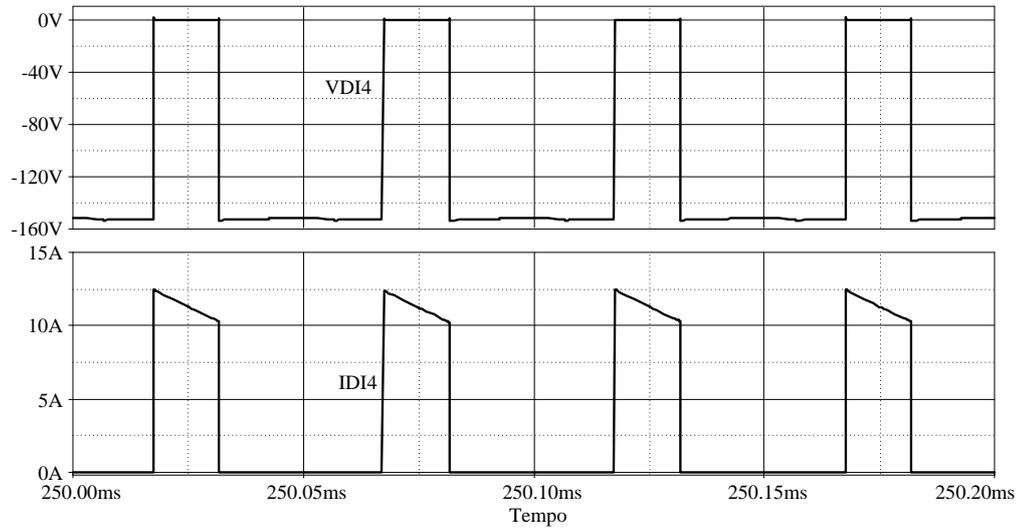
As formas de onda da tensão e corrente em um dos enrolamentos no primário do transformador são mostradas na Figura 4.7 verifica-se que a tensão no enrolamento N_{p1} é um quarto da tensão de saída V_2 e corrente é similar aos interruptores S_1 e S_2 .

Figura 4.7 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento N_{p1} no modo *boost*.



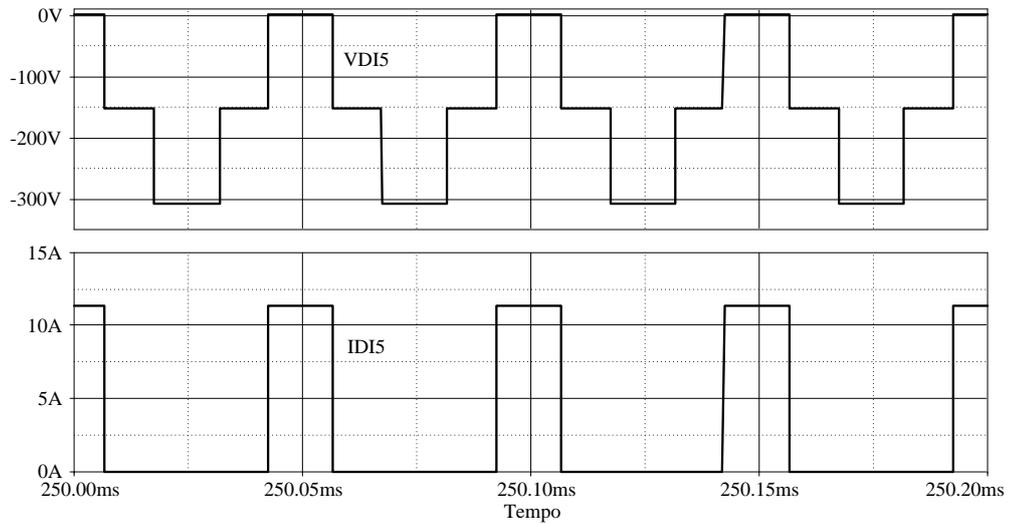
As formas de onda apresentadas na Figura 4.8, são mostradas a tensão reversa e a corrente no diodo intrínseco DI_4 de uma chave bidirecional. A corrente que circula através do diodo intrínseco ao interruptor S_4 é um quarto da corrente de entrada I_1 .

Figura 4.8 – Formas de onda da tensão reversa e corrente no diodo intrínseco do interruptor $S4$ no modo *boost*.

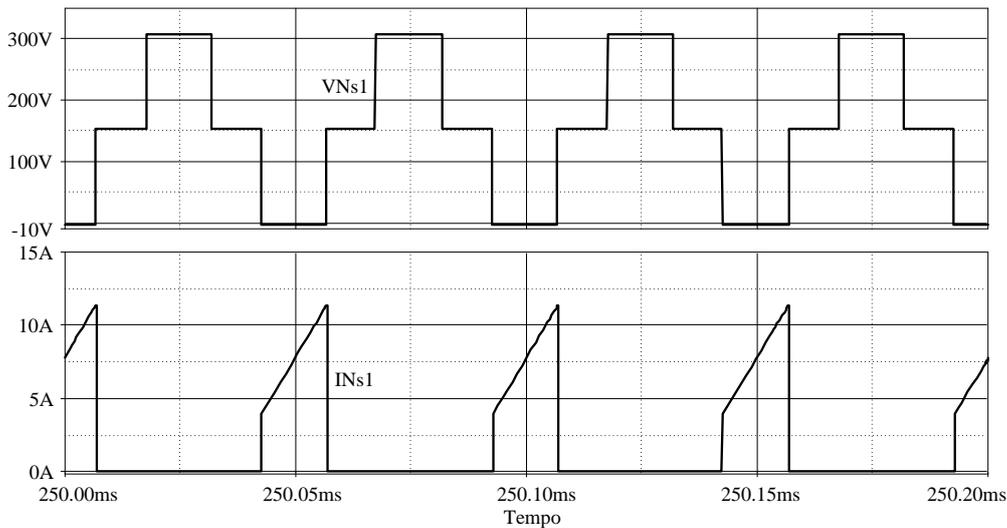


As formas de onda apresentadas na Figura 4.9, são mostradas tensão reversa e a corrente no diodo intrínseco $DI5$ do interruptor $S5$.

Figura 4.9 – Formas de onda da tensão reversa e corrente no diodo intrínseco do interruptor $S5$ no modo *boost*.



Nas formas de onda apresentadas na Figura 4.10 representam a tensão e a corrente no enrolamento secundário $Ns1$.

Figura 4.10 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento secundário $Ns1$ no modo *boost*.

A Tabela 4.7 apresenta uma comparação entre os valores teóricos calculados com as equações deduzidas e os valores obtidos por simulação computacional para o conversor operando no modo *boost*.

Tabela 4.7 – Comparação entre os valores calculados e obtidos por simulação no modo *boost*.

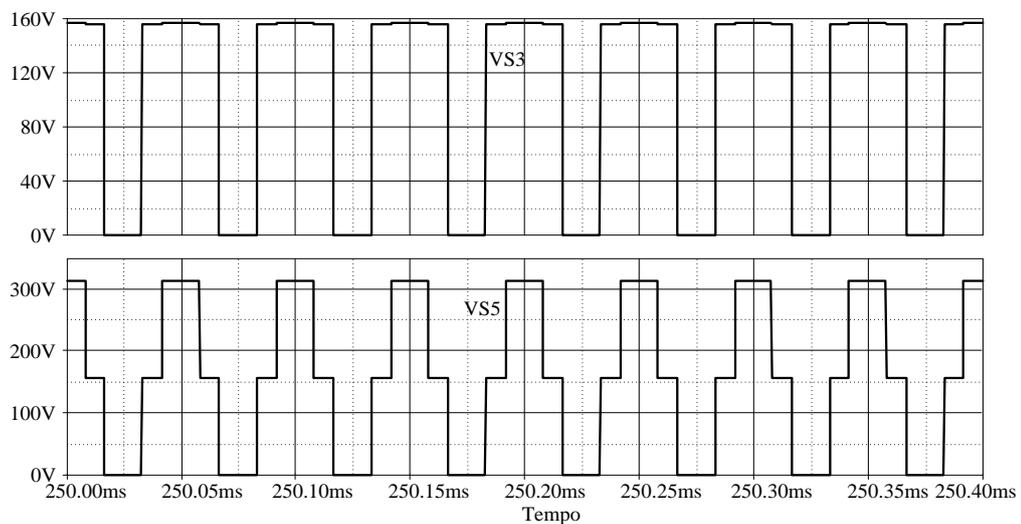
Parâmetro	Valor Calculado	Valor Obtido por Simulação
I_{S1_MED}	18,36 A	18,75 A
I_{S1_EF}	22,55 A	24,52 A
I_{S2_MED}	18,36 A	18,75 A
I_{S2_EF}	22,55 A	24,52 A
I_{S_pico}	34,50 A	33,8 A
$I_{DI3,4,5,6_MED}$	3,36 A	3,78 A
$I_{DI3,4,5,6_EF}$	6,03 A	8,60 A
$I_{DI3,4,5,6_pico}$	11,50 A	11,2 A
ΔI_{Lb}	4,34 A	4,2 A
I_{Np1_pico}	34,16 A	35,00 A
I_{Ns1_pico}	11,36 A	12,03 A
η_2	94,1 %	-

4.9. Simulação do conversor no modo *buck*

Novamente foi realizada uma simulação do conversor de alto ganho de tensão operando no modo *buck*, com uma razão cíclica de $DI = 0,30$. O mesmo circuito de potência foi utilizado.

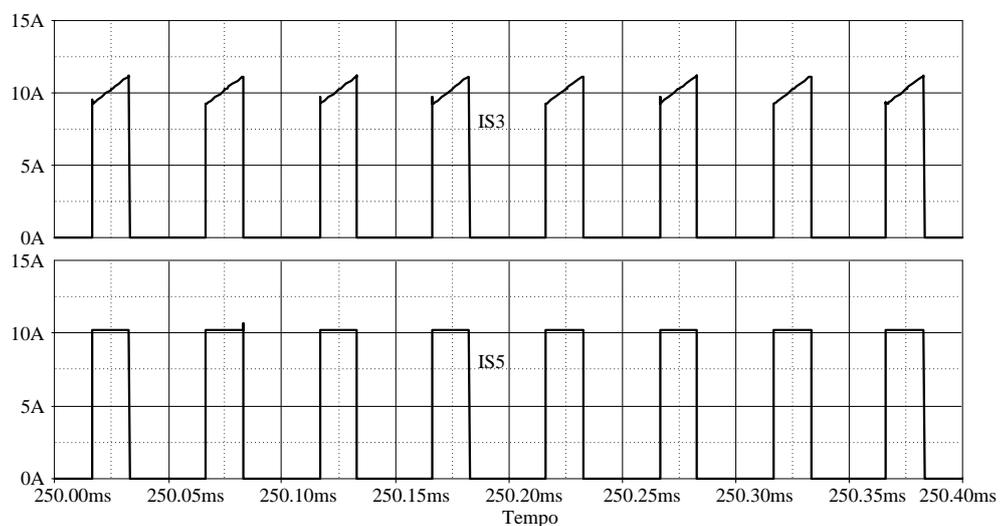
Na Figura 4.11 são mostradas as formas de onda das tensões sobre os interruptores *S3* e *S5*, no interruptor *S3* verifica-se que a tensão é a metade da tensão de entrada *V2*.

Figura 4.11 – Formas de onda das tensões nos interruptores *S3* e *S5* no modo *buck*.



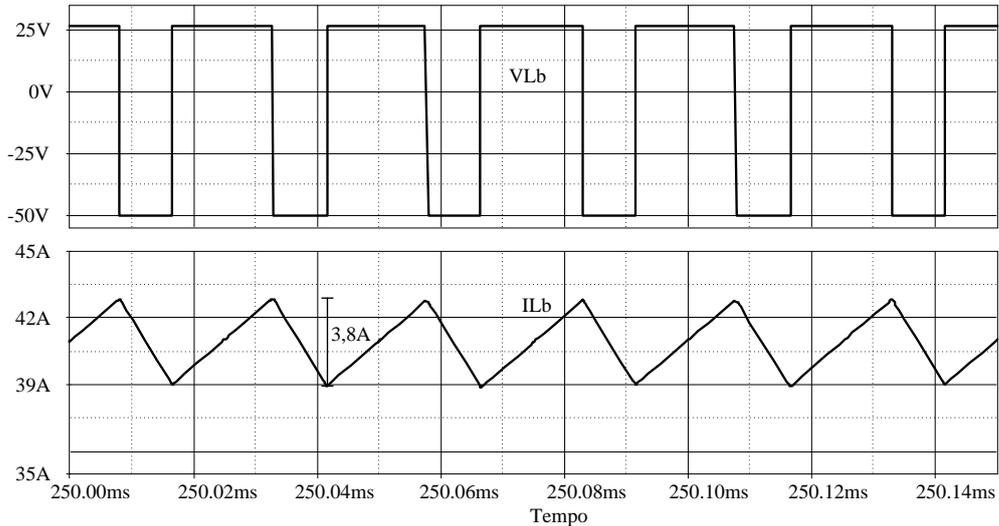
Na Figura 4.12 são mostradas as formas de onda das correntes através dos interruptores *S3* e *S5*.

Figura 4.12 – Formas de onda da corrente nos interruptores *S3* e *S5* no modo *buck*.



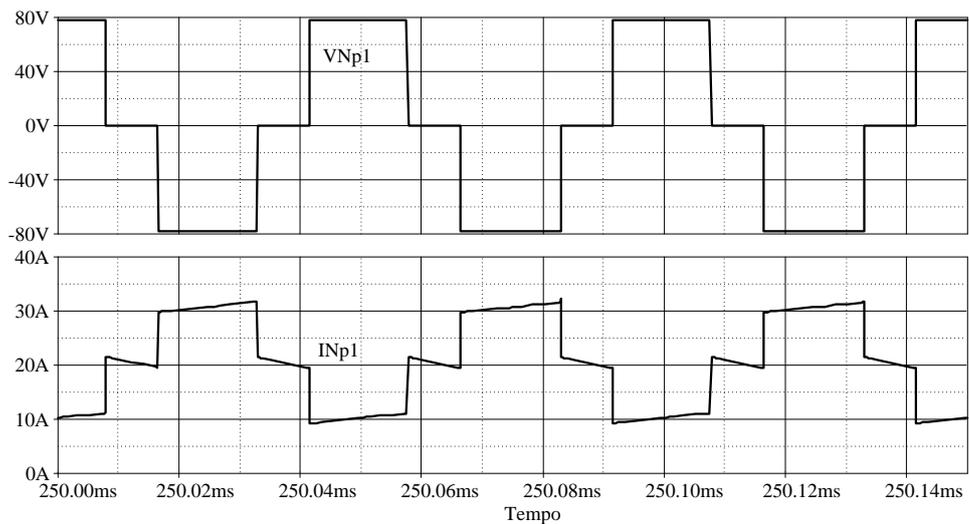
Na Figura 4.13 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente no indutor filtro L_b , onde a tensão máxima (em módulo) sobre o indutor é a mesma tensão de saída V_I , e a corrente média em L_b é a mesma corrente de saída I_I .

Figura 4.13 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor filtro L_b no modo *buck*.



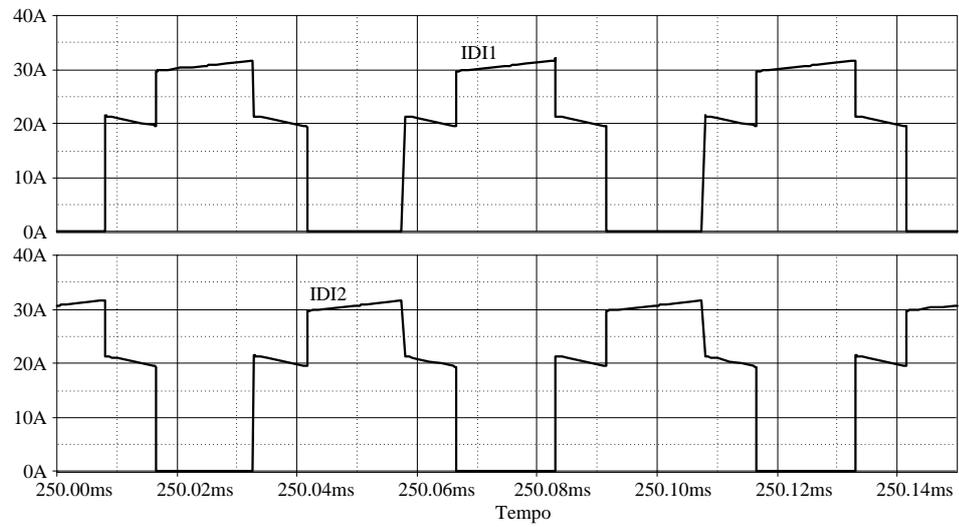
As formas de onda da tensão e corrente em um dos enrolamentos do primário do transformador são mostradas na Figura 4.14 verifica-se que a tensão no enrolamento N_{p1} é um quarto da tensão de entrada V_2 .

Figura 4.14 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento N_{p1} no modo *buck*.



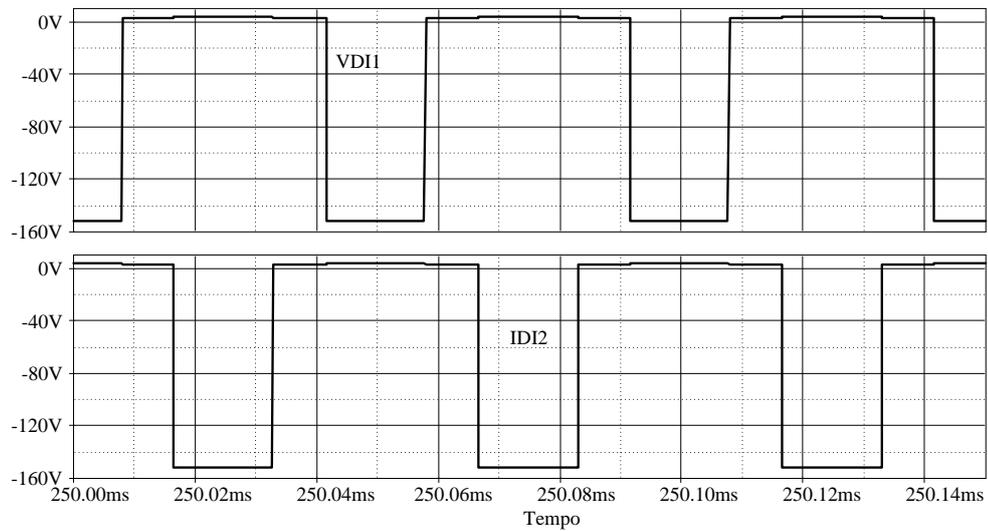
Na Figura 4.15 são mostradas as formas de onda das correntes que circulam através dos diodos intrínsecos $DI1$ e $DI2$ dos interruptores $S1$ e $S2$.

Figura 4.15 – Formas de onda da corrente através os diodos intrínsecos $DI1$ e $DI2$ no modo *buck*.

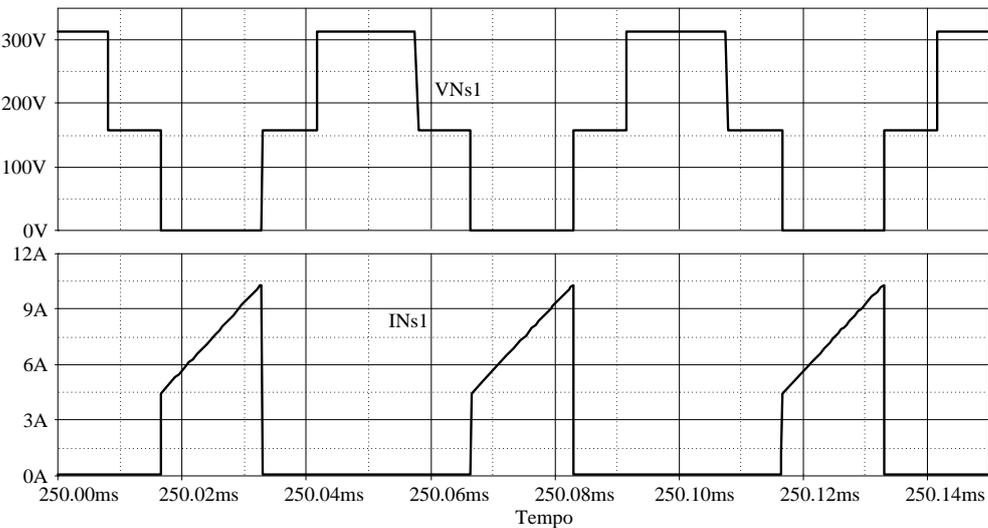


Nas formas de onda apresentadas na Figura 4.16 são mostradas as tensões reversas sobre os diodos intrínsecos $DI1$ e $DI2$.

Figura 4.16 – Formas de onda da tensão reversa sobre os diodos intrínsecos $DI1$ e $DI2$ no modo *buck*.



Nas formas de onda apresentadas na Figura 4.17 são mostradas a tensão e a corrente em um dos enrolamentos do secundário do transformador Tr .

Figura 4.17 – Formas de onda da tensão e corrente no enrolamento secundário $Ns1$ no modo *buck*.

Na Tabela 4.8 apresenta uma comparação entre os valores teóricos calculados com as equações deduzidas e os valores obtidos por simulação computacional para o conversor operando no modo *buck*.

Tabela 4.8 – Comparação entre os valores calculados e obtidos por simulação no modo *buck*.

Parâmetro	Valor Calculado	Valor Obtido por Simulação
I_{S3_MED}	3,95 A	3,78 A
I_{S3_EF}	6,03 A	6,78 A
I_{S6_MED}	3,95 A	4,01 A
I_{S6_EF}	22,55 A	23,52 A
I_{S_pico}	11,40 A	11,60 A
$I_{DI1,2_MED}$	18,35 A	17,06 A
$I_{DI1,2_EF}$	22,51 A	21,72 A
$I_{DI1,2_pico}$	34,18 A	32,57 A
ΔI_{Lb}	4,34 A	3,65 A
I_{INp1_pico}	34,18 A	32,61 A
I_{INs1_pico}	11,39 A	12,0 A
η_1	94,73 %	-

4.10. Considerações finais

Neste capítulo foi apresentado o projeto e simulação do conversor bidirecional de alto ganho. Foram calculados os principais esforços dos componentes do conversor proposto. Os valores obtidos e as considerações levantadas a fim de minimizar as perdas são essenciais para a escolha dos componentes, além da disponibilidade dos mesmos.

Os dimensionamentos do indutor e do transformador foram os mesmos para os dois modos. As chaves usadas foram as mesmas para os dois modos e seus diodos intrínsecos são utilizados nos dois modos. As principais formas de onda da tensão e das correntes traçadas no estudo teórico foram validadas por meio de resultados de simulação.

CAPÍTULO 5

5. CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL

5.1. Introdução

Para alcançar uma tensão de saída regulada é necessário implementar um circuito de controle, que monitore a tensão de saída, cuja amostra é comparada com a tensão de referência para ambos os modos de operação. Neste capítulo será abordado o controle do conversor bidirecional nos dois modos de operação apresentados nos capítulos 2 e 3.

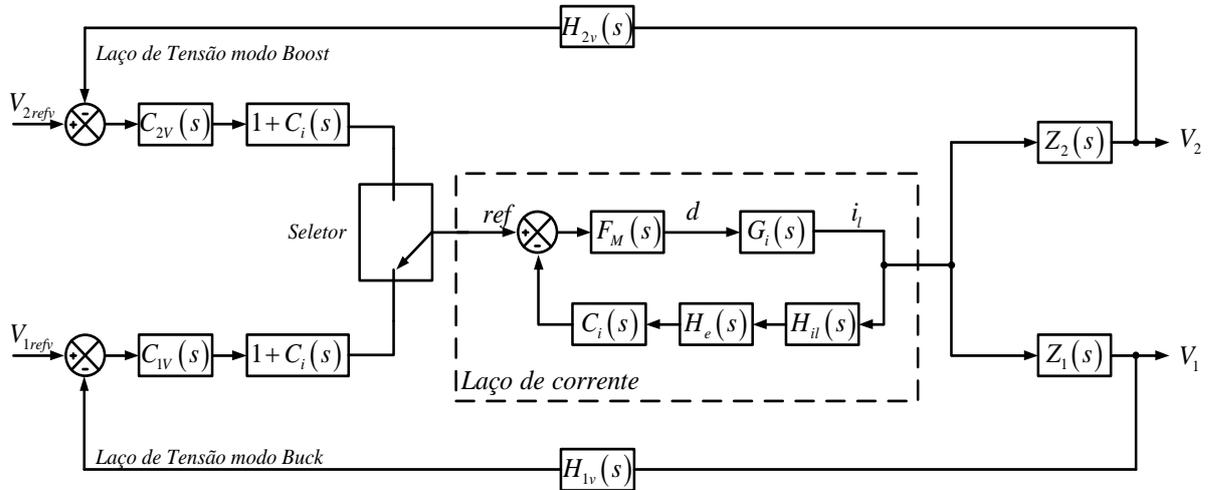
5.2. Estratégia de controle

A estratégia de controle deve prever a bidirecionalidade da corrente no indutor do conversor. Nos dois modos de operação (*buck* ou *boost*), é utilizado o controle por corrente média (*Average current mode control*). De maneira simples, a estratégia de controle foi projetada para comportar os dois modos de operação.

No modo *boost* o controle aciona somente os interruptores *S1* e *S2*. Os sinais neste modo são defasados em 180° e a razão cíclica, *D2*, dos mesmos é maior que 0,5. Os interruptores *S3*, *S4*, *S5* e *S6* são mantidos bloqueados. A energia armazenada no indutor *Lb* é transferida a saída pelos diodos intrínsecos *DI3*, *DI4*, *DI5* e *DI6*.

No modo *buck* os sinais de controle que acionam os interruptores *S3-S5*, *S4-S6* também são defasados em 180° e a razão cíclica, *D1*, menor que 0,5. A energia armazenada no indutor *Lb* é transferida a saída pelos diodos intrínsecos *DI1* e *DI2*. A Figura 5.1 representa o diagrama de blocos da estratégia de controle adotada para o conversor bidirecional.

Figura 5.1 – Diagrama do controle modo corrente média para o bidirecional.



Na Tabela 5.1 tem-se a descrição dos elementos do circuito de controle para os modos *buck* e *boost*.

Tabela 5.1 – Descrição dos elementos circuito de controle no modo *boost*.

Parâmetro	Simbologia
Função de transferência do modulador PWM	$F_M(s)$
Função de transferência da planta	$G_{il}(s)$
Função de transferência para adicionar robustez ao sistema	$H_e(s)$
Função de transferência do elemento de medição de corrente	$H_{il}(s)$
Função de transferência do compensador de corrente	$C_{il}(s)$
Função de transferência do elemento de medição de tensão	$H_{1v}(s), H_{2v}(s)$
Função de transferência que relaciona tensão de saída e a corrente no indutor	$Z_1(s), Z_2(s)$
Função de transferência do compensador de tensão	$C_{1v}(s), C_{2v}(s)$

5.2.1. Modelagem dinâmica do conversor

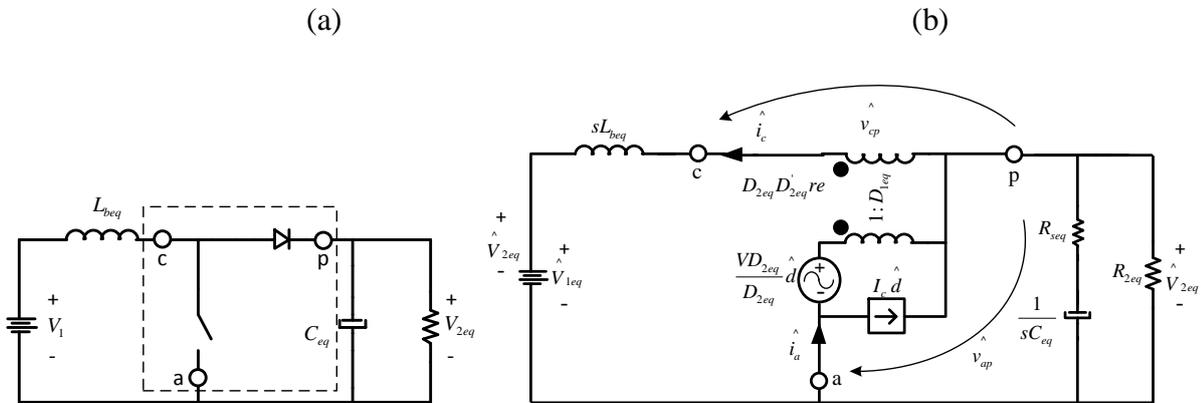
Para realizar a modelagem matemática do conversor bidirecional CC-CC, utilizou-se a metodologia de modelagem simplificada aplicada em (Lafuente, Bascopé *et al.*, 2010) e

(Vorperian, 1990), na qual baseia-se na transformação do conversor de bidirecional de alto ganho de tensão a dois conversores equivalentes *buck* e *boost* clássicos. Nos seguintes tópicos, são apresentados os modelos equivalentes de cada conversor.

5.3. Modelo equivalente do conversor no modo *boost*

Na Figura 5.2 (a) observa-se o circuito do conversor *boost* clássico, o modelo da chave PWM de pequenos sinais (Vorperian, 1990) é incorporado no conversor equivalente como é mostrado Figura 5.2 (b).

Figura 5.2 – (a) Conversor *boost* clássico. (b) Modelo do conversor *boost* com modelo CA da chave PWM.



Os parâmetros são detalhados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Parâmetros do conversor *boost* do modelo ca.

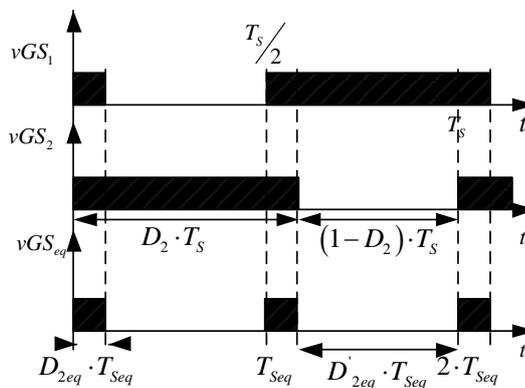
Parâmetro	Simbologia
Razão cíclica equivalente	D_{2eq}
Complemento da razão cíclica equivalente	D'_{2eq}
Perturbação da razão cíclica	\hat{d}
Corrente através do indutor L_{beq}	I_c
Perturbação de corrente no terminal ativo <i>a</i>	\hat{i}_a
Perturbação da tensão de entrada	\hat{V}_1
Perturbação da tensão de saída	\hat{V}_{2eq}
Perturbação de tensão entre os terminais <i>a</i> e <i>p</i>	\hat{v}_{ap}

Perturbação de tensão entre os terminais c e p	\hat{v}_{cp}
Constante dependente de parâmetros em regime permanente	VD_{2eq}
Indutor equivalente	L_{beq}
Capacitor equivalente	C_{eq}
Resistência série equivalente do capacitor C_{eq}	R_{seq}

Segundo (Lafuente, Bascopé *et al.*, 2010) considera-se a fonte de tensão de entrada do mesmo valor para ambos os conversores, a frequência de comutação do interruptor do conversor equivalente o dobro em relação ao conversor original, e a largura do pulso do conversor equivalente igual à largura da superposição dos sinais PWM do conversor original, a quantidade de energia armazenada no indutor filtro de entrada de ambos os conversores é a mesma.

A Figura 5.3 representa os sinais PWM de controle do conversor bidirecional e do conversor equivalente.

Figura 5.3 – Sinais de chaveamento dos conversores bidirecional e equivalente.



A Tabela 5.3 apresenta os parâmetros do conversor bidirecional considerando o novo período de chaveamento, frequência e razão cíclica com base no sinal equivalente mostrado na Figura 5.3. Tais resultados são fundamentais para a obtenção do controle do conversor equivalente e bidirecional.

Tabela 5.3 – Parâmetros equivalentes do conversor bidirecional no modo *boost*.

Parâmetro	Equação	Valor Calculado
Razão cíclica no modo <i>boost</i>	D_2	0,691
Razão cíclica equivalente	$D_{2eq} = 2 \cdot D_2 - 1$	0,383
Complemento da razão cíclica equivalente	$D'_{2eq} = 1 - D_{2eq}$	0,617
Frequência de chaveamento equivalente	$F_{seq} = 2 \cdot F_s$	40 kHz
Período de chaveamento equivalente	$T_{seq} = \frac{T_s}{2}$	25 μ s
Tensão de entrada equivalente	$V_{1eq} = V_1$	48V
Tensão de saída equivalente	$V_{2eq} = V_{1eq} \left(\frac{1}{1 - D_{2eq}} \right)$	77,75 V
Razão entre V_2 e V_{2eq}	$R_V = \frac{V_2}{V_{2eq}}$	4
Indutor equivalente	$L_{beq} = L_b$	112 μ H
Capacitor equivalente	$C_{eq} = R_v^2 \cdot C_1$	10,88 mF
Resistencia série equivalente de C_{eq}	$R_{seq} = \frac{R_{se}}{R_v^2}$	15,65 m Ω
Resistencia de carga equivalente	$R_{eq} = \frac{R_2}{R_v^2}$	3,023 Ω

Levantando as equações do circuito apresentado na Figura 5.2 (b) e aplicando técnicas convencionais de circuitos e manipulando matematicamente são obtidas as funções de transferências necessárias para o controle do conversor no modo *boost*.

Em (5.1) e (5.2) tem-se as funções de transferências para malha de corrente e tensão, respectivamente.

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_{1eq}}{D'_{2eq}} \cdot \left(1 + \frac{R_{2eq} \cdot D'_{2eq}}{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{seq}} + s \cdot (R_{2eq} + R_{seq}) \cdot C_{eq} \right)}{\left(\frac{R_{2eq} \cdot D'_{2eq} \cdot (R_{2eq} \cdot D'_{2eq} + R_{seq})}{R_{2eq} + R_{seq}} \right) + s \cdot (L_{beq} + R_{2eq} \cdot R_{seq} \cdot C_{eq} \cdot D'_{2eq}) + s^2 \cdot L_{beq} \cdot C_{eq} (R_{2eq} + R_{seq})} \quad (5.1)$$

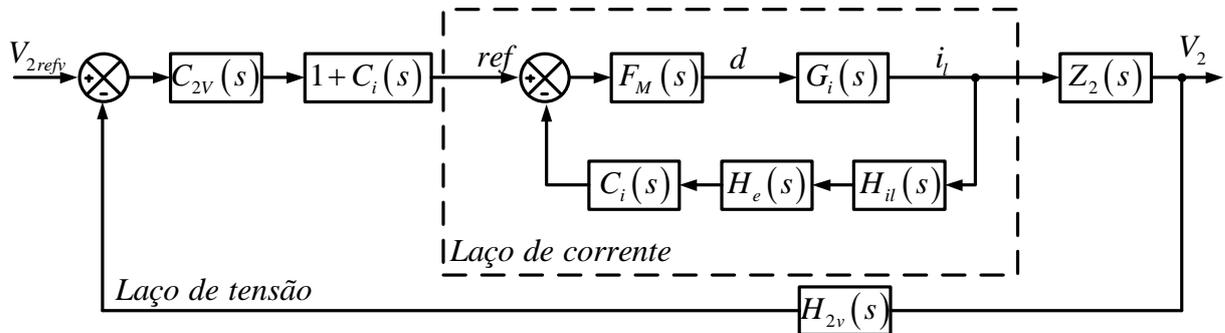
$$Z_2(s) = \frac{\hat{V}_{2eq}}{\hat{i}_L} = \frac{1}{R_{2eq} \cdot D_{2eq}' + R_{seq}} \cdot \left(R_{2eq}^2 \cdot D_{2eq}'^2 - s \cdot (R_{2eq} + R_{seq}) \cdot L_{eq} \right) \cdot (1 + s \cdot R_{seq} \cdot C_{eq}) \quad (5.2)$$

$$1 + \frac{R_{2eq} \cdot D_{2eq}'}{R_{2eq} \cdot D_{2eq}' + R_{seq}} + s \cdot C_{eq} (R_{2eq} + R_{seq})$$

5.4. Projeto do circuito de controle no modo *boost*

Como o projeto de controle prevê apenas uma malha de corrente para ambos os modos de operação, é necessário amostrar a aquisição de corrente através do indutor usando um sensor de corrente. A Figura 5.4 mostra o diagrama de blocos do controle por corrente média, onde cada função de transferência é descrita anteriormente.

Figura 5.4 – Diagrama de blocos do controle por corrente média no modo *boost*.



5.4.1. Projeto da malha de corrente

Considerando o exemplo de projeto do Capítulo 4, esta malha de corrente é implementada para processar uma potência de 2 kW. Neste exemplo de projeto é usada uma tensão de referência dada por (5.3):

$$V_{refi} = 2,5 \text{ V} \quad (5.3)$$

É considerada a resistência do sensor dada por (5.4):

$$R_{sh} = 0,005 \text{ } \Omega \quad (5.4)$$

O ganho do amplificador operacional diferencial da medição de corrente é dado pela expressão (5.5).

$$K_{dif} = \frac{V_{refi}}{R_{sh} \cdot I_{Lb}} = 11,52 \quad (5.5)$$

A função de transferência do elemento de medição é dada por (5.6).

$$H_{il}(s) = K_{dif} \cdot R_{sh} = 0,058 \quad (5.6)$$

A amplitude do sinal de tensão de dente de serra é dada por (5.7).

$$V_d = 5 \text{ V} \quad (5.7)$$

A função de transferência do elemento modulador do sinal *PWM* é dada por (5.8).

$$F_m(s) = \frac{1}{V_d} = 0,2 \text{ V} \quad (5.8)$$

A função de transferência de amostragem $H_e(s)$, dada pela expressão:

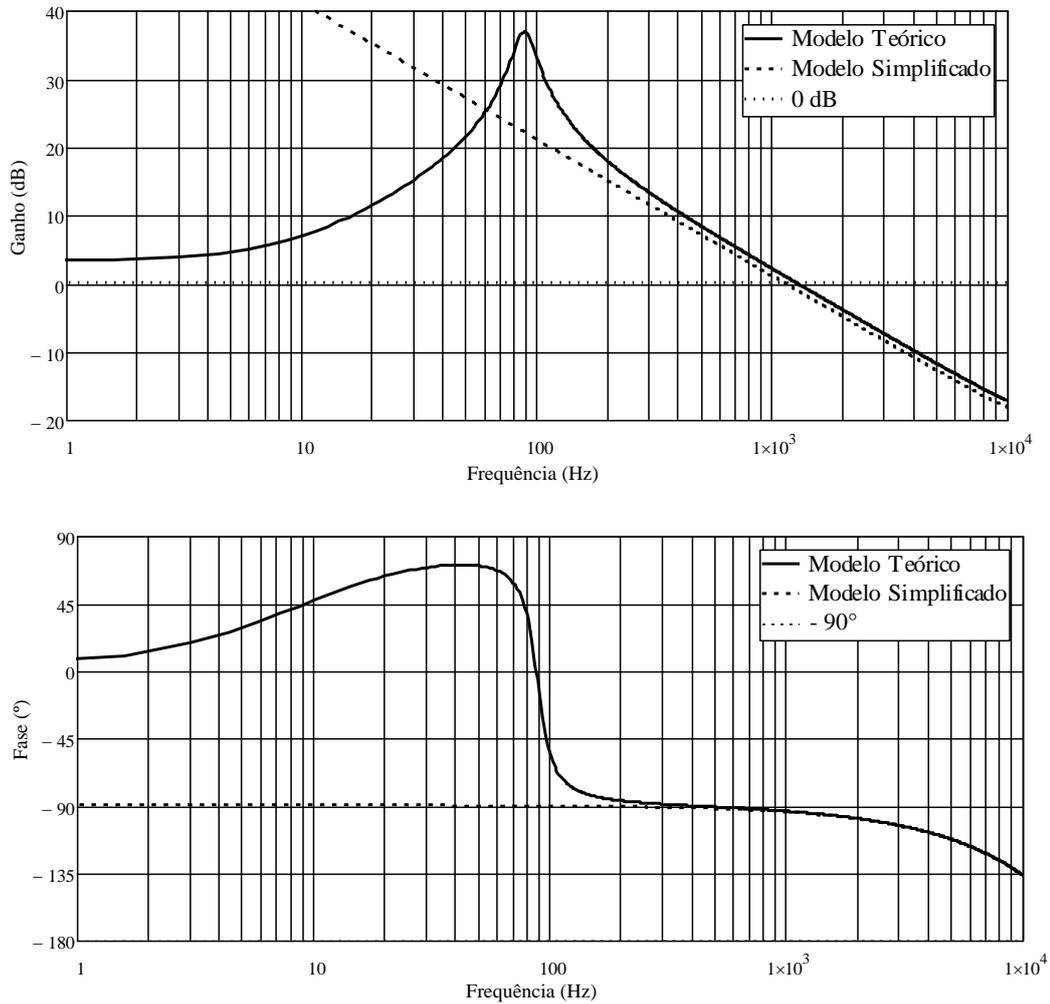
$$\omega_z = \pi \cdot F_{seq} \quad Q_z = -\frac{2}{\pi} \quad H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_z \cdot Q_z} + \left(\frac{s}{\omega_z}\right)^2 \quad (5.9)$$

A função de transferência em laço aberto da malha de corrente sem compensador é dada por (5.10).

$$FTLA_{sci}(s) = G_{il}(s) \cdot H_{il}(s) \cdot F_M(s) \cdot H_e(s) \quad (5.10)$$

A Figura 5.5 mostra o diagrama de Bode de $FTLA_{sci}(s)$.

Figura 5.5 – Digrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador.



A teoria de controle recomenda que a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto $FTLA_{sci}(s)$ deve ser menor ou igual a $\frac{1}{4}$ da frequência de comutação (Barbi, 2007). Portanto, optou-se por utilizar a seguinte frequência de cruzamento:

$$F_{ci} = \frac{F_{seq}}{10} = 4 \text{ kHz} \quad (5.11)$$

O ganho em laço aberto para esta frequência de cruzamento é dada por:

$$H_i = 20 \cdot \log\left(\left|FTLA_{sci}(2\pi F_{ci})\right|\right) = -9,95 \text{ dB} \quad (5.12)$$

Sendo assim, o ganho do compensador de corrente em valor absoluto é igual a:

$$A_i = 10^{\frac{|H_i|}{20}} = 3,14 \quad (5.13)$$

O compensador escolhido para o projeto é um PI com filtro e cuja função de transferência $C_i(s)$, segundo (Tang, Lee *et al.*, 1992), é dada após os seguintes critérios de projeto:: O zero do compensador é colocado uma década abaixo da metade da frequência de comutação.

$$f_{iz} = \frac{1}{10} \cdot \frac{F_{seq}}{2} = 2 \text{ kHz} \quad (5.14)$$

Um pólo é alocado na origem para minimizar o erro estático.

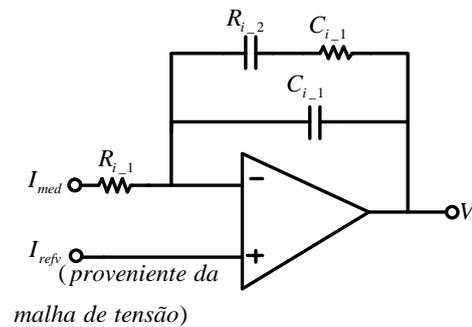
$$f_{p1} = 0 \quad (5.15)$$

Outro pólo é colocado acima da metade da frequência de comutação.

$$f_{p2} = \frac{F_{seq}}{2} = 20 \text{ kHz} \quad (5.16)$$

A Figura 5.6 apresenta o esquemático do compensador de corrente.

Figura 5.6 – Compensador de corrente adotado.



A relação de ganho e as resistências é dada por:

$$A_i = \frac{R_{1-i}}{R_{2-i}} \quad (5.17)$$

Considerando $R_{i-1} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{i-2} = 31,09 \text{ k}\Omega$

As capacitâncias do compensador assumem então os seguintes valores:

$$C_{i-1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{i-2} \cdot f_{p2}} = 2,55 \text{ nF} \quad (5.18)$$

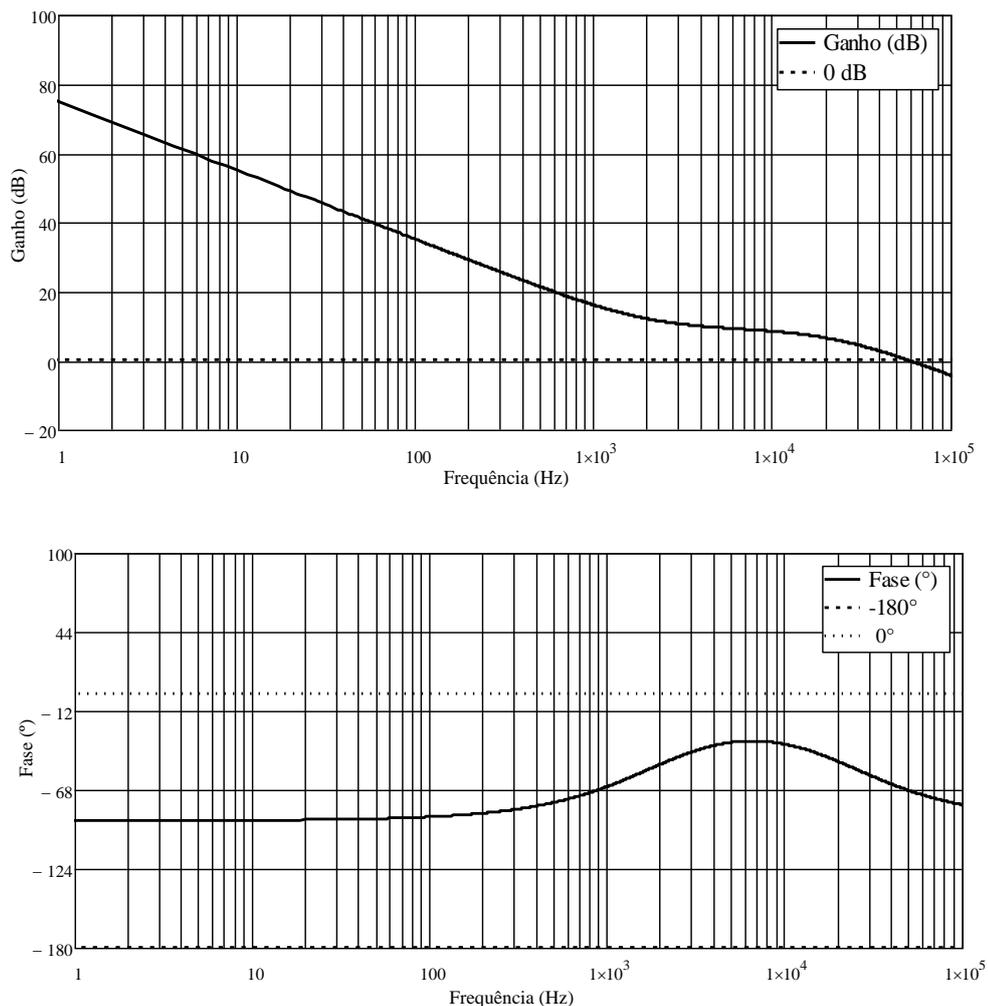
$$C_{i-2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{i-2} \cdot (f_{p2} - 1)} = 255,90 \text{ pF} \quad (5.19)$$

A função de transferência do compensador é dada pela expressão:

$$C_i(s) = \frac{1}{R_{i-1} \cdot C_{i-2}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{i-2} \cdot C_{i-1}}}{s \cdot \left(s + \frac{C_{i-1} + C_{i-2}}{C_{i-1} \cdot C_{i-2} \cdot R_{i-2}} \right)} \quad (5.20)$$

O diagrama de Bode do compensador é mostrado na Figura 5.7.

Figura 5.7 – Diagrama de Bode do compensador: ganho (dB) e fase (°).

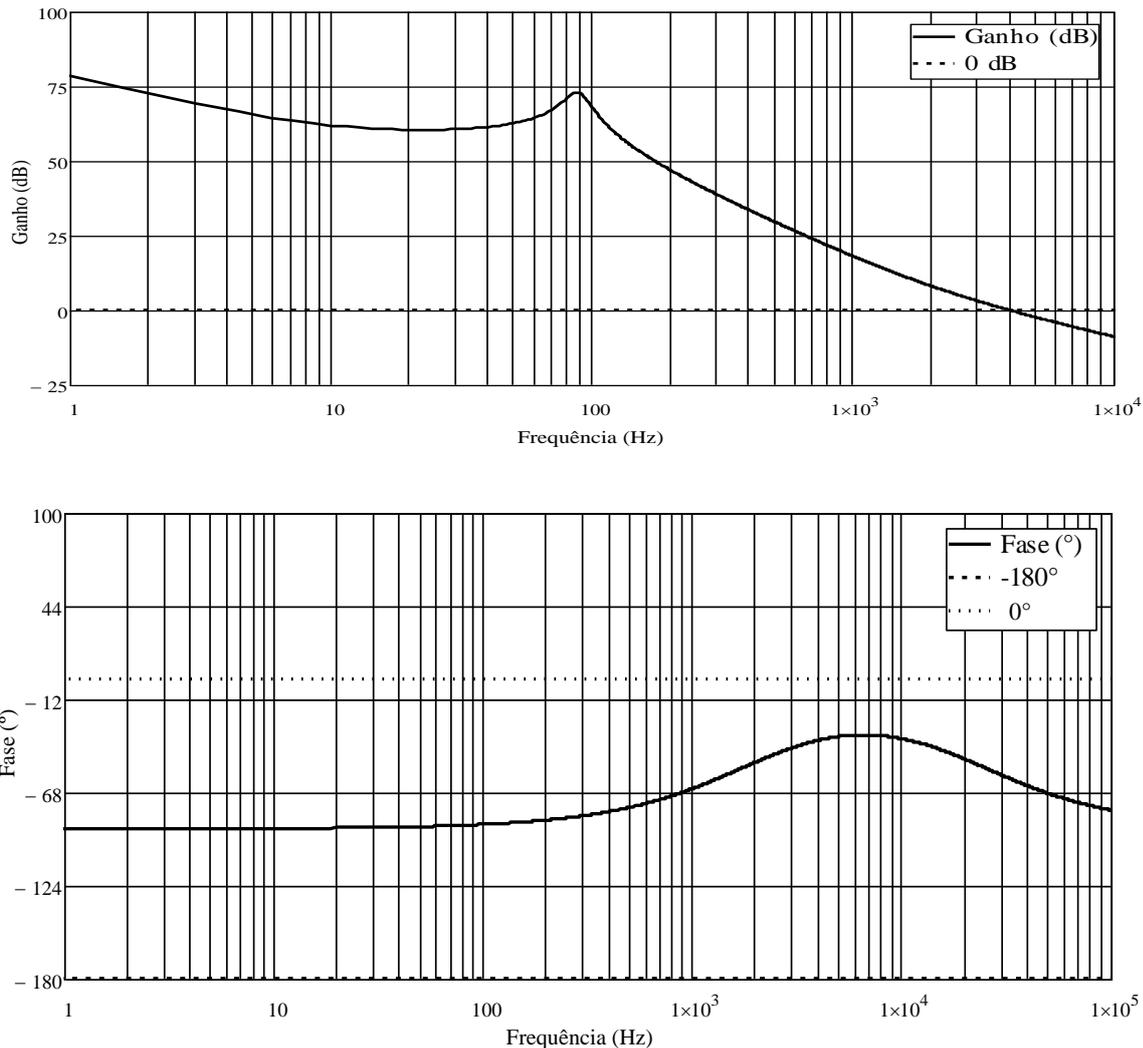


A função de transferência de laço aberto considerando o compensador $FTLA_{cci}(s)$ do sistema é igual a:

$$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C_i(s) \quad (5.21)$$

O diagrama de Bode do sistema compensado é mostrado na Figura 5.8.

Figura 5.8 – Diagrama de Bode do sistema compensado: ganho (dB) e fase (°).



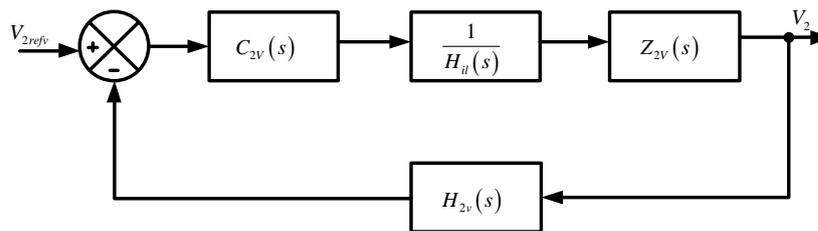
Deve ser verificado se a frequência de cruzamento está de acordo com a especificação ao projeto e se existe uma boa margem de fase de modo a garantir a estabilidade do conversor (Bezerra, 2009). A frequência de cruzamento (F_{ci}) está no valor especificado e margem de fase do sistema compensado foi de 35° do sistema como esperado. Em (Barbi, 2007)

recomenda para a margem de fase um valor entre 45° e 90° , no entanto a o ângulo de fase é maior que -180° o que torna o sistema estável.

5.4.2. Projeto da malha de tensão

A malha de tensão é responsável por manter a tensão CC do barramento de 311 V, na técnica de controle por corrente média, é necessário garantir o desacoplamento da malha de tensão da malha de corrente, sendo assim, segundo (Bascopé, 2010) a frequência de cruzamento da malha de tensão (f_{cv}) deve ser baixa entre 10 e 60 Hz. Também em (Bascopé, 2010), simplifica o projeto da malha de tensão, em baixa frequência a malha de corrente é resumida a ganho dado por $H_{il}(s)^{-1}$. Portanto o digrama de blocos para o projeto da malha de tensão é mostrado na Figura 5.9.

Figura 5.9 – Diagrama de blocos da malha de tensão do conversor no modo *boost*.



Considerando a tensão de referência para a malha de tensão dada pela expressão (5.22):

$$V_{2ref} = 5 \text{ V} \quad (5.22)$$

A função de transferência do elemento de medição de tensão é dada por (5.23):

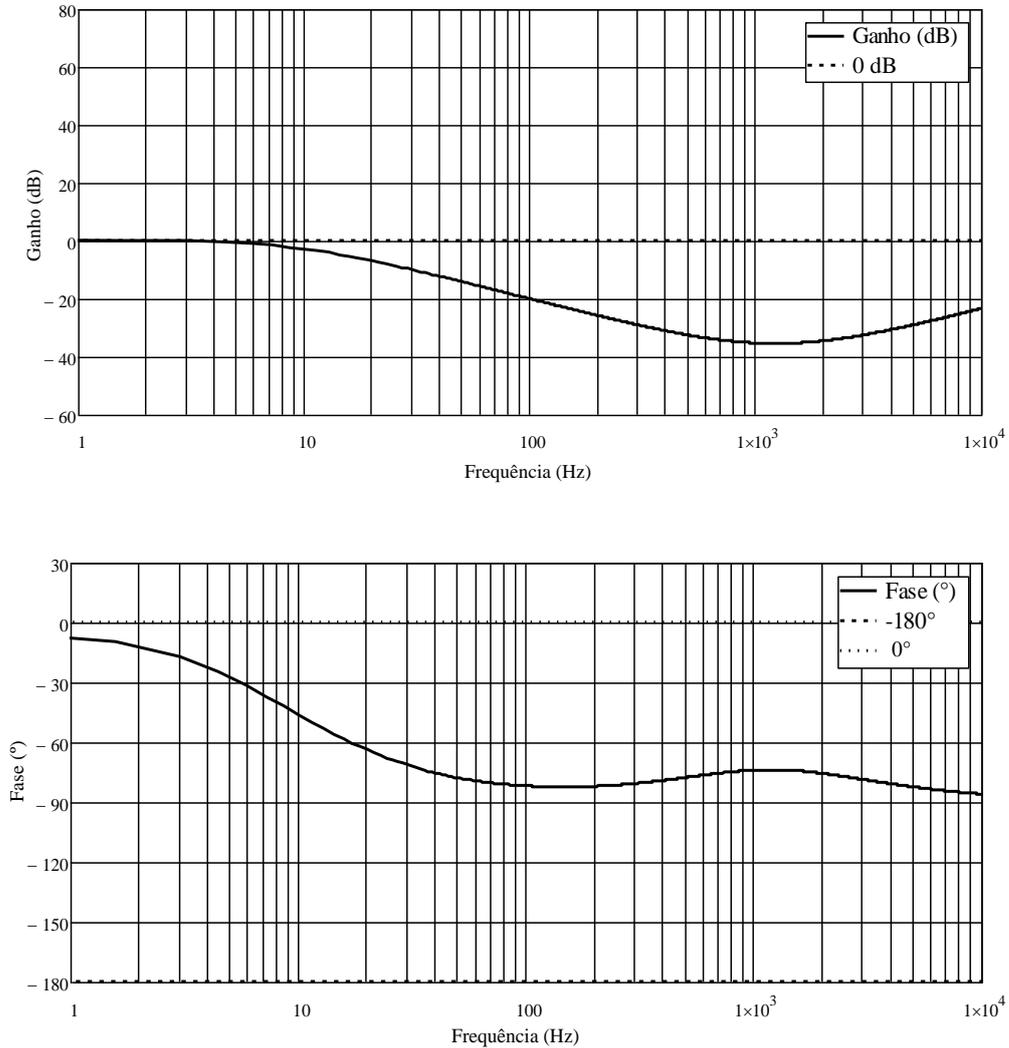
$$H_{2v}(s) = \frac{V_{2ref}}{V_{2eq}} = 0,064 \quad (5.23)$$

Baseando-se no diagrama de blocos apresentado na Figura 5.9, a função de transferência de laço aberto sem compensador é dada pela expressão (5.24):

$$FTLA_{2scv}(s) = \frac{1}{H_{il}(s)} \cdot H_{2v}(s) \cdot Z_2(s) \quad (5.24)$$

A partir da função de transferência de laço aberto sem compensador é traçado o diagrama de Bode mostrado na Figura 5.10.

Figura 5.10 – Diagrama de Bode do sistema não compensado: ganho (dB) e fase (°).



A frequência de cruzamento é definida pelo tipo de carga, considerando a carga linear, optou-se por uma frequência de cruzamento dada em (5.25):

$$F_{2cv} = 60 \text{ Hz} \quad (5.25)$$

O ganho em laço aberto para esta frequência de cruzamento é dada por:

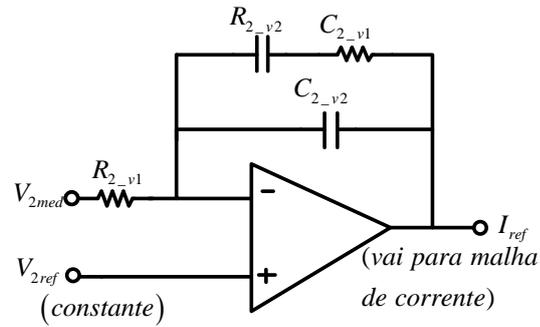
$$H_{2v} = 20 \cdot \log\left(\left|FTLA_{2scv}(2 \cdot \pi \cdot F_{2cv})\right|\right) = -15,69 \text{ dB} \quad (5.26)$$

O ganho em valor absoluto na frequência de cruzamento é igual a:

$$A_{2v} = 10^{\frac{|H_{2v}|}{20}} = 6,09 \quad (5.27)$$

O compensador escolhido para o projeto é um PI com filtro e cuja função de transferência $C_{1v}(s)$ é dada por (5.34), cujo esquemático é mostrado na Figura 5.11.

Figura 5.11 – Compensador de tensão adotado.



O zero do compensador é colocado uma década abaixo da frequência de cruzamento:

$$f_{2z1} = \frac{1}{10} \cdot F_{2cv} = 6 \text{ Hz} \quad (5.28)$$

Um pólo de $C_{1v}(s)$ é colocado na origem para minimizar o erro estático:

$$f_{2p1} = 0 \quad (5.29)$$

Outro pólo é colocado uma década acima da frequência de cruzamento:

$$f_{2p2} = 10 \cdot F_{2cv} = 600 \text{ Hz} \quad (5.30)$$

A relação entre as resistências do compensador e o ganho é dada por:

$$A_{2v} = \frac{R_{2-v2}}{R_{2-v1}} \quad (5.31)$$

Considerando $R_{2-v1} = 56 \text{ k}\Omega$, o outro resistor é igual a $R_{2-v2} = 341,12 \text{ k}\Omega$.

As capacitâncias do compensador assumem então os seguintes valores:

$$C_{2-v1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{2-v2} \cdot f_{2z1}} = 77,76 \text{ nF} \quad (5.32)$$

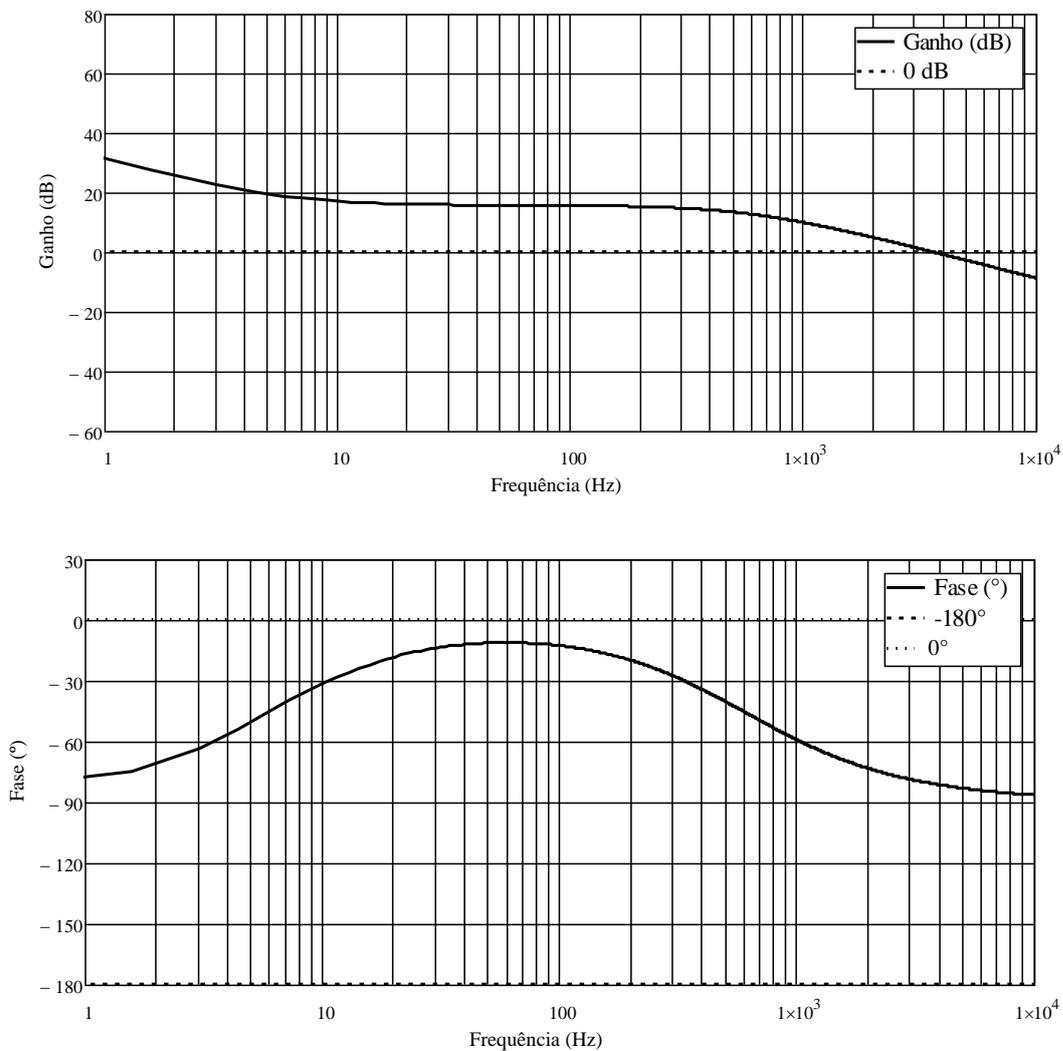
$$C_{2_v2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{2_v2} \cdot (f_{2p2} - 1)} = 778,89 \text{ pF} \quad (5.33)$$

A função de transferência do compensador é dada pela expressão:

$$C_{2_v}(s) = \frac{1}{R_{2_v1} \cdot C_{2_v2}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{2_v2} \cdot C_{2_v1}}}{s \cdot \left(s + \frac{C_{2_v1} + C_{2_v2}}{C_{2_v1} \cdot C_{2_v2} \cdot R_{2_v2}} \right)} \quad (5.34)$$

O diagrama de Bode do compensador da malha de tensão é mostrado na Figura 5.12.

Figura 5.12 – Digrama de Bode do compensador: ganho (dB) e fase (°).

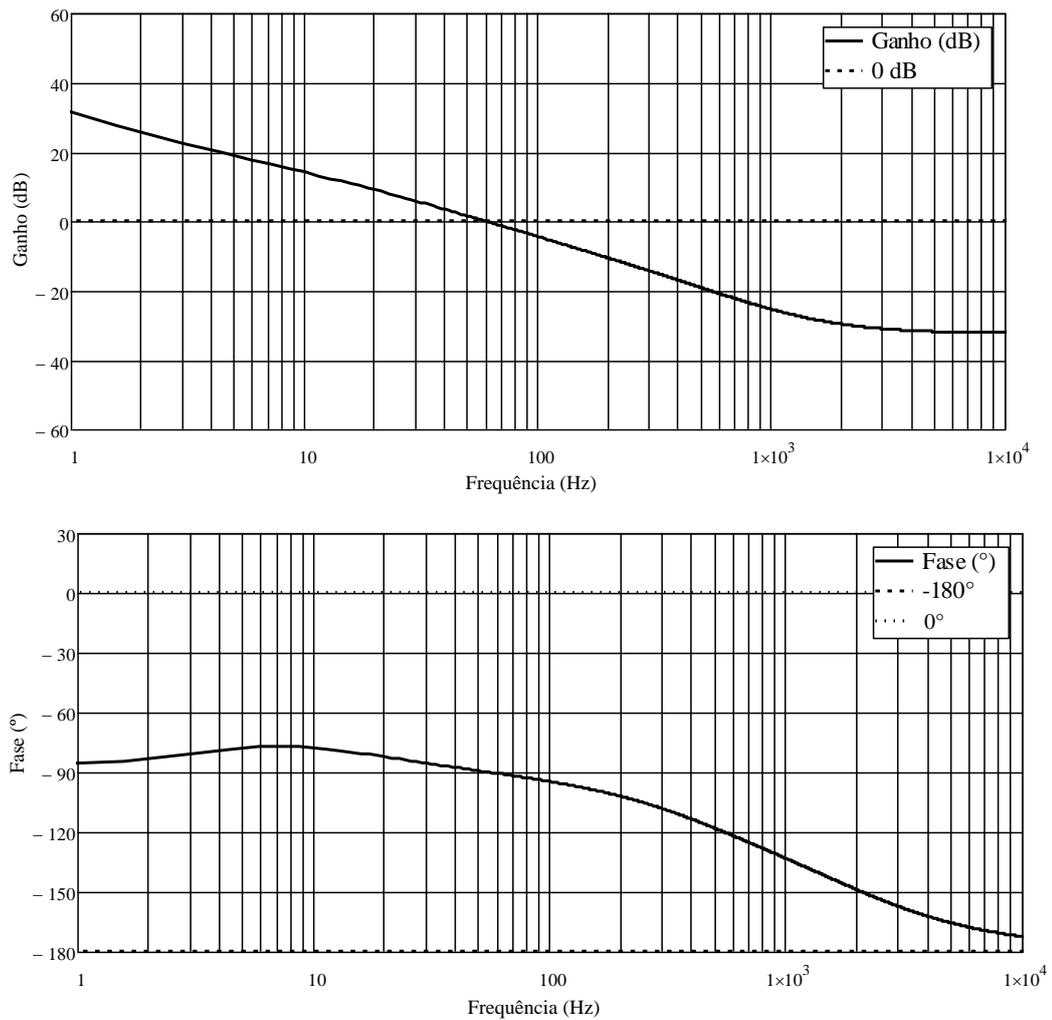


A função de transferência de laço aberto com compensador de tensão é dada pela expressão (5.35).

$$FTLA_{2ccv}(s) = FTLA_{2v}(s) \cdot C_{2_v}(s) \quad (5.35)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada é mostrado na Figura 5.13.

Figura 5.13 – Diagrama de bode do sistema compensado: ganho (dB) e fase (°).



Como se pode verificar, a frequência de cruzamento está de acordo com as especificações de projeto e da mesma maneira a margem de fase:

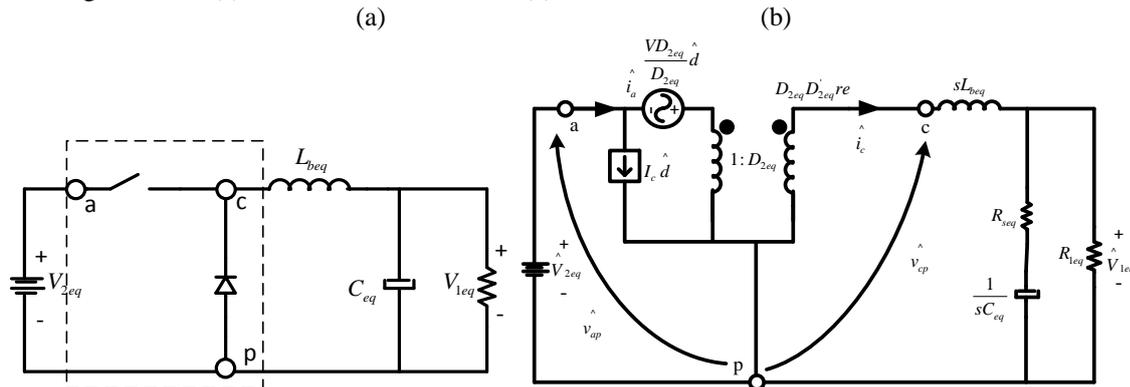
$$Margem_fase = 89,26^\circ \quad (5.36)$$

$$Margem_ganho = infinita \quad (5.37)$$

5.5. Modelo equivalente do conversor no modo *buck*

A modelagem do conversor operando no modo *buck*, é realizada de maneira similar ao modo *boost*, novamente é aplicada o modelo da chave PWM de pequenos sinais, como mostrado na Figura 5.14.

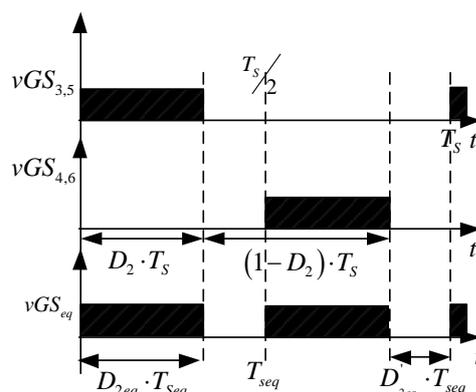
Figura 5.14 – (a) Conversor *buck* clássico; (b) conversor *buck* com modelo CA da chave PWM.



Na Tabela 5.4 tem-se a descrição dos parâmetros do conversor equivalente.

Tabela 5.4 – Parâmetros do conversor *buck* do modelo ca.

Parâmetro	Simbologia
Razão cíclica equivalente	D_{1eq}
Complemento da razão cíclica equivalente	D'_{1eq}
Perturbação da razão cíclica	\hat{d}
Corrente através do indutor Lb_{eq}	I_c
Perturbação de corrente no terminal ativo a	\hat{i}_a
Perturbação da tensão de entrada	\hat{V}_{2eq}
Perturbação da tensão de saída	\hat{V}_{1eq}
Perturbação de tensão entre os terminais a e p	\hat{v}_{ap}
Perturbação de tensão entre os terminais c e p	\hat{v}_{cp}
Constante dependente de parâmetros em regime permanente	VD_{1eq}
Indutor equivalente	L_{beq}
Capacitor equivalente	C_{eq}
Resistência série equivalente do capacitor C_{eq}	R_{seq}

Figura 5.15 – Sinais de chaveamento dos conversores bidirecional e *buck* equivalente.

A Tabela 5.5 apresenta os parâmetros do conversor bidirecional considerando o novo período de chaveamento, frequência e razão cíclica com base no sinal equivalente mostrado na Figura 5.15. Tais resultados são fundamentais para obtenção do controle do conversor equivalente e bidirecional.

Tabela 5.5 – Parâmetros equivalentes do conversor bidirecional no modo *buck*.

Parâmetro	Equação	Valor Calculado
Razão cíclica no modo <i>buck</i>	D_1	0,309
Razão cíclica equivalente	$D_{1eq} = 1 - D_1$	0,69
Complemento da razão cíclica equivalente	$D'_{1eq} = 1 - D_{1eq}$	0,309
Frequência de chaveamento equivalente	$F_{seq} = 2 \cdot F_s$	40 kHz
Período de chaveamento equivalente	$T_{seq} = \frac{T_s}{2}$	25 μ s
Tensão de entrada equivalente	V_{2eq}	77,75V
Tensão de saída equivalente	$V_{1eq} = V_1$	48 V
Razão R_v	-	4
Indutor equivalente	$L_{beq} = L_b$	112 μ H
Capacitor equivalente	$C_{eq} = R_v^2 \cdot C_1$	10,88 mF
Resistencia série equivalente de C_{eq}	$R_{seq} = \frac{R_{se}}{R_v^2}$	15,65 m Ω
Resistencia de Carga Equivalente	R_{1eq}	1,105 Ω

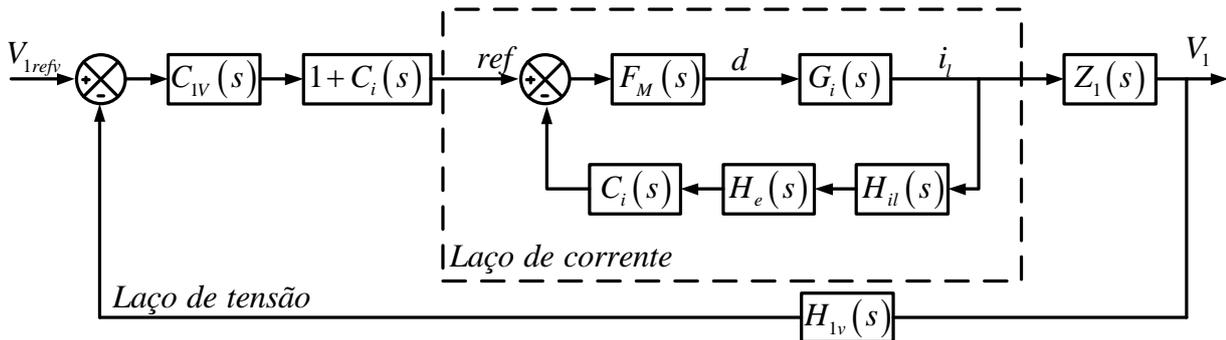
Novamente levantando-se as equações do circuito apresentado na Figura 5.14(b), aplicando técnicas convencionais de circuitos e manipulando matematicamente são obtidas as funções de transferências necessárias para o controle do conversor no modo *buck*. Em (5.1) apresenta-se a função de transferência para malha de corrente, e em (5.38) tem-se a função de transferência da malha de tensão.

$$Z_1(s) = \frac{\hat{V}_{1eq}}{\hat{i}_L} = \frac{R_{1eq} \cdot (1 + s \cdot R_{seq} \cdot C_{eq})}{1 + s \cdot (R_{seq} + C_{eq}) \cdot C_{eq}} \quad (5.38)$$

5.5.1. Projeto de controle no modo *buck*

A Figura 5.16 representa o diagrama de blocos do controle por corrente média para o conversor operando no modo *buck*.

Figura 5.16 – Diagrama de blocos do controle por corrente média no modo *buck*.



5.5.2. Projeto da malha de tensão no modo *buck*

Adotando o mesmo critério da malha de tensão do modo de operação *boost* é projetada a malha de tensão para o modo *buck*, responsável em manter constante a tensão CC do banco de bateria no valor de flutuação (≈ 56 V).

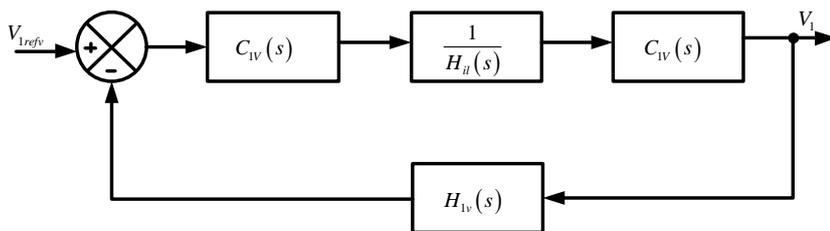


Figura 5.17 – Diagrama de blocos da malha de tensão no modo *buck*.

Considerando a tensão de referência malha de tensão expressa por (5.39):

$$V_{1ref} = 5 \text{ V} \quad (5.39)$$

A função de transferência do elemento de medição de tensão é dada por (5.40):

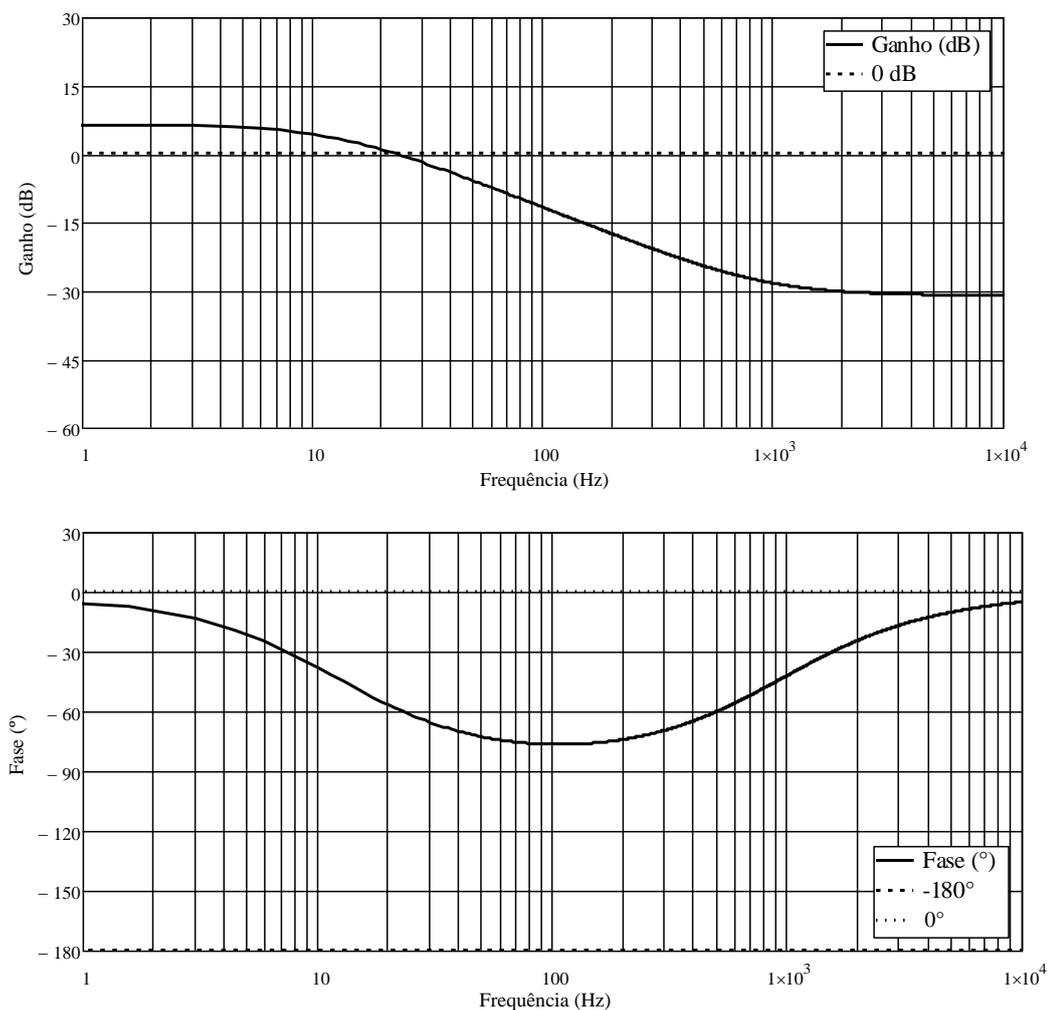
$$H_{1v}(s) = \frac{V_{1ref}}{V_{1eq}} = 0,104 \quad (5.40)$$

Baseando-se no diagrama de blocos apresentado na Figura 5.9, a função de transferência de laço aberto sem compensador é dada pela expressão (5.41):

$$FTLA_{1scv}(s) = \frac{1}{H_{il}(s)} \cdot H_{1v}(s) \cdot Z_1(s) \quad (5.41)$$

A partir da função de transferência de laço aberto sem compensador é representado o diagrama de Bode mostrado na Figura 5.18.

Figura 5.18 – Diagrama de Bode do sistema não compensado: ganho (dB) e fase (°).



A frequência de cruzamento é definida pelo tipo de carga, considerando a carga linear, optou-se por uma frequência de cruzamento dada por (5.42).

$$F_{1cv} = 60 \text{ Hz} \quad (5.42)$$

O ganho em laço aberto para esta frequência de cruzamento é dada por:

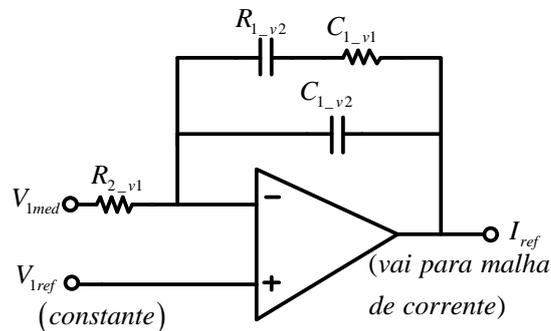
$$H_{1v} = 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_{1scv} (2 \cdot \pi \cdot F_{1cv}) \right| \right) = -7,38 \text{ dB} \quad (5.43)$$

O ganho em valor absoluto na frequência de cruzamento é igual a (5.44):

$$A_{1v} = 10^{\frac{|H_{1v}|}{20}} = 2,34 \quad (5.44)$$

O compensador escolhido para o projeto é um PI com filtro e cuja função de transferência $C_{1v}(s)$ é dada por (5.51). Cujo esquemático é mostrado na Figura 5.19.

Figura 5.19 – Compensador de tensão adotado.



O zero do compensador é colocado uma década abaixo da frequência de cruzamento:

$$f_{1z1} = \frac{1}{10} \cdot F_{1cv} = 6 \text{ Hz} \quad (5.45)$$

Um pólo de $C_{1v}(s)$ é colocado na origem para minimizar o erro estático:

$$f_{1p1} = 0 \quad (5.46)$$

Outro pólo é colocado uma década acima da frequência de cruzamento:

$$f_{1p2} = 10 \cdot F_{1cv} = 600 \text{ Hz} \quad (5.47)$$

A relação entre as resistências do compensador e o ganho é dada por:

$$A_{1v} = \frac{R_{1-v2}}{R_{1-v1}} \quad (5.48)$$

Considerando $R_{1-v1} = 56 \text{ k}\Omega$, o outro resistor é igual a $R_{1-v2} = 157,5 \text{ k}\Omega$.

As capacitâncias do compensador assumem então os seguintes valores:

$$C_{1-v1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{1-v2} \cdot f_{1z1}} = 168,43 \text{ nF} \quad (5.49)$$

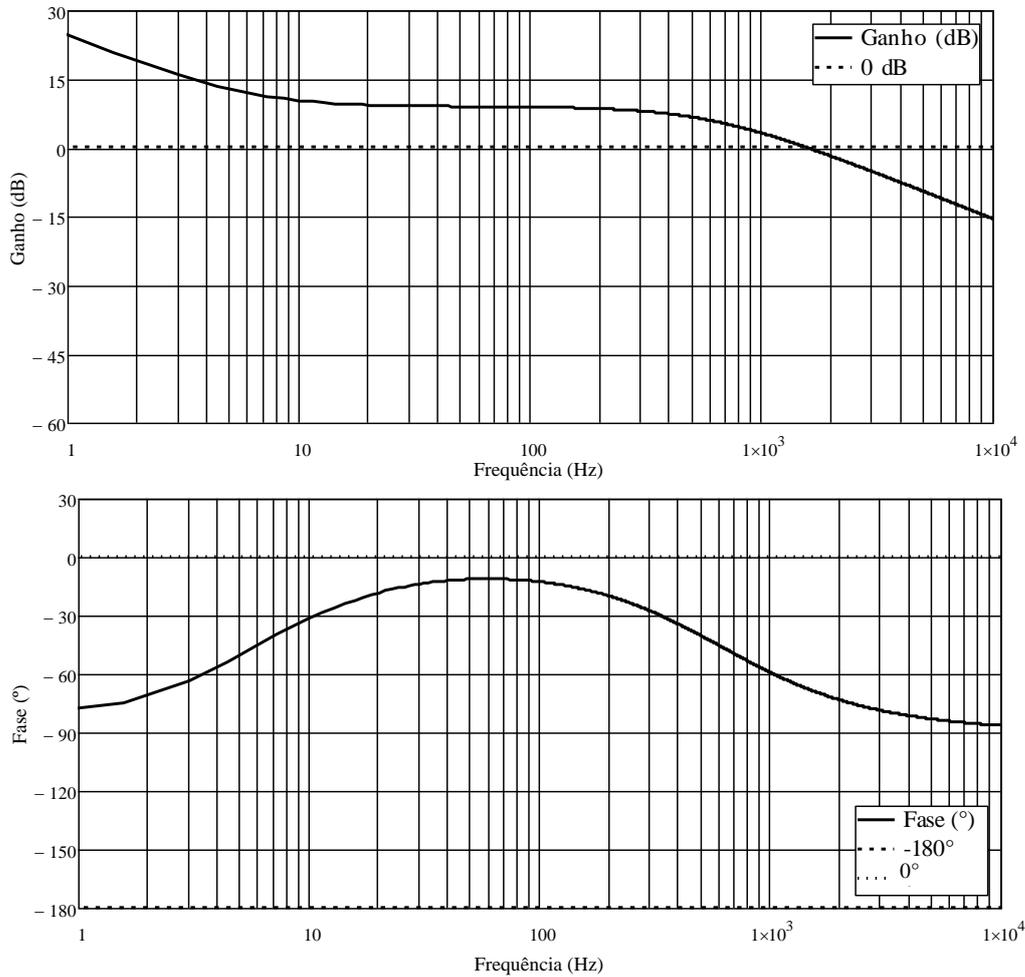
$$C_{1-v2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{1-v2} \cdot (f_{1p2} - 1)} = 1,68 \text{ nF} \quad (5.50)$$

A função de transferência do compensador é dada pela expressão:

$$C_{1-v}(s) = \frac{1}{R_{1-v1} \cdot C_{1-v2}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{1-v2} \cdot C_{1-v1}}}{s \cdot \left(s + \frac{C_{1v1} + C_{1-v2}}{C_{1-v1} \cdot C_{1-v2} \cdot R_{1-v2}} \right)} \quad (5.51)$$

O diagrama de Bode do compensador da malha de tensão é mostrado na Figura 5.20.

Figura 5.20 – Digrama de Bode do compensador: ganho (dB) e fase (°).

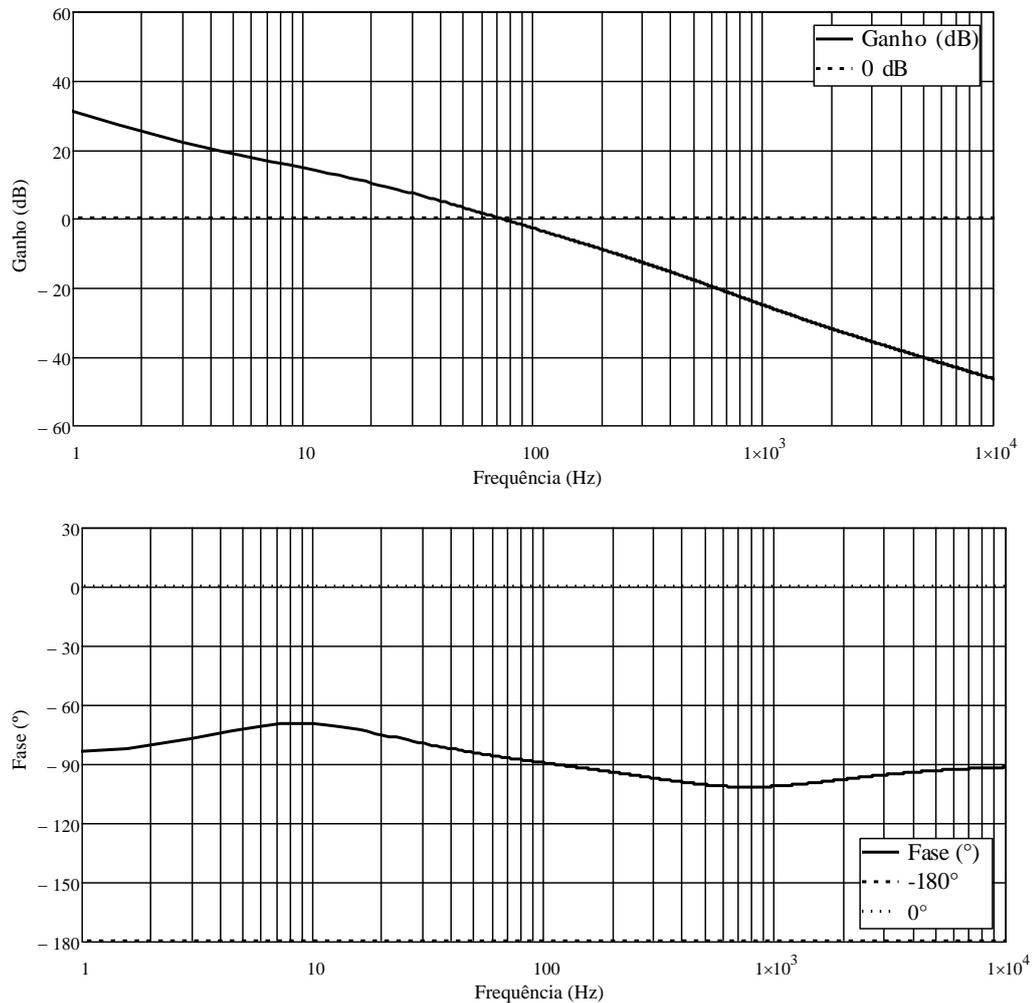


A função de transferência de laço aberto com compensador de tensão é dada pela expressão (5.52).

$$FTLA_{1ccv}(s) = FTLA_{1v}(s) \cdot C_{1-v}(s) \quad (5.52)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada é mostrado na Figura 5.21.

Figura 5.21 – Diagrama de bode do sistema compensado: ganho (dB) e fase (°).



Como se pode verificar, a frequência de cruzamento está de acordo com as especificações de projeto e da mesma maneira a margem de fase:

$$Margem_fase = 90,57^\circ \quad (5.53)$$

$$Margem_ganho = infinita \quad (5.54)$$

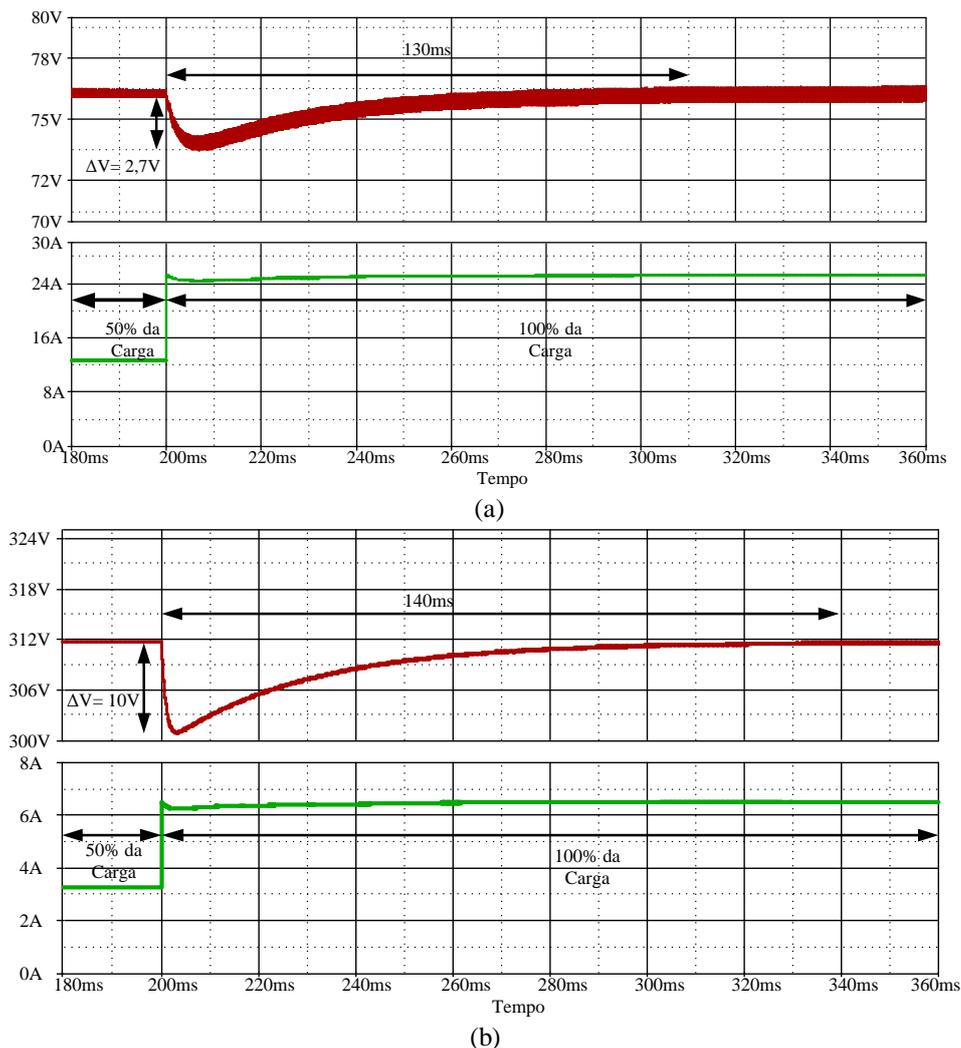
5.6. Resposta dinâmica do conversor

Com objetivo de validar o projeto de controle realizado neste capítulo, o conversor proposto foi simulado funcionando com tensão de nominal de entrada e aplicando degraus de carga na saída de 50% para 100% da carga nominal para ambos os modos de operação, *boost* e *buck*, nos circuitos equivalentes e originais.

5.6.1. Simulação no modo boost

A Figura 5.22 (a) mostra a resposta dinâmica quando aplicado o degrau de carga de 50% para 100% no conversor equivalente a tensão apresenta um *undershoot* de aproximadamente 2,7 V, o que corresponde a 3,5% e tempo de acomodação de 130 ms.

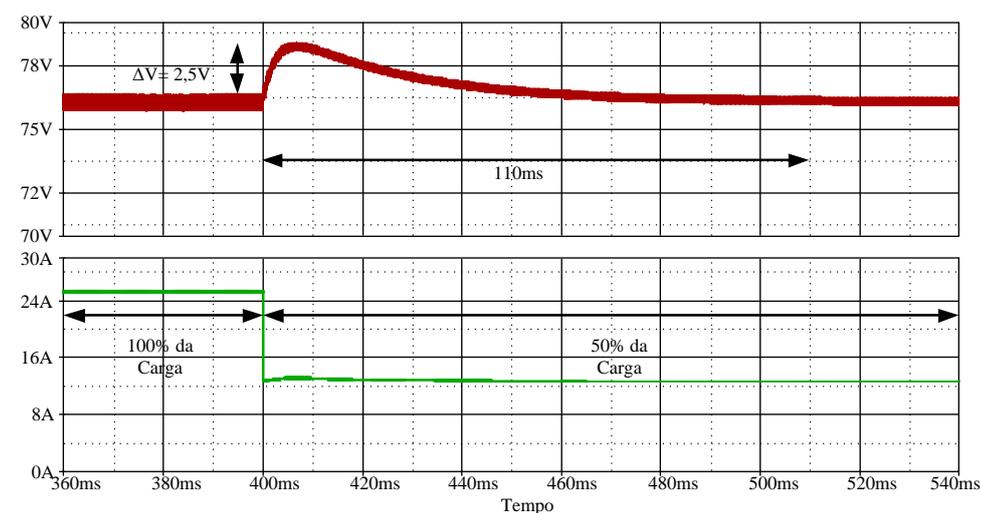
Figura 5.22 – Resposta dinâmica da tensão e corrente de saída para um degrau de carga de 50% para 100% da carga no modo *boost*: (a) conversor equivalente; (b) conversor bidirecional.



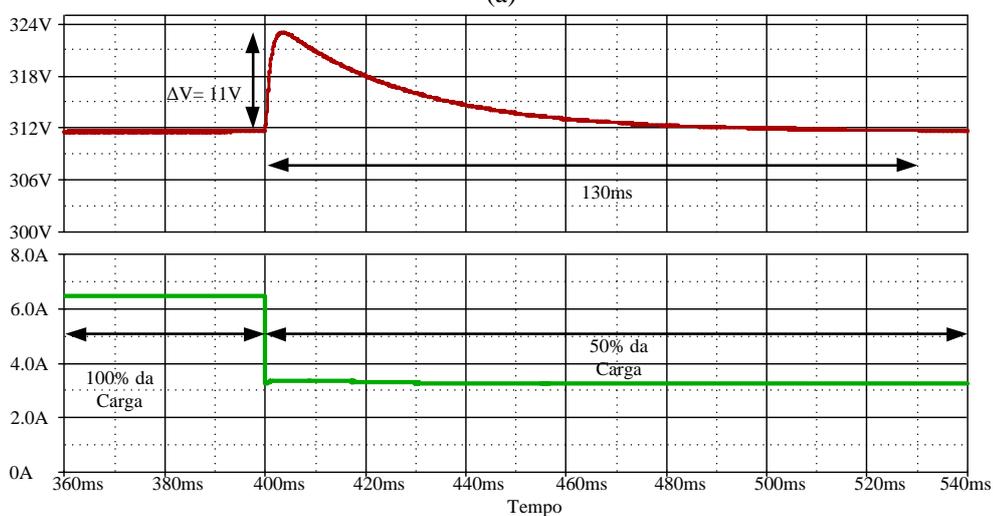
A Figura 5.22 (b) apresenta o degrau de carga no conversor bidirecional, onde o *undershoot* foi de aproximadamente 10 V (3,2%), o tempo de acomodação observado é de aproximadamente 140 ms. Novamente é aplicado um degrau de carga nos circuitos, na Figura 5.23 mostra o comportamento dinâmico dos conversores equivalente e bidirecional no modo *boost*, para um degrau de carga de 100% para 50%.

O degrau de carga aplicado no circuito equivalente é mostrado na Figura 5.23(a), sendo que o *overshoot* apresentado na tensão de saída foi de 2,5V (3,2%), com tempo de acomodação de 110 ms.

Figura 5.23 – Resposta dinâmica da tensão e corrente de saída para um degrau de carga de 100% para 50% da carga no modo *boost*: (a) conversor equivalente; (b) conversor bidirecional.



(a)



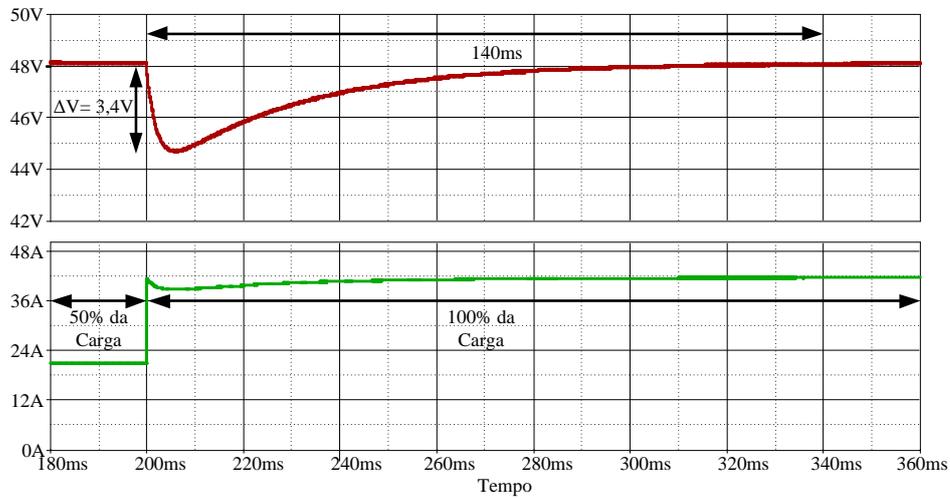
(b)

A Figura 5.23(b) representa o degrau de carga aplicado no conversor bidirecional, onde o *overshoot* na tensão de saída é de 11 V (3,5%), e o tempo de acomodação de 130ms.

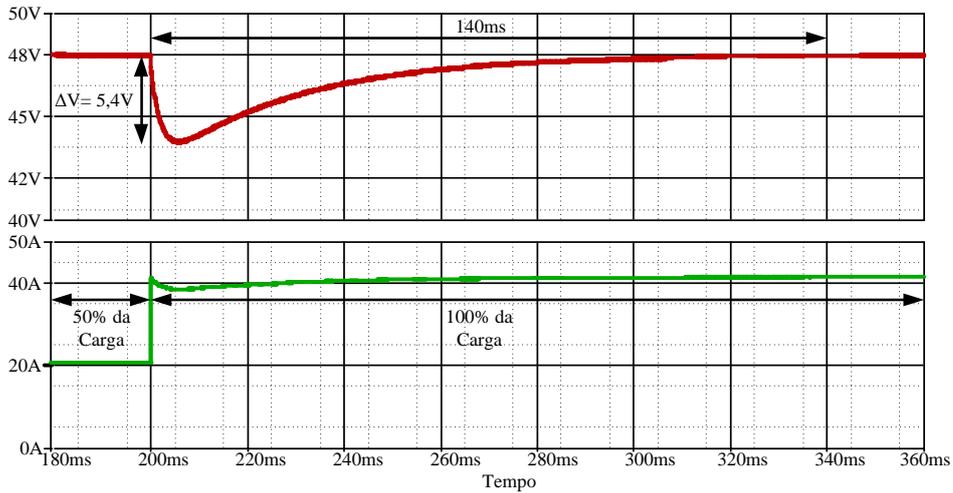
5.6.2. Simulação no modo *buck*

A Figura 5.24 mostra o comportamento da tensão V_I quando ocorre um degrau de 50% para 100% na corrente de saída I_I . No conversor equivalente o *undershoot* apresentado na tensão de saída foi de 3,4 V o que corresponde a 7%. No conversor original o *undershoot* foi de 5,4V na tensão V_I , o que representa 11%.

Figura 5.24 – Resposta dinâmica da tensão e corrente de saída para um degrau de carga de 50% para 100% da carga no modo *buck*: (a) conversor equivalente; (b) conversor bidirecional.



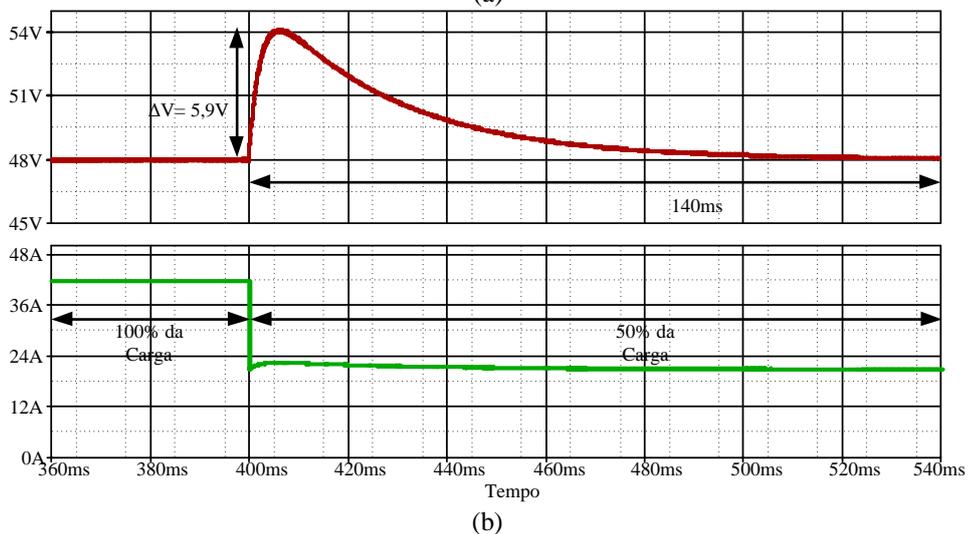
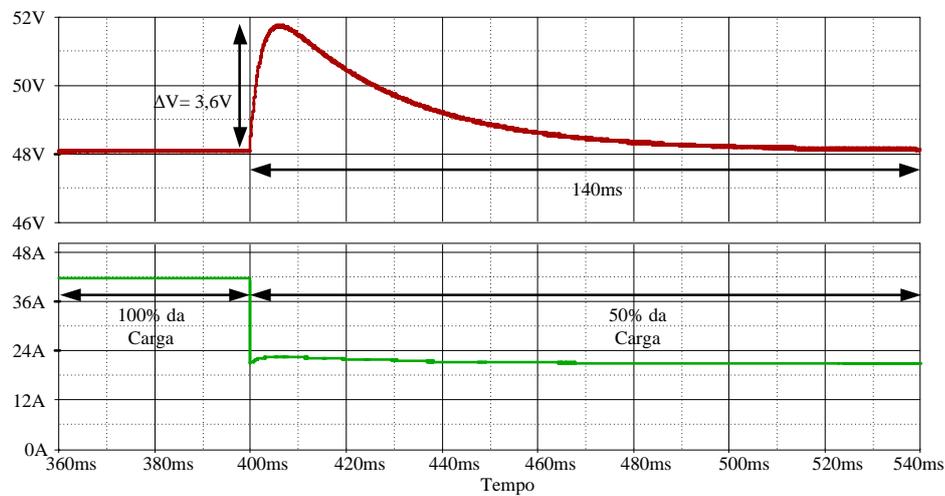
(a)



(b)

Já na Figura 5.25 mostra o comportamento da tensão de saída V_I para um degrau de 100% para 50% da carga nominal. O tempo de acomodação foi de 140ms em ambos os circuitos simulados.

Figura 5.25 – Resposta dinâmica da tensão e corrente de saída para um degrau de carga de 100% para 50% da carga no modo *buck*: (a) conversor equivalente; (b) Conversor bidirecional.



5.7. Considerações finais

Neste capítulo foi apresentado o projeto de controle para o conversor bidirecional de alto ganho de tensão. Além do projeto, foi também introduzido um modelo teórico simplificado para possibilitar o projeto dos controladores de corrente e tensão. Para validar o projeto de controle, o conversor proposto foi simulado aplicando degraus de carga resistiva na sua saída e verificando a resposta dinâmica da tensão de saída para ambos os modos de operação (*buck* e *boost*). Foi verificado que o conversor bidirecional pode ser modelado pelos conversores *buck* e *boost* clássico. As simulações da dinâmica da carga mostram a eficácia do controle de corrente média, tomado para o conversor bidirecional.

CAPÍTULO 6

6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1. Introdução

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos do protótipo. Com objetivo de validar o estudo teórico realizado nos capítulos 2 e 3, verificar a funcionalidade do sistema. Embora o conversor deste trabalho tenha sido elaborado para uma potência de 2 kW, visando aplicação em sistemas interligados a uma pequena rede elétrica com objetivo de carregamento de baterias e regulação do barramento cc constante, devido a limitação da corrente fornecida pela fonte de tensão estabilizadora ser de 20 A, o mesmo foi testado para um potência de 1 kW. Este capítulo aborda os resultados experimentais, mostrando as principais formas de onda do conversor para os dois modos de operação em malha aberta.

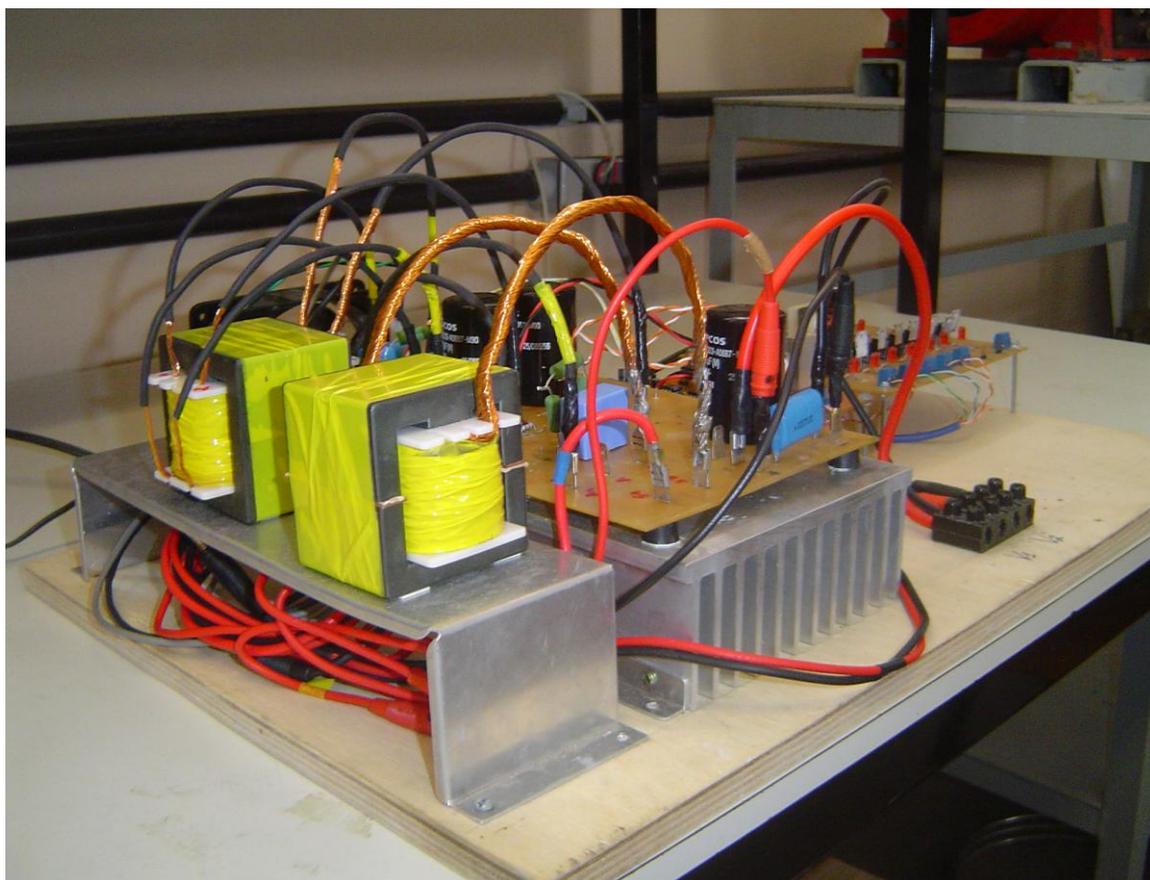
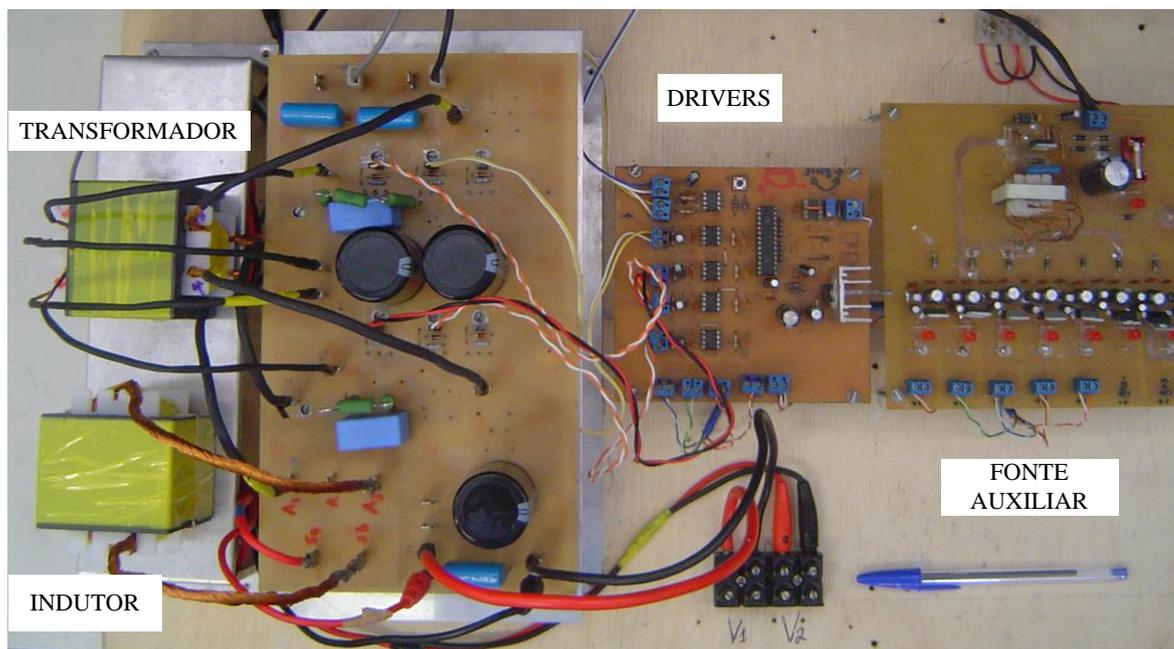
6.2. Protótipo do conversor bidirecional

A Tabela 6.1 lista os principais parâmetros do sistema e na Figura 6.1 é mostrada a fotografia.

Tabela 6.1 – Parâmetros do conversor bidirecional.

Parâmetro	
Frequência de chaveamento	$f_s = 20 \text{ kHz}$
Tensão $V1$	$V1 = 48 \text{ V}$
Tensão $V2$	$V2 = 311 \text{ V}$
Carga resistiva $R1$	2Ω
Carga resistiva $R2$	96Ω
Indutor filtro Lb	$112 \mu\text{H}$
Capacitores	$C1, C2, C3 = 680 \mu\text{F}$
Relação de transformação	$a = 2$
Razão cíclica no modo <i>boost</i>	$D2 = 0,69$
Razão Cíclica no modo <i>buck</i>	$D1 = 0,31$

Figura 6.1 – Protótipo do conversor bidirecional.



Os resultados experimentais foram obtidos utilizando os instrumentos de medição e sondas de tensão e corrente listados a seguir na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Relação de equipamentos utilizados para aquisição dos dados do protótipo.

Equipamentos	Função	Observação
Tektronix TPS2014	Osciloscópio, medição de tensões e correntes	-
Tektronix TCP303	Ponteira de corrente, $I_{pk}= 150$ A	-
Tektronix P2220	Ponteira de tensão, 150-300 V	-
Tektronix P5120	Ponteira de tensão, 600-1000 V	-
TECTROL	Fonte de tensão estabilizadora, 500 V, 20 A	-
PZ400-Yokogawa	Analisador de Potência	-

As formas de onda de tensão e corrente colhidas do osciloscópio foram armazenadas na forma de arquivos de pontos, e as mesmas foram tratadas no programa computacional WaveStar™.

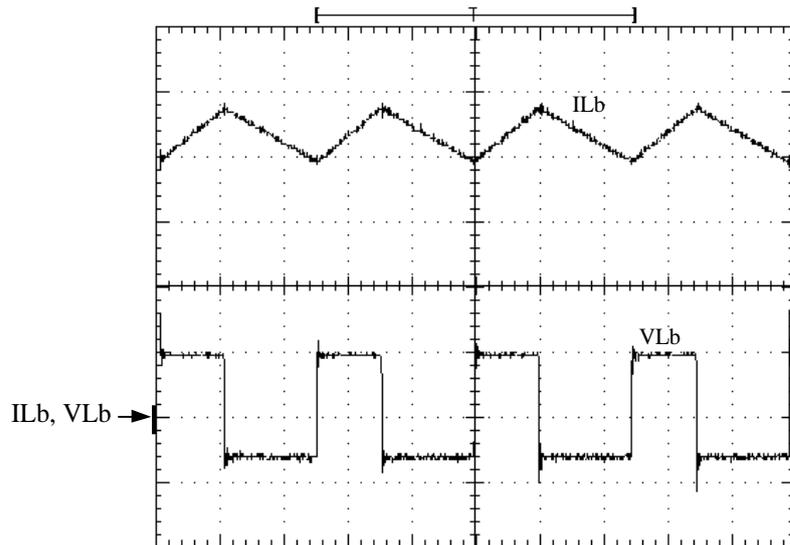
O modo *boost* observou-se um reduzido estresse de tensão nos semicondutores. No entanto, para o modo *buck*, ocorrem pico de tensão (450 V) sobre os interruptores *S5* e *S6*, o que levou o implementação de um circuito de grampeamento (*snnuber*).

6.3. Formas de onda do conversor no modo *boost*

A seguir são mostradas as formas de onda experimentais mais importantes dos componentes do protótipo. Os interruptores são acionados por sinais PWM de amplitude igual a 15 V com uma frequência de 20 kHz e razão cíclica $D2=0,69$.

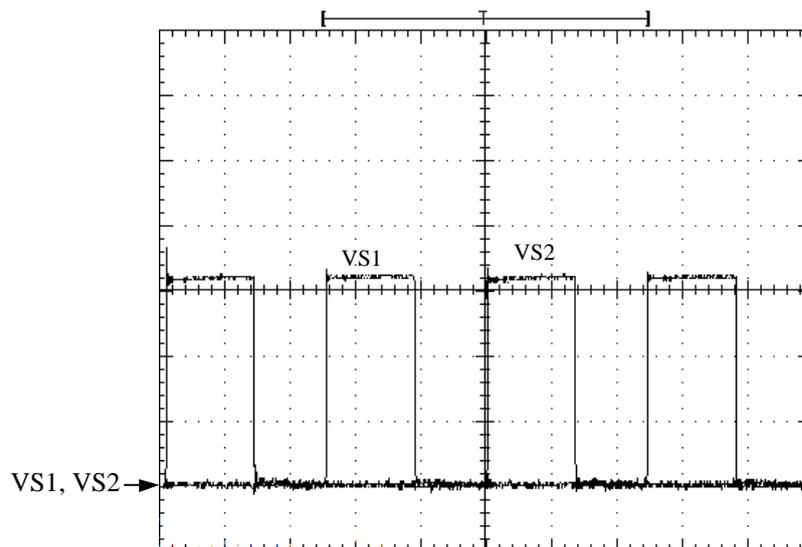
Na Figura 6.2 são mostradas as formas de onda da corrente e da tensão sobre o indutor *Lb*. A corrente cresce linearmente quando os interruptores são acionados simultaneamente, neste momento a tensão no indutor é igual a $Vl=48$ V, em seguida a corrente no indutor desce quando um dos interruptores é bloqueado, a tensão no indutor é igual a -48 V. O valor médio da corrente no indutor é aproximadamente 21 A.

Figura 6.2 – Corrente e tensão no indutor L_b no modo *boost*.
Escala: I_{Lb} (5A/div), V_{Lb} (50V/div), tempo (10 μ s/div).



A Figura 6.3 mostra a tensão nas chaves $S1$ e $S2$ do conversor no modo *boost*. As formas de onda observadas em $S2$, são as mesmas observadas em $S1$, ressaltando que são deslocadas 180° entre si. No instante que $S1$ recebe o sinal PWM de 15 V, a tensão sobre ela é nula e $\frac{1}{4}$ da corrente do indutor a percorre, por outro lado, no intervalo que $S2$ é bloqueada ela recebe a metade da tensão da saída $V2$.

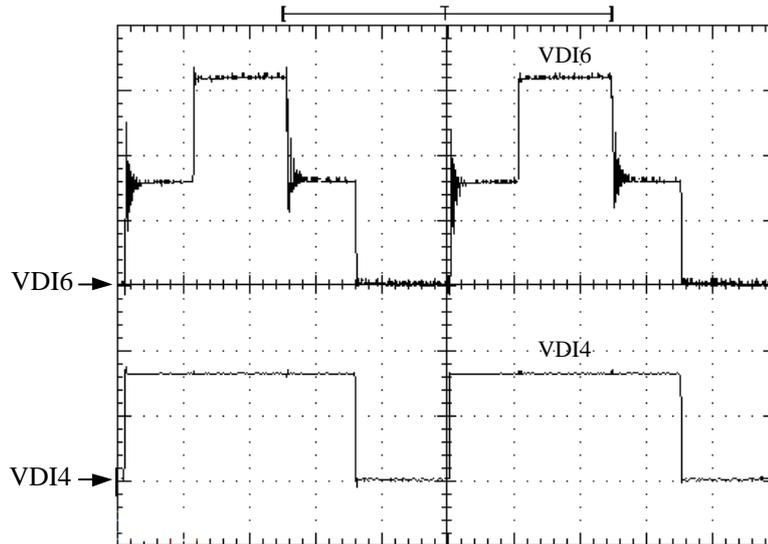
Figura 6.3 – Tensão sobre os interruptores $S1$ e $S2$ no modo *boost*.
Escala: V_{S1} , V_{S2} (50 V/div), tempo (10 μ s/div).



A Figura 6.4 mostra a tensão sobre os diodos $DI6$ e $DI4$ intrínseco as chaves $S6$ e $S4$ respectivamente do conversor no modo *boost*. A forma de onda do diodo $DI3$ intrínseco à $S3$

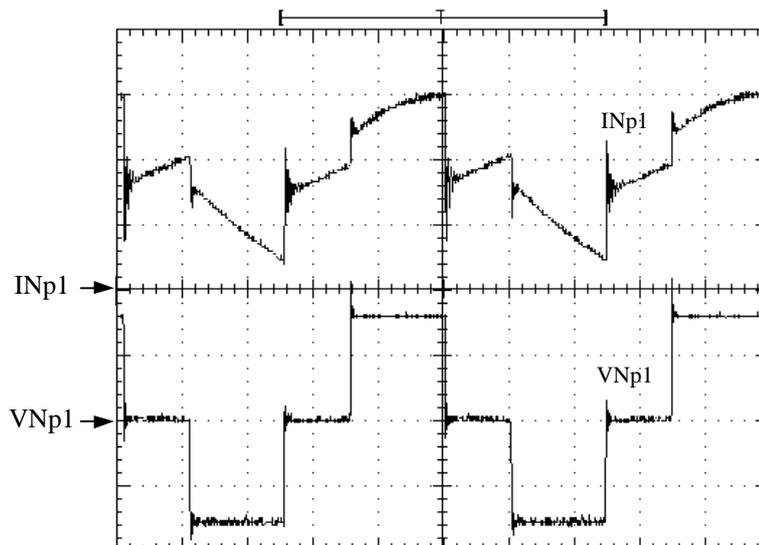
é similar ao diodo $DI4$, porém deslocada de 180° . Também a forma de onda do diodo $DI5$ intrínseco à $S5$ é similar ao diodo $DI6$, novamente deslocada de 180° .

Figura 6.4 – Tensão sobre os diodos $DI6$ e $DI4$ no modo *boost*.
Escala: VDI6 e VDI4 (100 V/div), tempo (10 μ s/div).



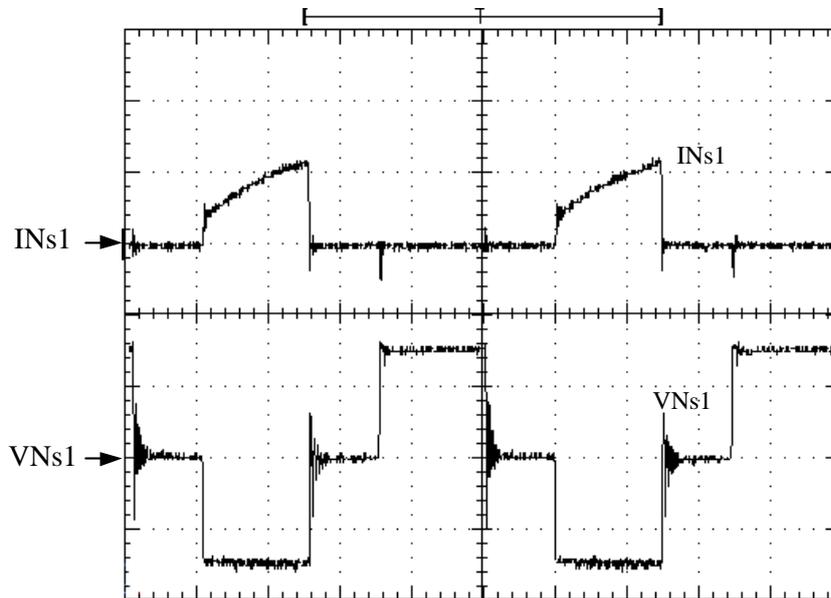
A Figura 6.5 mostra a corrente e tensão no enrolamento primário, $Np1$, do transformador no modo *boost*, a corrente média é de 9,2 A.

Figura 6.5 – Corrente e tensão no enrolamento $Np1$ transformador no modo *boost*.
Escala: $INp1$ (5 A/div), $VNp1$ (50 V/div), tempo (10 μ s/div).



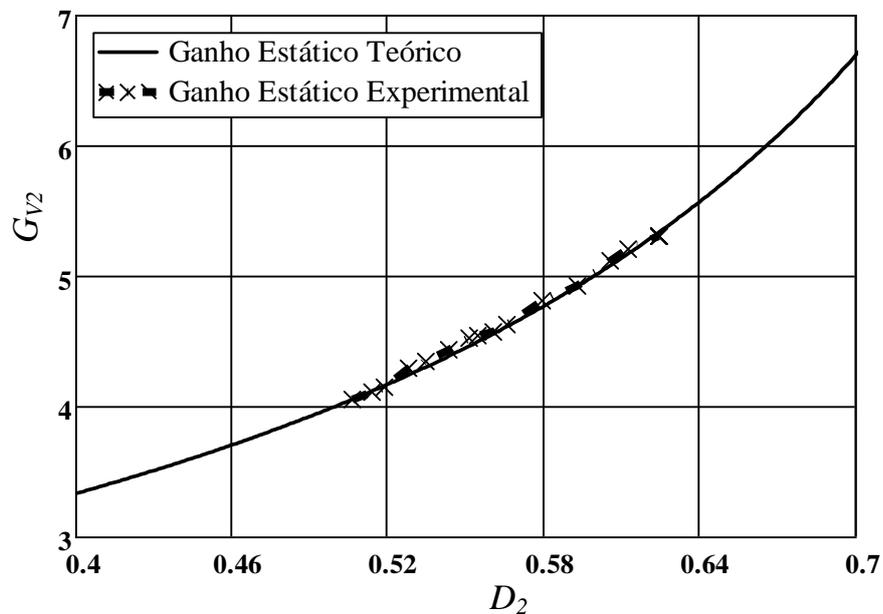
A Figura 6.6 mostra a corrente e a tensão no enrolamento primário, $Ns1$, do transformador no modo *boost*.

Figura 6.6 – Corrente e tensão no enrolamento $Ns1$ transformador no modo *boost*.
Escala: $INs1$ (5 A/div), $VNs1$ (100 V/div), tempo (10 μ s/div).

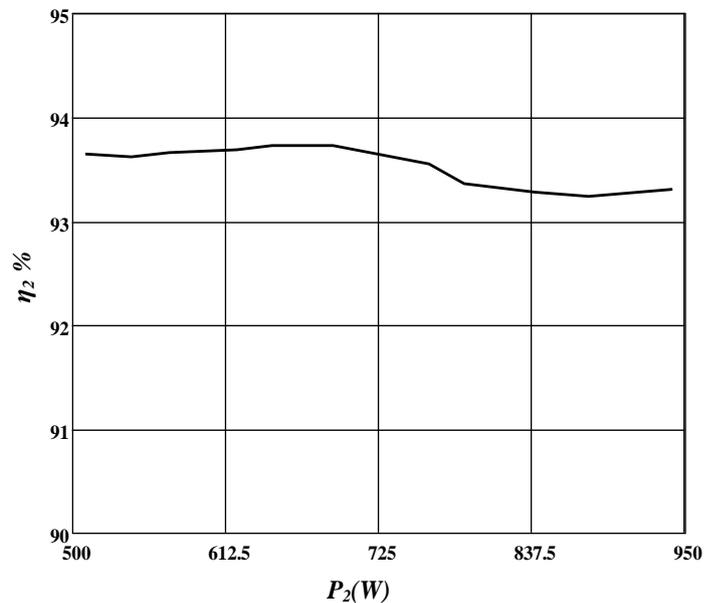


A Figura 6.7 mostra o ganho teórico e experimental do conversor no modo *boost* para uma razão cíclica $D_2 > 0,5$. Nota-se que o ganho estático experimental apresenta a mesma forma do ganho estático teórico.

Figura 6.7 – Ganho estático teórico e experimental no modo *boost*.

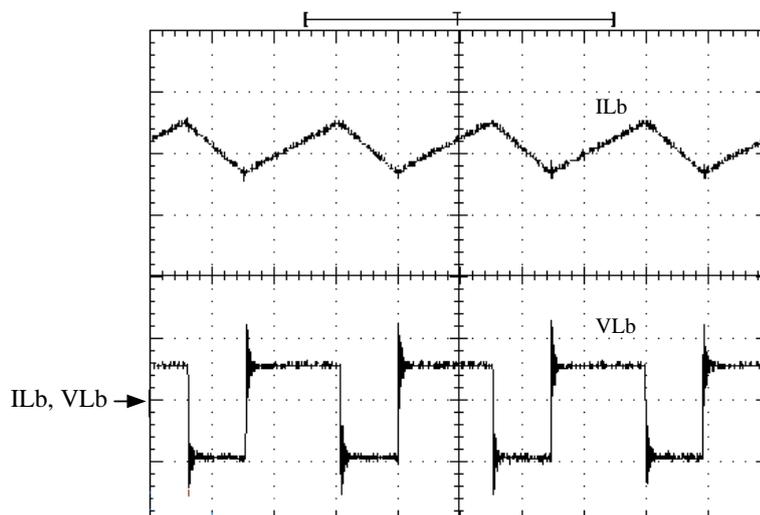


Finalizando a parte de resultados experimentais do conversor no modo *boost*, na mostrada na Figura 6.8 o gráfico representativo do rendimento deste conversor para uma faixa de potência de até 1000 W. Percebe-se que o rendimento médio deste é de 93%.

Figura 6.8 – Curva de rendimento do conversor no modo *boost*.

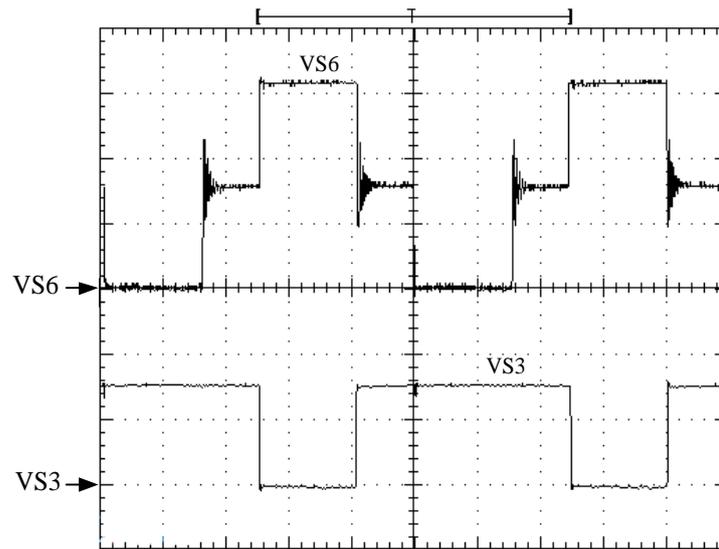
6.4. Formas de onda do conversor no modo *buck*

Para a obtenção dos resultados no modo *buck*, utilizou-se para o chaveamento de *S3-S5* e *S4-S6* sinais PWM deslocados de 180° , de frequências iguais a 20 kHz e amplitude de 15 V cuja razão cíclica é complementar ao utilizado no modo *boost*. A seguir são mostradas as formas de onda das tensões e correntes nos principais componentes do protótipo para esse modo. A Figura 6.9 mostra a corrente e tensão no indutor. O indutor é carregado quando duas das chaves (*S3-S5* ou *S4-S6*) são acionadas com o sinal PWM, assim para esse modo o indutor passa a maior parte do ciclo de carga e descarga carregando-se.

Figura 6.9 – Corrente e tensão no indutor *Lb* no modo *buck*.
Escala: ILb (10 A/div), VLb (50 V/div), tempo (10 μ s/div).

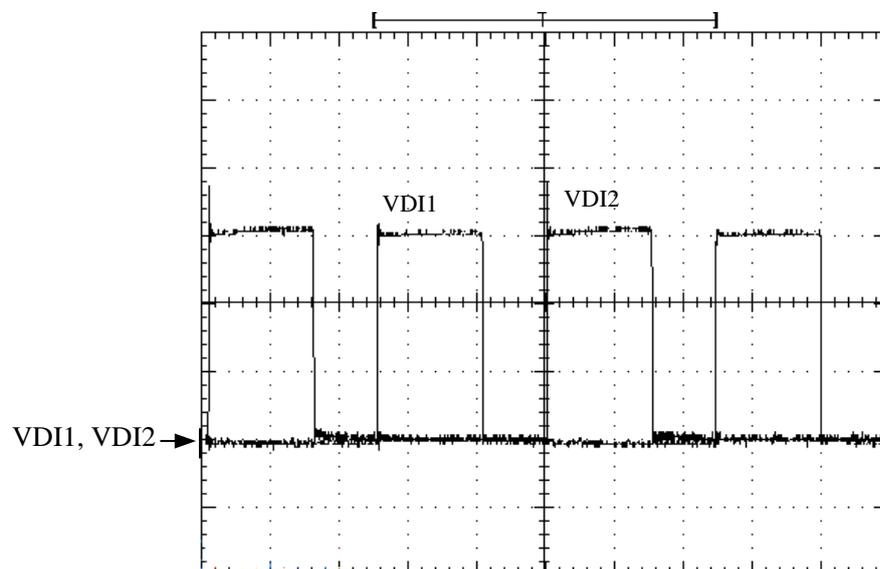
A Figura 6.10 mostra a tensão sobre as chaves S_6 e S_3 do conversor no modo *buck*. As formas de onda da chave S_5 são as mesmas observadas na S_6 , porém defasadas de 180° , o mesmo acontece com as chaves S_3 e S_4 . Nesse modo de operação as chaves S_5 e S_6 recebem também a tensão máxima de V_2 , enquanto as chaves S_3 e S_4 recebem a metade da tensão V_2 .

Figura 6.10 – Tensão sobre os interruptores S_6 e S_3 no modo *buck*.
Escala: VS6 e VS3 (100 V/div), tempo (10 μ s/div).



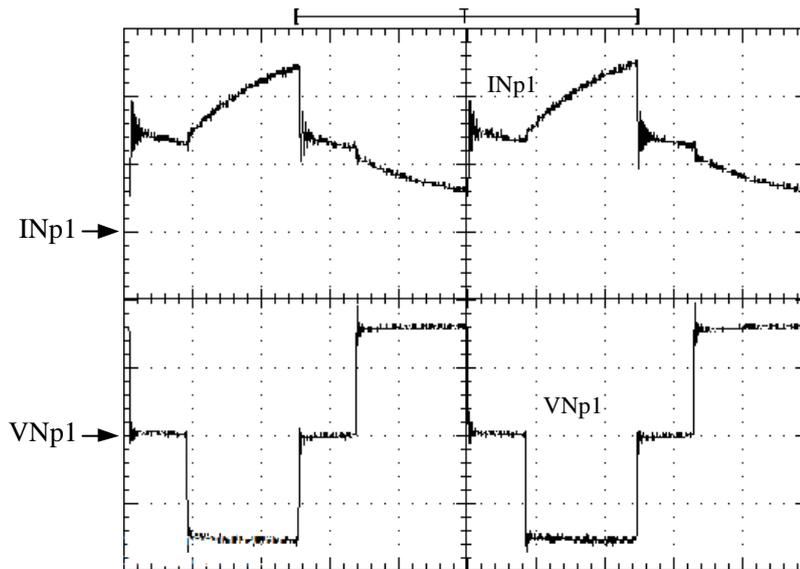
A Figura 6.11 mostra a tensão sobre os diodos intrínsecos das chaves S_1 e S_2 no modo *buck*. A tensão máxima sobre os diodos DI_1 e DI_2 é corresponde a metade da tensão entrada V_2 .

Figura 6.11 – Tensão sobre os diodos DI_1 e DI_2 no modo *buck*.
Escala: VD1 e VD2 (50 V/div), tempo (10 μ s/div).



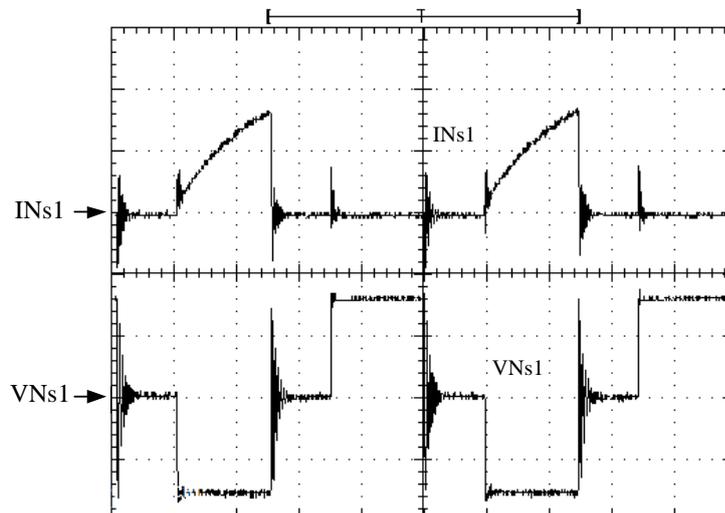
A Figura 6.12 mostra a tensão e corrente no enrolamento primário do transformador no modo *buck*. A corrente nos dois enrolamentos é praticamente idêntica e tensão máxima é 77,75 V, ou seja, 1/4 da tensão de entrada V_2 e a corrente média de 13,6 A. A figura mostra a corrente em um dos seus enrolamentos e a tensão média da forma de onda é nula.

Figura 6.12 – Corrente e tensão no enrolamento N_{p1} do transformado no modo *buck*.
Escala: I_{Np1} (10 A/div), V_{Np1} (50 V/div) e tempo (10 μ s/div).



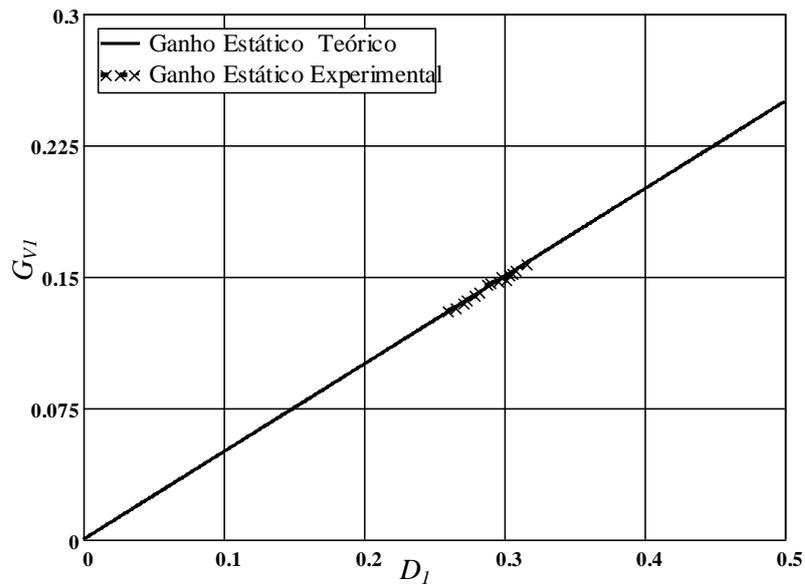
A Figura 6.13 mostra a tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador no modo *buck*. A corrente nos dois enrolamentos é praticamente idêntica e a tensão máxima é 155,5 V, o que corresponde a metade da tensão de entrada V_2 . A Figura 6.13 mostra a corrente e tensão no enrolamento N_{s1} .

Figura 6.13 – Corrente e tensão no enrolamento N_{s1} do transformado no modo *buck*.
Escala: I_{Ns1} (5 A/div), V_{Ns1} (100 V/div) e tempo (10 μ s/div).



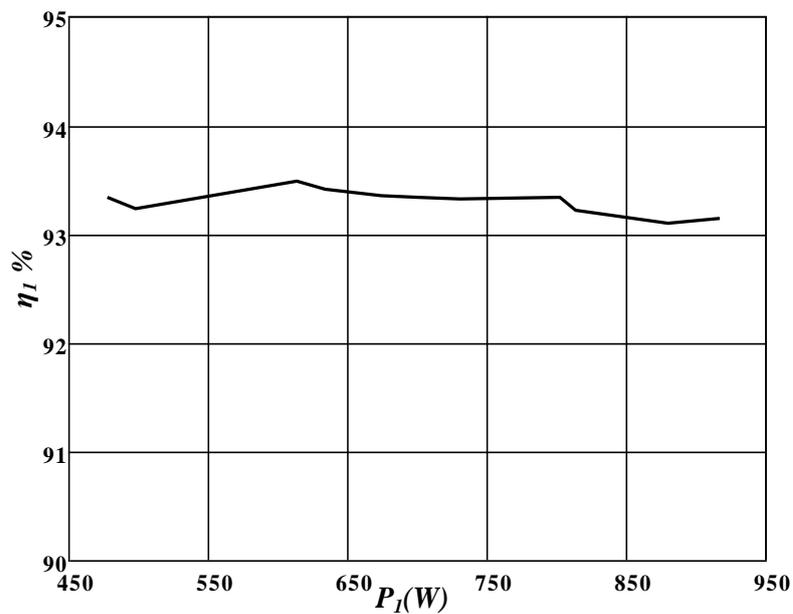
Por fim a Figura 6.14 mostra o ganho teórico e experimental do conversor no modo *buck* para uma razão cíclica $DI < 0,5$. Nota-se que o ganho estático experimental apresenta o mesmo comportamento do ganho estático teórico para uma pequena faixa de operação.

Figura 6.14 – Ganho estático teórico e experimental no modo *buck*.



Como resultados experimentais do conversor no modo *buck*, na mostrada na Figura 6.15 mostra-se o gráfico representativo do rendimento deste conversor para uma faixa de potência de 450W até 950 W. Percebe-se que o rendimento médio deste é de 93%.

Figura 6.15 – Curva de rendimento do conversor no modo *buck*.



6.5. Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais do conversor nos dois modos de operação, com objetivo de verificar seu funcionamento.

Com o protótipo foi verificado o funcionamento do conversor em ambos os modos de operação, onde pode observar a eficácia dos mesmos. Os resultados experimentais colhidos para este protótipo demonstram todo o estudo teórico e projetos feitos nos capítulos 2, 3 e 4, podendo ser verificado pelas formas de onda componentes do conversor. Também foi possível verificar os esforços de tensão e corrente a que foram submetidos os elementos do conversor.

No que diz respeito ao rendimento para modo *boost*, o conversor apresentou um rendimento de 93%, sendo aproximadamente 1% inferior ao rendimento teórico calculado. Já para o modo *buck*, o conversor apresentou um rendimento médio de 93 %, um 1% inferior ao rendimento teórico calculado. Tais diferenças observadas no rendimento podem ser atribuídas às não linearidades dos componentes do circuito, que não foram consideradas no estudo teórico.

CONCLUSÃO GERAL

O conversor bidirecional de alto ganho de tensão apresentou-se como alternativa as propostas para elevar a tensão de 48V do banco de baterias e um barramentos de 311V que compõem um pequeno sistema interligado a rede elétrica, e também para carregamento de baterias.

O trabalho foi iniciado com o levantamento algumas das principais estruturas topológicas existentes na literatura com características bidirecionais.

A análise qualitativa de todas as estruturas mostrou o princípio de operação. A análise quantitativa mostrou o equacionamento, o ganho estático e seus gráficos, de onde se pode conseguir o correto dimensionamento para os componentes do conversor.

Através dos resultados de simulação, pode-se validar o estudo desenvolvido, enquanto os resultados experimentais do protótipo montado demonstram a correta análise e projeto do circuito.

A partir da literatura pesquisada, foi feito um projeto de controle para o conversor bidirecional, o qual foi modelado de forma equivalente aos conversores *boost* e *buck* clássicos utilizando o modelo CA da chave PWM. Foram projetadas duas malhas de tensão (uma para o modo *boost* e uma para o modo *buck*) e a uma malha de corrente no indutor para ambos os modos de operação, utilizando a técnica de controle por corrente média. Os modelos dinâmicos dos conversores equivalentes e bidirecional foram comprovados através de simulações. Onde foram observados que os controles atuam de maneira eficiente.

O ganho estático teórico do conversor, em ambos os modos de operação, foram confirmados por meio do protótipo montado.

O conversor bidirecional apresentado possui um rendimento satisfatório acima de 93% nos dois modos de operação.

TRABALHOS FUTUROS

Como proposta para trabalhos futuros que visem a continuação e implementação de melhorias referentes a esta dissertação, sugere-se testes com potência nominal de 2 kW, um estudo e implementação de um controle inteligente para os dois modos de operação, a otimização do transformador, diminuir a densidade de corrente utilizada no magnético para

tentar melhorar a eficiência geral do sistema. A implementação de um circuito auxiliar para realizar comutação sobtensão nula nos interruptores $S5$ e $S6$ e por fim, aplicações com *microgrids* e ou *smartgrids*.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

3TIER. Disponível em: < <http://www.3tier.com/en/support/resource-maps/> >. Acesso em: 21 de maio de 2012.

AGENCY, I. E. **World Energy Outlook 2010**. p.736. 2010

AMBROSIO, R. C.; TICIANELLI, E. A. Baterias de níquel-hidreto metálico, uma alternativa para as baterias de níquel-cádmio. **Química Nova**, v. 24, p. 243-246, 2001. ISSN 0100-4042. Disponível em: < http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0100-40422001000200015&nrm=iso >.

ANTUNES, F. L. M. **Nova Conceção na Integração de Sistemas Fotovoltaicos Interligados à Rede Elétrica**. Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p.18. 2010

BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Editora do Autor, 2007.

BARROZO, F. E. O. et al. Conversor bidirecional baseado na célula de três estados para aplicação em veículos elétricos. Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on, 2010. 8-10 Nov. 2010. p.1-6.

BASCOPE, G. V. T. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados**. 2001. 291 Doutorado (Tese de). Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

BASCOPE, R. P. T. **Conversores PWM com Controle de Modo Corrente Média (Average Current Mode Control)**. Fortaleza - CE, p.32. Notas de Aula. 2010

BEZERRA, L. D. S. **Conversor CC-CA para aplicação em sistemas autônomos de energia elétrica**. 2009. 233 Dissertação (Mestrado). Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.

BOCCHI, N.; FERRACIN, L. C.; BIAGGIO, S. R. Pilhas e Baterias: Funcionamento e Impacto Ambiental. **Sociedade Brasileira de Química: QUÍMICA NOVA NA ESCOLA**, p. 9, 2000. Disponível em: < <http://www.qnesc.sbg.org.br/online/qnesc11/v11a09.pdf> >.

CHEN, L. R. et al. A novel bidirectional converter with the reflex charging function. Industrial Technology, 2008. ICIT 2008. IEEE International Conference on, 2008. 21-24 April 2008. p.1-6.

DELSHAD, M.; FARZANEHFARD, H. A new isolated bidirectional buck-boost PWM converter. Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2010 1st, 2010. 17-18 Feb. 2010. p.41-45.

DONG, L. et al. A new soft switching bidirectional buck or boost DC-DC converter. Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, 2008. 17-20 Oct. 2008. p.1163-1167.

ENERGIA, M. M. **Resenha Energética Brasileira - Dados Preliminares 2009**: 1-26 p. 2010.

FISHER, K. et al. **Battery Waste Management Life Cycle Assessment** Environmental Resources Management (ERM). Oxford p.130. 2006

GESTÃO, M. D. P. O. E. **Síntese de Indicadores Sociais: Uma Análise das Condições de Vida da População Brasileira**. ESTATÍSTICA, I. B. D. G. A. E. Rio de Janeiro: 317 p. 2010.

HENN, G. A. L. **Conversor Boost Bidirecional de Alto Ganho Aplicado a Um Sistema Fotovoltaico**. 2008. 104 Mestrado (Dissertação de). Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.

IEEE Guide for the Selection and Sizing of Batteries for Uninterruptible Power Systems. **IEEE Std 1184-1994**, p. i, 1995.

LAFUENTE, C. O. et al. Modelagem Simplificada e Controle do Conversor CC-CC Boost de Alto Ganho de Tensão. XVIII Congresso Brasileiro de Automática, 2010. Bonito - MS. p.1561-1567.

LINDEN, D. **Handbook of Batteries**. 2. New York: Mcgraw-Hill, 1995 1216 ISBN 0070379211.

LTDA, T. E. CATÁLOGO DE FERRITE. 2012. Disponível em: < <http://www.thornton.com.br/home.htm> >. Acesso em: 01 de julho de 2012.

MAMMANO, B. Portable Power – A Designer’s Guide to Battery Management. . **SEM-1000, Unitrode Power Supply Design Seminar Book**, p. 18, 1994.

NASA. Disponível em: < <http://photojournal.jpl.nasa.gov/catalog/PIA11186> >. Acesso em: 30 de março de 2012.

PERAÇA, M. T. **Conversores CC-CC Elevadores Para Aplicação em Equipamentos de Refrigeração**. 2002. de Mestrado (Dissertação). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina

SANCHIS-KILDERS, E. et al. Bidirectional Coupled Inductors Step-up Converter for Battery Discharging-Charging. Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2005. 16-16 June 2005. p.64-68.

SANCHIS-KILDERS, E. et al. Soft switching bidirectional converter for battery discharging-charging. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE, 2006. 19-23 March 2006. p.7 pp.

SANTOS, F. A. C. M. D.; SANTOS, F. M. S. M. D. CÉLULAS DE COMBUSTÍVEL. **Millenium - Revista do ISPV**, Junho de 2004 2004. Disponível em: < www.ipv.pt/millenium/Millenium29/21.pdf >.

TANG, W.; LEE, F. C.; RIDLEY, R. B. Small-signal modeling of average current-mode control. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, 1992. 23-27 Feb 1992. p.747-755.

TORRICO-BASCOPE, G. V. et al. A Generalized High Voltage Gain Boost Converter Based on Three-State Switching Cell. IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, 2006. 6-10 Nov. 2006. p.1927-1932.

TORRICO-BASCOPE, G. V. et al. A High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-State Switching Cell. Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on, 2006. 9-13 July 2006. p.998-1003.

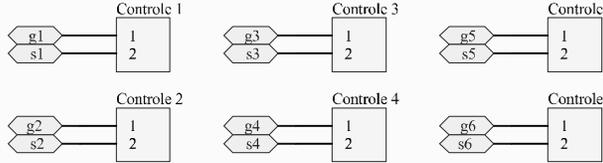
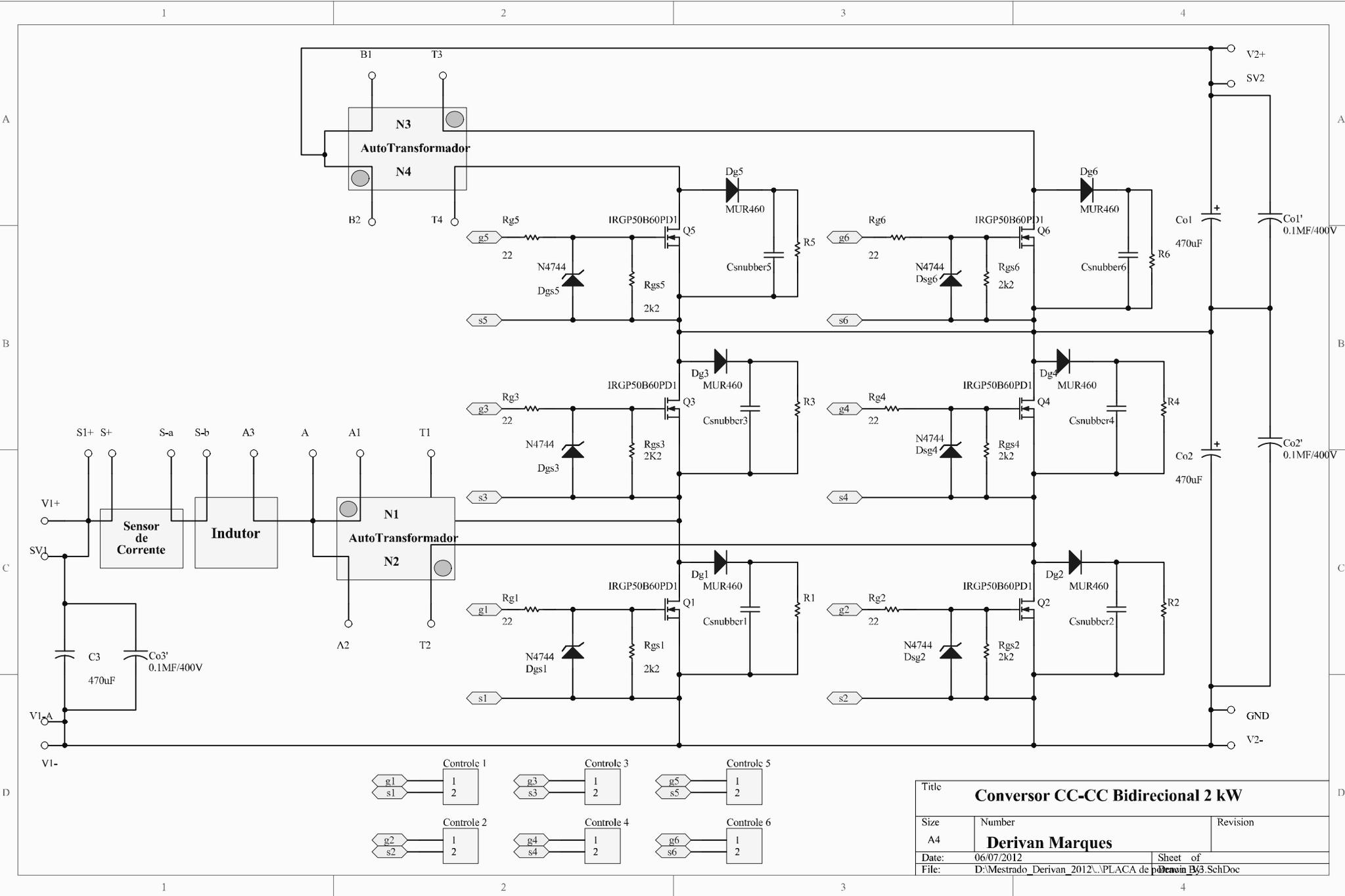
TORRICO-BASCOPE, R. et al. High frequency isolation on-line UPS system for low power applications. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, 2008. 24-28 Feb. 2008. p.1296-1302.

VORPERIAN, 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.

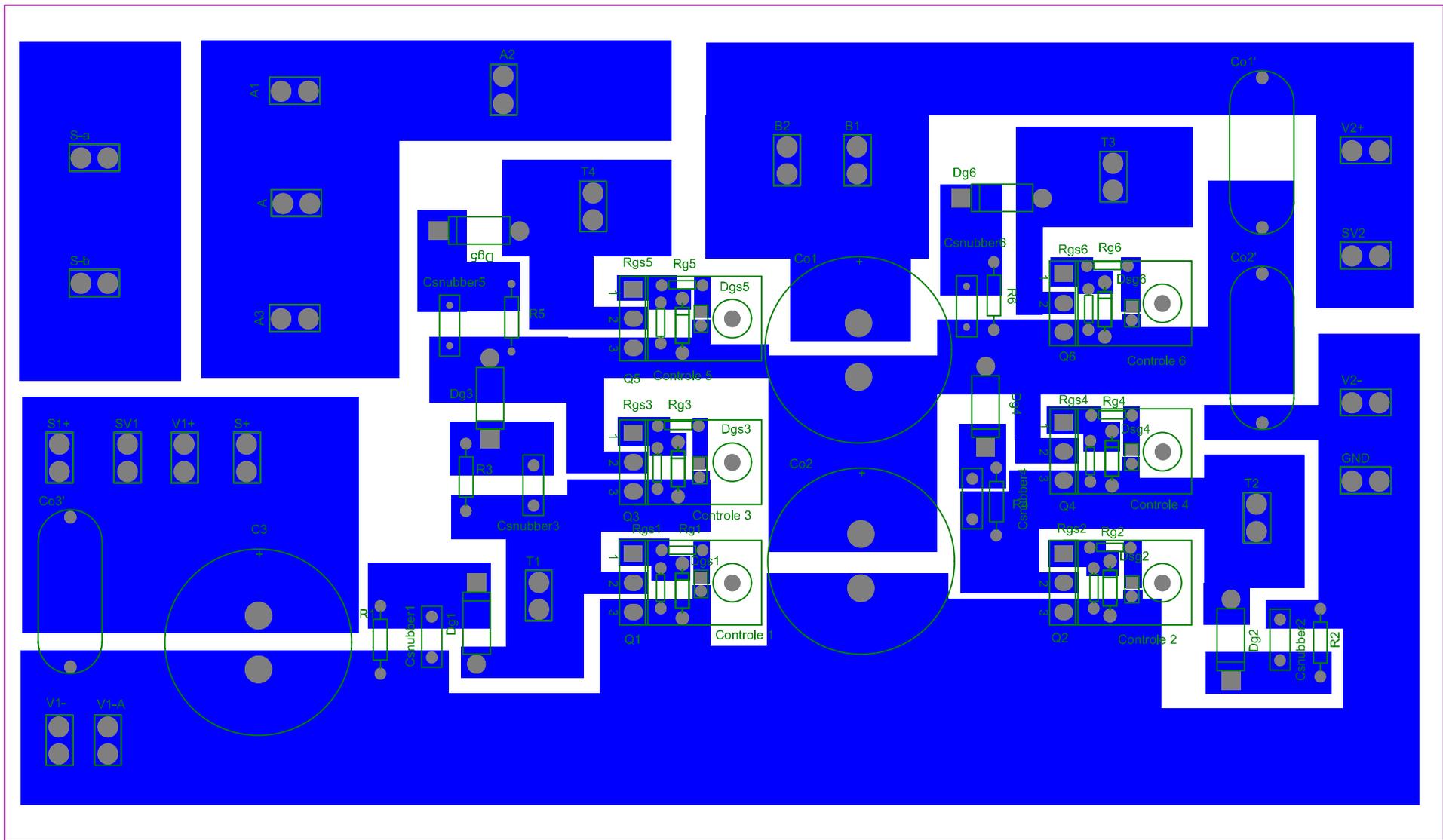
WENDT, H.; GÖTZ, M.; LINARDI, M. Tecnologia de células a combustível. **Química Nova**, v. 23, p. 538-546, 2000. ISSN 0100-4042. Disponível em: < http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0100-40422000000400018&nrm=iso >.

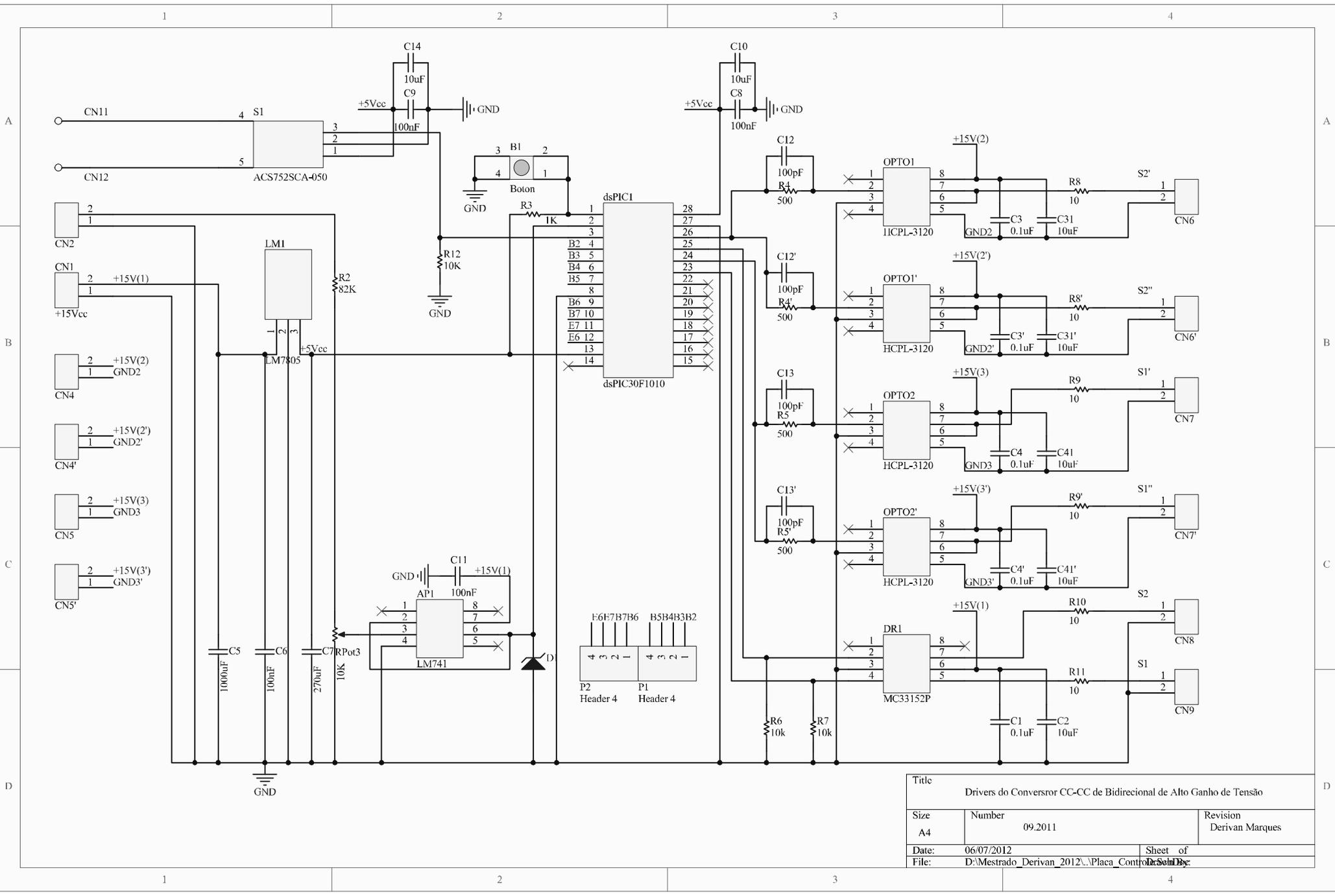
APÊNDICES

Apêndice A – Esquemático e PCB do Conversor CC-CC Bidirecional de Alto Ganho de Tensão e dos Drivers de Comando.



Title		
Conversor CC-CC Bidirecional 2 kW		
Size	Number	Revision
A4	Derivan Marques	
Date:	06/07/2012	Sheet of
File:	D:\Mestrado_Derivan_2012\..PLACA de PCB de Derivan B3.SchDoc	





Title		
Drivers do Conversor CC-CC de Bidirecional de Alto Ganho de Tensão		
Size	Number	Revision
A4	09.2011	Derivan Marques
Date:	06/07/2012	Sheet of
File:	D:\Mestrado_Derivan_2012\Placa_Controlada	De SolidWorks

