



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

JULIANO DE OLIVEIRA PACHECO

**CONVERSOR CA-CC *ĆUK* BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS
ESTADOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA APLICADO EM
CARREGADOR DE BANCO DE BATERIAS**

FORTALEZA

2014

JULIANO DE OLIVEIRA PACHECO

**CONVERSOR CA-CC *ĆUK* BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS
ESTADOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé

Coorientador: Prof. Dr.-Eng. Sérgio Daher.

FORTALEZA

2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

-
- P119c Pacheco, Juliano de Oliveira.
Conversor ca-cc *Ćuk* baseado na célula de comutação de três estados com correção de fator de potência aplicado em carregador de banco de baterias / Juliano de Oliveira Pacheco. – 2014.
146 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.
Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.
Coorientação: Prof. Dr. Sérgio Daher.
1. Engenharia elétrica. 2. Fator de potência - Correção. 3. Conversores. 4. Carregador de baterias. I. Título.

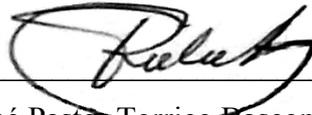
JULIANO DE OLIVEIRA PACHECO

**CONVERTOR CA-CC *ĆUK* BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS
ESTADOS COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA APLICADO EM
CARREGADOR DE BANCO DE BATERIAS**

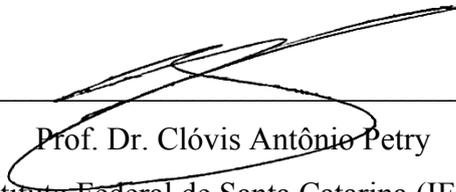
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: 30/01/2014.

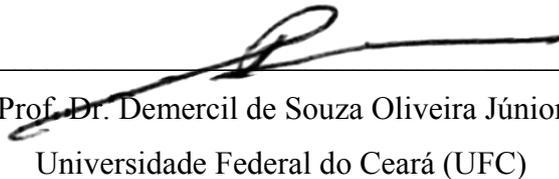
BANCA EXAMINADORA



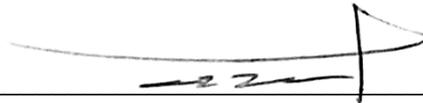
Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)



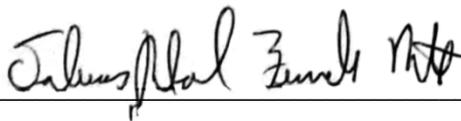
Prof. Dr. Clóvis Antônio Petry
Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC)



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



Prof. Dr. Flávio Alberto Bardemaker Batista
Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC)



Prof. Dr.-Eng. Tobias Rafael Fernandes Neto
Universidade Federal do Ceará (UFC)

À Deus.

Aos meus pais, Seloé e Nazarita.

As meus avós, Antônio e Zita (*in memoriam*).

AGRADECIMENTOS

Primeiro a Deus pela vida e saúde.

Ao povo brasileiro. Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio.

Aos meus pais e avôs pelo carinho, amor, compreensão e apoio dados ao longo de minha vida, pois sou o que sou graças ao esforço e sacrifício deles.

Aos meus dois irmãos Gabriel e Nazareno pela amizade e fraternidade e por me aturarem até hoje.

A minha noiva Vanessa pela atenção e paciência esperando ao meu lado o término da dissertação.

A toda a família Barroso a família cearense que me adotou principalmente as minhas duas mães cearenses Tânia e Eduarda e meus irmãos cearenses Dudu, Raul e Rafael.

Ao Prof. René Pastor Torrico Bascopé, pela orientação, pelo conhecimento transmitido durante as disciplinas, pelos ensinamentos durante a fase de construção da proposta da pesquisa, pelos rabiscos de papel que contêm informações valiosas, pela paciência e a seriedade. Gostaria também de agradecer ao Prof. Sérgio Daher, com quem pude aprender bastante, agradeço pelo auxílio na orientação.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) pelo suporte a realização do trabalho.

Aos professores participantes da banca examinadora: Clóvis Antônio Petry, Demercil de Souza Oliveira Júnior, Flávio Alberto Bardemaker Batista e Tobias Rafael Fernandes Neto, pelo tempo, pelas colaborações e sugestões.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fernando Antunes e José Carlos, pelo ensinamento durante as disciplinas.

Aos colegas e amigos do laboratório e do departamento: Antônio Barbosa (Toinho), Bruno (Almeidinha), Dalton (Gzuz), Davi Joca, Derivan, Esio Eloi, Ernande, Eduardo (Bac), Fernando (Marshall), Hermínio, Janaína, João Neto, José Ailton (Vozão), Juarez, Levy, Luan, Marcos (Mestre), Wellington (ULN), Welton, Pedro Henrique, Samuel Jó, Samuel Carvalho, entre tantos outros.

Aos técnicos e funcionários: Dulce, Edna, Jordana, Pedro Augusto, Socorro, agradeço pelo auxílio.

Ao Francisco Brito e Ronny Cacau, amigos e companheiros de bancada, com os quais, nesses últimos meses, pude conviver aprender e trabalhar em conjunto.

Aos meus amigos de toda a vida que de alguma forma contribuíram para minha formação como cidadão.

“Solidários, seremos união. Separados uns dos outros seremos pontos de vista. Juntos, alcançaremos a realização de nossos propósitos.”

(Bezerra de Menezes)

“Quando alguém cair em erro, estendamos os braços em socorro do irmão equivocado, evitando a crítica que apenas o precipita a quedas ainda maiores. Lembremos que amanhã poderá ser a nossa vez de cair também.”

(Bezerra de Menezes)

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um conversor ca-cc *Cúk* baseado na célula de comutação três estados para aplicação em carregadores de baterias para veículos elétricos. As principais características deste conversor são: a redução das perdas por condução nos interruptores controlados, um único estágio de processamento de potência e característica de fonte de corrente na entrada e na saída. Como inconvenientes a topologia apresenta: a tensão sobre os semicondutores igual à soma das tensões de entrada e saída e o desequilíbrio de corrente através dos componentes quando há assimetria no *layout* da placa de potência ou nos sinais de comando dos interruptores. Um estudo teórico é realizado através das análises qualitativa e quantitativa, além das análises do processo de comutação e das perdas nos componentes do conversor. Para controlar o fluxo de potência da rede elétrica para as baterias é utilizada a estratégia de controle modo corrente média, sendo que, a mesma apresenta uma malha de corrente rápida que monitora a corrente de entrada e uma malha de tensão lenta que supervisiona a tensão sobre os terminais da bateria. Neste trabalho é realizado o projeto do carregador de baterias para aplicação em veículos elétricos com 1 kW de potência, tensão de entrada eficaz de 220 V e tensão de saída de 162 V, correspondente a 12 baterias conectadas em série. Um protótipo com as especificações indicadas foi construído e testado experimentalmente em laboratório e os resultados de simulação e experimentais obtidos são utilizados para validar a análise teórica e o projeto realizado. Foram realizados testes com carga puramente resistiva e em seguida com um banco de baterias, que comprovaram o funcionamento da topologia.

Palavras-chave: Correção de Fator de Potência. Conversor ca-cc. Carregador de Baterias. Controle por Modo Corrente Média.

ABSTRACT

This work presents the study and implementation of an ac-dc Ćuk converter based on the three state switching cells applied in charger stations for electric vehicles. This converter has, as main characteristics, reduction of conducting power losses in the semiconductors, a single stage topology and current source behavior for both input and output terminals. As drawbacks, the topology presents: the voltage across the semiconductors is equal to the sum of the input and the output voltages, and a difference between the current values through the semiconductors caused by an inappropriate layout of the power prototypes or by a lack of symmetry between the control signals. The analysis of the converter is made through the qualitative and quantitative studies, beyond the analysis of the semiconductor losses which are presented as well. The current and voltage of the battery are controlled by the average current mode technique, which consist in a fast current control loop if compared with the terminals battery voltage control loop. The topology is design for 1 kW output power, 220 V in input voltage and 162 V in the output terminals (12 batteries in series connection). Experimental results for resistive load, as well batteries, are shown in order to verify the functionalities of the topology and its characteristics.

Keywords: Power Factor Correction. AC-DC Converter. Battery Charger. Average Current Mode Control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Esquema de uma célula eletroquímica.....	30
Figura 2 - Comparação de densidade de energia.....	31
Figura 3 - Curva de carga por célula de baterias chumbo-ácido.....	34
Figura 4 - Curva de carga por célula de baterias Ni-Mh.....	34
Figura 5 - Curva de carga por célula de baterias Li-Íon.....	35
Figura 6 - Carregador baseado no conversor <i>Buck+Boost</i>	36
Figura 7 - Carregador baseado nos conversores <i>Boost-Buck</i> cascadeado.....	37
Figura 8 - Carregador baseado no conversor <i>Double-Buck</i> e <i>Boost</i> cascadeado.....	38
Figura 9 - Carregador baseado no conversor <i>Bridgeless Ćuk</i>	39
Figura 10 - Carro elétrico VPE-20BR.....	40
Figura 11 - Conversor cc-cc <i>Ćuk</i> clássico.....	40
Figura 12 - Célula de comutação de três estados.....	41
Figura 13 - Estrutura do conversor <i>Ćuk</i> redesenhada (em detalhe: os terminais para a inserção da CCTE).....	41
Figura 14. Conversor <i>Ćuk</i> com a célula de comutação de três estados: (a) topologia com indutores sem acoplamento, e (b) topologia com um segundo transformador....	42
Figura 15 - Estrutura da topologia do retificador <i>Ćuk</i> –CCTE-PFC.....	45
Figura 16 - Modos de operação do conversor.....	46
Figura 17 - Primeira etapa de operação.....	47
Figura 18 - Segunda etapa de operação.....	47
Figura 19 - Terceira etapa de operação.....	48
Figura 20 - Primeira etapa de operação.....	49
Figura 21 - Segunda etapa de operação.....	49
Figura 22 - Quarta etapa de operação.....	49
Figura 23 - Formas de onda para <i>non-overlapping mode</i>	50
Figura 24 - Formas de onda para <i>overlapping mode</i>	51
Figura 25 - Ondulação de corrente no indutor L_1 e L_2 normalizada para o modo <i>non-overlapping</i>	54
Figura 26. Ondulação de corrente no indutor L_1 e L_2 normalizada para o modo <i>overlapping</i>	55
Figura 27 - Variação da razão cíclica para meio período da rede.....	60
Figura 28 - Variação da corrente no indutor parametrizada para meio período da rede.....	61

Figura 29. Gráfico de perdas nos componentes do conversor.	94
Figura 30 – Conversor cc-cc <i>Cuk</i> clássico.	96
Figura 31 - Etapas de operação do conversor cc-cc <i>Cuk</i> (a) primeira etapa, e (b) segunda etapa.	96
Figura 32 – Degrau de perturbação de 1% na função de transferência $G_i(s)$	101
Figura 33 – Degrau de perturbação de 1% na função de transferência $G_{Vo}(s)$	102
Figura 34 - Diagrama de blocos do controle por modo corrente média.	103
Figura 35 - Circuito de potência e controle com CFP.	103
Figura 36 - Técnica de modulação <i>PWM</i>	104
Figura 37 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador de corrente.	106
Figura 38 - Curvas de avanço de fase em função do fator K	107
Figura 39 - Controlador Tipo 2 (PI com filtro).	107
Figura 40 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto de corrente com compensador.	108
Figura 41 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador de tensão.	110
Figura 42 - Função de transferência de laço aberto de tensão com compensador.	111
Figura 43 - Tensão de entrada V_i , corrente de entrada I_i e tensão de saída V_o	113
Figura 44 - Tensão V_{ce} sobre o interruptor IGBT1.	114
Figura 45 - Tensão V_{DI} sobre o diodo D_I	114
Figura 46 - Tensão no Capacitor C_I	115
Figura 47 - Tensão V_o , corrente I_o e corrente I_i	115
Figura 48 – Formas de onda da tensão V_o , corrente I_o e corrente I_i para a condição de carregamento de um banco de baterias.	116
Figura 49 - Fotografia do protótipo implementado em laboratório.	116
Figura 50 - Esquemático utilizado para os testes com a carga com característica de fonte de tensão.	117
Figura 51 - Tensão de entrada V_i (100 V/div), corrente de entrada I_i (10 A/div) e tensão de saída V_o (100 V/div); (5 ms/div).	118
Figura 52 - Espectro harmônico da corrente de entrada.	118
Figura 53 - Tensão V_{IGBT1} (100 V/div); (2 ms/div).	119
Figura 54 - Tensão V_{DI} (100 V/div); (2 ms/div).	119
Figura 55 - Tensão no Capacitor C_I (100 V/div); (5 ms/div).	120

Figura 56 - Tensão V_o (100 V/div) e corrente I_o (1 A/div); (50 ms/div).	120
Figura 57 - Corrente I_i (5 A/div); (50 ms/div).	121
Figura 58 - Tensão V_o (100 V/div) e corrente I_o (1 A/div); (50 ms/div).	121
Figura 59 - Corrente I_i (5 A/div); (50 ms/div).	122
Figura 60 - Curva do rendimento (%) x Potência de saída (W).	122
Figura 61. Circuito de simulação do conversor.	135
Figura 62. Diagrama esquemático da placa de potência.	137
Figura 63. Diagrama esquemático do circuito de controle.	139
Figura 64 - Fluxograma do método de carga.	145
Figura 65 - Modelo elétrico do banco de baterias.	146

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Principais características das baterias.....	30
Tabela 2 - Especificações do conversor.....	69
Tabela 3 - Parâmetros assumidos para o projeto.....	69
Tabela 4 - Dados do interruptor S_1	71
Tabela 5 - Dados dos diodos D_1 e D_2	72
Tabela 6 - Dados da ponte retificadora.....	72
Tabela 7 - Dados do capacitor.....	74
Tabela 8 - Parâmetros de projeto do autotransformador T_1	75
Tabela 9 - Dimensões do núcleo NEE 55/28/21-IP12R.....	75
Tabela 10 - Dados do fio 26AWG.....	76
Tabela 11 - Resumo do projeto físico do autotransformador T_1	77
Tabela 12 - Resumo do projeto físico do autotransformador T_2	78
Tabela 13 - Parâmetros de projeto do indutor L_1	79
Tabela 14 - Dimensões do núcleo NEE 42/21/20-IP12E.....	80
Tabela 15 - Resumo do projeto físico do indutor L_1	82
Tabela 16 - Resumo do projeto físico do indutor L_2	85
Tabela 17 - Parâmetros para o cálculo de perdas nos enrolamentos do indutor L_1	87
Tabela 18 - Parâmetros para o cálculo de perdas no autotransformador T_1	91
Tabela 19 - Especificações do conversor.....	95
Tabela 20 - Funções de transferência e ganhos envolvidos com a malha de corrente.....	105
Tabela 21 - Funções de transferência envolvidas com a malha de tensão.....	109
Tabela 22 - Equipamentos utilizados para os ensaios experimentais.....	117
Tabela 23 - Parâmetros do modelo elétrico do banco de baterias.....	146

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
<i>AWG</i>	<i>American Wire Gauge</i> (Unidade Americana de Fios)
<i>CA</i>	<i>Corrente Alternada</i>
<i>CC</i>	<i>Corrente Continua</i>
CCTE	Célula de Comutação de Três Estados
CFP	Correção de Fator de Potência
<i>FLA</i>	<i>Flooded Lead Acid Batteries</i> (Baterias de Chumbo-Ácido Inundado)
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
NBR	Norma Brasileira
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
<i>SLA</i>	<i>Sealed Lead Acid Batteries</i> (Baterias Seladas de Chumbo-Ácido)
VEs	Veículos Elétricos
<i>VLRA</i>	<i>Valve Regulated Lead-Acid</i> (Bateria Chumbo Ácida Regulada por Válvula)
UFC	Universidade Federal do Ceará
<i>ZCS</i>	<i>Zero Current Switching</i> (Comutação Sob Corrente Nula)
<i>ZVS</i>	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação Sob Tensão Nula)

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	25
1. TOPOLOGIAS DE CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS	28
1.1. Introdução	28
1.2. Tipos de Veículos Elétricos	28
1.2.1. Veículos Híbridos	28
1.2.2. Veículos Elétricos Híbridos Recarregáveis.....	29
1.2.3. Veículos Elétricos Alimentados por Baterias	29
1.3. Tecnologia e Tipos de Baterias	29
1.3.1. Características Importantes das Baterias.....	30
1.3.2. Baterias de Chumbo-Ácido.....	31
1.3.3. Baterias de Níquel Metal Hidreto (Ni-Mh).....	32
1.3.4. Baterias de Lítio-Íon (Li-Íon)	33
1.4. Técnicas Utilizadas para Carregamento de Baterias	33
1.4.1. Técnicas de Carregamento de Baterias Chumbo-Ácido	33
1.4.2. Técnica de Carregamento de Baterias Ni-Mh.....	35
1.4.3. Técnica de Carregamento de Baterias de Li-Íon.....	35
1.5. Topologias não Isoladas de Carregadores de Baterias	36
1.5.1. Carregador Baseado no Conversor Buck+Boost	36
1.5.2. Carregador Baseado nos Conversores Boost e Buck Cascadeado.....	37
1.5.3. Carregador Baseado nos Conversores Double-Buck e Boost.....	37
1.5.4. Carregador Baseado no Conversor Bridgeless Ćuk.....	38
1.6. Proposta do Trabalho	39
1.7. Conclusões	43
2. ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR CA-CC ĆUK BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS	45
2.1. Introdução	45
2.2. Análise Qualitativa	45
2.2.1. Topologia do Conversor Proposto	45
2.2.2. Princípio de Funcionamento	45
2.2.3. Formas de Onda Teóricas	50
2.3. Análise Quantitativa	51
2.3.1. Parâmetros Temporais.....	52

2.3.2. Ganho Estático.....	52
2.3.3. Determinação da Ondulação de Corrente e da Indutância L_1 e L_2	53
2.3.4. Determinação da Ondulação de Tensão ΔV_{C_1}	55
2.4. Análise dos Esforços de Tensão e Corrente nos Principais Componentes Conversor Proposto.....	56
2.4.1. Esforços de Corrente no Indutor L_1	56
2.4.2. Esforços de Tensão e Corrente para o Autotransformador T_1	56
2.4.3. Esforços de Tensão e Corrente para o Autotransformador T_2	56
2.4.4. Esforços de Corrente no Indutor L_2	57
2.4.5. Esforço de Tensão no Capacitor C_1	57
2.4.6. Esforços de Corrente e Tensão nos Interruptores S_1 e S_2	58
2.4.7. Esforços de Corrente e Tensão nos Diodos D_1 e D_2	58
2.5. Análise do Conversor Proposto Operando com CFP.....	59
2.5.1. Análise da Razão Cíclica.....	59
2.5.2. Determinação da Ondulação da Corrente nos Indutores L_1 e L_2	60
2.5.3. Determinação dos Esforços para Operação com CFP.....	61
2.5.4. Indutor de Entrada L_1	62
2.5.5. Interruptores S_1 e S_2	62
2.5.6. Diodos D_1 e D_2	64
2.5.7. Autotransformador T_1	65
2.5.8. Autotransformador T_2	66
2.5.9. Indutor de Saída L_2	66
2.5.10. Capacitor de Saída C_2	67
2.5.11. Diodos da Ponte Retificadora.....	67
2.6. Conclusões.....	68
3. PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO.....	69
3.1. Introdução.....	69
3.2. Especificações e Considerações de Projeto.....	69
3.3. Dimensionamento dos Interruptores.....	70
3.4. Dimensionamento do Capacitor de Acumulação C_1 e Capacitor de Saída C_2.....	73
3.5. Autotransformadores.....	74
3.6. Indutor de Entrada L_1.....	79
3.7. Indutor de Saída L_2.....	82
3.8. Análise de Perdas no Conversor.....	85

3.8.1. Perdas nos Interruptores S_1 e S_2	85
3.8.2. Perdas nos Diodos D_1 e D_2	86
3.8.3. Perdas nos Diodos da Ponte Retificadora	87
3.8.4. Perdas no Indutor de Entrada L_1	87
3.8.5. Perdas no Indutor de Saída L_2	89
3.8.6. Perdas no Capacitor de Saída C_2	90
3.8.7. Perdas no Autotransformador T_1	91
3.8.8. Perdas no Autotransformador T_2	92
3.8.9. Perdas Totais no Conversor	93
3.8.10. Rendimento Teórico.....	93
3.9. Conclusões.....	94
4. MODELAGEM E PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR PROPOSTO ...	95
4.1. Introdução	95
4.2. Modelagem do Conversor Proposto	95
4.3. Estratégia de Controle	102
4.4. Projeto da Malha de Corrente	104
4.5. Projeto da Malha de Tensão de Saída	109
4.6. Conclusões.....	111
5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	113
5.1. Introdução	113
5.2. Resultados de Simulação	113
5.3. Resultados Experimentais	116
5.3.1. Instrumentos Utilizados para o Ensaio Experimental	117
5.3.2. Resultados Preliminares	117
5.4. Conclusões.....	123
CONCLUSÃO GERAL	125
TRABALHOS PUBLICADOS	127
REFERÊNCIAS.....	129
APÊNDICE A – SCRIPT EM MATLAB PARA OBTENÇÃO DO MODELO CA DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR.....	133
APÊNDICE B – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO	135
APÊNDICE C – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA PLACA DE POTÊNCIA	137
APÊNDICE D – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE CONTROLE ...	139
APÊNDICE E – CALCULO DOS PARAMETROS DO UC3854BN	141

APÊNDICE F – IMPLEMENTAÇÃO DO MÉTODO DE CARGA DO BANCO DE BATERIAS.....	145
--	------------

INTRODUÇÃO

Atualmente vive-se em um período de crescimento populacional e industrial elevado, enfrentando um grande aumento de demanda por energia. Os combustíveis fósseis como o carvão, o petróleo e o gás natural são recursos finitos e encontra-se em escassez (ANDERSEN, 2006), além de emitir gases poluentes durante sua queima levando a problemas como o efeito estufa. Sendo assim essa emissão de gases torna-se um grande problema ambiental de âmbito mundial. Estima-se que existam um bilhão de veículos no mundo, tendo uma média de um veículo para cada sete habitantes; só no Brasil existem cerca de setenta milhões de automóveis. Além de consumir 25% da demanda mundial de energia, principalmente de derivados do petróleo, sendo responsáveis por 33% das emissões de gases nocivos (CEBDS, 2012).

No Brasil, em 2005, o setor de transportes foi responsável por 43% das emissões de CO₂ do setor energético e por 8,1% do total do país, totalizando a emissão de 133.431 GgCO₂, dos quais 92% provêm do transporte rodoviário. As emissões de CO₂ do transporte rodoviário cresceram 72,1% entre 1990 e 2005 (CEBDS, 2012). Dentro do setor de transportes, o principal emissor de gases poluentes, é o veículo automotor de uso individual devido ao tamanho da frota. Estes veículos emitem diversos gases, como: óxidos de nitrogênio (NO), monóxido de carbono (CO) e gás carbônico (CO₂), dióxido sulfúrico, óxido nítrico e materiais particulados no ar. Até mesmo veículos automotores movidos a GNV (gás natural veicular) são poluentes, já que, em marcha lenta, eles emitem metano, que é o próprio GNV antes da queima e tem alto potencial de contribuição para o efeito estufa. Segundo (CEBDS, 2012) o intenso consumo de energia não renovável pelo setor de transportes é uma das principais contribuições do mesmo para as mudanças climáticas.

Dentro desse contexto, a utilização de veículos tracionados por energia elétrica pode contribuir com a redução das emissões de CO₂ (gás carbônico) no meio ambiente. Segundo (BENEDET, 2012), os automóveis do futuro serão elétricos, já que, tais veículos beneficiam os consumidores tendo o custo por quilômetro rodado aproximado à metade do correspondente aos veículos movidos à gasolina.

Segundo (CHAN, 2002), o desenvolvimento de fontes de energia e a gestão inteligente desta energia são os fatores primordiais para permitir a concorrência dos veículos elétricos (VEs) com os veículos movidos pelo motor de combustão interna.

Portanto, a eletrônica de potência é um importante aliado no desenvolvimento de novas tecnologias de carregadores de baterias que apresentem alta eficiência no processamento de energia e que forneçam uma energia com maior qualidade.

Através desta contextualização, este projeto busca uma contribuição ao estudo e desenvolvimento de uma topologia de conversor eletrônico de potência para a aplicação em um carregador de baterias para veículos elétricos do tipo recarregável através da rede elétrica.

Motivação

Ao longo dos anos vem crescendo o interesse pela utilização de veículos elétricos devido às vantagens inerentes a esse tipo de automóvel. Tais vantagens são: a redução do consumo de combustíveis fósseis, a inexistência da emissão de gases poluentes no meio ambiente, diminuição do custo por quilômetro rodado se comparado aos veículos convencionais e a redução do nível de ruídos sonoros emitidos.

Todavia, a demora na massificação desses automóveis deve-se em parte ao desenvolvimento das tecnologias de acumuladores de energia, acarretando assim uma baixa autonomia quando comparados aos automóveis convencionais. Devido à fatores como capacidade limitada, volume elevado, reduzido tempo de vida útil e a necessidade de cuidados no processo de carga e descarga, o banco de baterias torna-se o componente mais problemático do sistema elétrico de um veículo.

Dentro deste contexto, as tecnologias envolvendo os sistemas eletrônicos de potência aplicados ao carregamento de baterias são um ponto de grande importância para o desenvolvimento dos veículos elétricos. Pois, através de novas tecnologias de carregamento tem-se a possibilidade de se obter um melhor aproveitamento do estado atual das baterias, devido ao aumento da eficiência no processamento e do fornecimento de energia com melhor qualidade.

Objetivos

Com esse trabalho busca-se uma contribuição científica ao estudo e ao desenvolvimento de uma topologia de um carregador de baterias para veículos elétricos, visando um protótipo que se apresente como uma solução simples, com alta eficiência, alto fator de potência, alta confiabilidade e que realize a recarga do banco de baterias do automóvel.

Como objetivos específicos deste trabalho têm-se: (i) a realização de uma revisão na literatura técnica sobre as topologias não isoladas de conversores eletrônicos de potência

aplicados ao carregamento de baterias em veículos elétricos; (ii) o estudo teórico do conversor: análises qualitativa e quantitativa; (iii) o projeto do circuito de potência; (iv) o cálculo das perdas nos principais componentes do circuito de potência do conversor; (v) a modelagem e o projeto do circuito de controle; (iv) uma simulação computacional via *software* dedicado para circuitos eletrônicos; e (v) a implementação de um protótipo de 1 kW e experimentação em laboratório.

Estrutura da Dissertação

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre topologias de carregadores de baterias para veículos elétricos existentes na literatura técnica. Também é realizado um estudo sobre a tecnologia, os tipos de baterias e as técnicas empregadas ao carregamento de baterias. Para finalizar o capítulo é apresentada a topologia proposta para o carregador de baterias a ser utilizado.

No Capítulo 3 é realizado um estudo teórico sobre o conversor ca-cc Ćuk baseado na célula de comutação de três estados (CCTE) com correção de fator de potência (CFP). É realizada uma análise qualitativa da topologia apresentando suas etapas de operação. Na análise quantitativa são apresentados os intervalos de tempos das etapas de operação, o ganho estático e os esforços de tensão e corrente nos componentes da topologia adotada.

No Capítulo 4 é apresentado o projeto da topologia proposta, onde são destacados o projeto dos componentes do circuito de potência e a modelagem de perdas dos componentes do conversor para determinar o rendimento teórico do conversor.

No Capítulo 5 é apresentada a modelagem do conversor a partir da técnica do modelo CA em espaço de estados. É apresentada a estratégia de controle por modo corrente média adotada para o conversor. O projeto dos controladores é realizado no plano s . A implementação do circuito de controle é realizada na forma analógica.

Finalmente, são apresentadas as principais conclusões do presente estudo e as sugestões para trabalhos futuros relacionados ao desenvolvimento da pesquisa. Além disso, são apresentadas as publicações realizadas durante o período de curso do mestrado e as referências bibliográficas citadas ao longo do texto.

1. TOPOLOGIAS DE CARREGADORES DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

1.1. Introdução

Nesta seção, é realizado um estudo sobre veículos elétricos e acumuladores eletroquímicos, usualmente denominados como baterias. Inicialmente, uma breve descrição sobre o funcionamento básico de uma bateria e algumas de suas características são apresentadas. Em seguida é realizado um resumo sobre os principais tipos de baterias e a descrição de suas características e limitações. Um estudo sobre as técnicas de carregamento de baterias também é apresentado, destacando-se apenas as técnicas de carregamento apropriadas para os tipos de baterias utilizadas. A seguir, um levantamento das principais topologias monofásicas isoladas com CFP usadas para o carregamento de baterias encontradas na literatura técnica é apresentado. Por fim, é apresentada a topologia do conversor proposto nesta dissertação.

1.2. Tipos de Veículos Elétricos

Para ser considerado um veículo elétrico o mesmo deve utilizar pelo menos um motor elétrico para sua tração. Os veículos elétricos são uma alternativa aos automóveis convencionais com a premissa dos mesmos não produzirem os gases causadores do efeito estufa.

Estes veículos automotores elétricos são divididos em três grupos, diferenciados entre si por suas características: (i) veículos elétricos híbridos; (ii) veículos elétricos híbridos recarregáveis; e (iii) veículos elétricos alimentados por baterias.

1.2.1. *Veículos Híbridos*

O veículo híbrido combina dois tipos de motores para sua locomoção. Nesse caso tem-se um motor alimentado por energia elétrica, e outro de combustão interna a gasolina ou álcool. Estes veículos possuem maior eficiência quando comparados com os veículos movidos apenas por motores de combustão interna. Porém, é importante mencionar que, apesar da eficiência devido ao uso da eletricidade, eles não são completamente isentos da emissão dos gases causadores do efeito estufa, já que, à medida que se usa o motor de combustão interna a gasolina ou álcool, segue-se emitindo gases tóxicos como o CO₂ no meio ambiente (LAFUENTE, 2011).

Entretanto, mesmo com a emissão de gases tóxicos pelos veículos híbridos, pode-se alcançar uma economia de combustível de até 80% na cidade, e 40% nas autoestradas, minimizando o impacto ambiental causado pela emissão de CO₂ sob as mesmas proporções (LAFUENTE, 2011).

1.2.2. Veículos Elétricos Híbridos Recarregáveis

Os veículos elétricos híbridos recarregáveis ou em inglês “*plug-in electric vehicles*” (PHEV’s), são veículos híbridos que têm a capacidade de recarregar as baterias por meio de tomadas elétricas convencionais ou em postos de recarga, além de recarregá-las através do gerador do motor de gasolina. Os PHEV’s aumentam a capacidade da bateria e do motor elétrico em comparação com o veículo puramente híbrido, e diminuem a capacidade e tamanho do motor de combustão a gasolina (LAFUENTE, 2011) e (ABREU, 2012).

Um veículo de tipo PHEV compartilha ou combina as principais características de um veículo híbrido tradicional e de um elétrico. Diz-se que um veículo híbrido pode ser considerado como tal quando possui no mínimo uma autonomia de 16 km em modo exclusivamente elétrico, sem auxílio do motor de combustão interna (LAFUENTE, 2011).

1.2.3. Veículos Elétricos Alimentados por Baterias

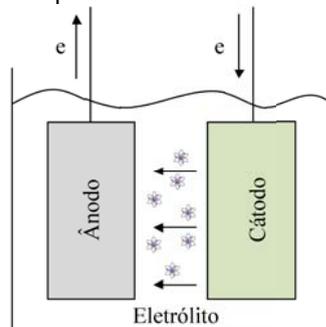
Os veículos elétricos, comumente conhecidos como *electric vehicles* (EV’s), são tracionados exclusivamente por motores elétricos, os quais podem ser do tipo rotativo, linear ou inercial. O motor dos EV’s é alimentado por acumuladores de energia, especificamente por bancos de baterias instalados no veículo (LAFUENTE, 2011). As baterias, assim como nos híbridos recarregáveis, podem ser recarregadas pela rede elétrica comercial ou usando sistemas de aproveitamento de energias renováveis. O termo inglês *plug-in* também é utilizado para este tipo de veículo (BRITO JÚNIOR, 2013).

1.3. Tecnologia e Tipos de Baterias

Uma bateria é formada por uma ou mais células eletroquímicas que podem ser ligadas em série ou em paralelo, ou uma combinação de série e paralelo. Nestas células a energia acumulada na forma química é convertida em energia elétrica a partir de reações eletroquímicas. A Figura 1 apresenta o esquema simplificado de uma célula eletroquímica, onde cada célula é formada por dois eletrodos (elementos ativos): um ânodo com polaridade negativa e um cátodo com polaridade positiva, imersos em um eletrólito (eletrólise). Durante a descarga o ânodo libera elétrons para o circuito, enquanto o cátodo recebe os elétrons. Entre

tanto, no processo de carga os processos químicos são revertidos (LAFUENTE, 2011) e (SCHNEIDER, 2011).

Figura 1 - Esquema de uma célula eletroquímica.



Fonte: Elaborada pelo autor.

1.3.1. Características Importantes das Baterias

Para manter-se uma eletrólise sustentável devem-se escolher materiais ativos que possuam, no caso do anodo, elevado potencial de oxidação, e, no caso do catodo, elevado potencial de redução (LAFUENTE, 2011). Dessa forma, podem-se agrupar diferentes materiais ativos sob as mesmas características. Devido à natureza dos materiais e suas características intrínsecas, alguns materiais apresentarão melhores ou piores densidades de energia, conforme apresenta a Tabela 1.

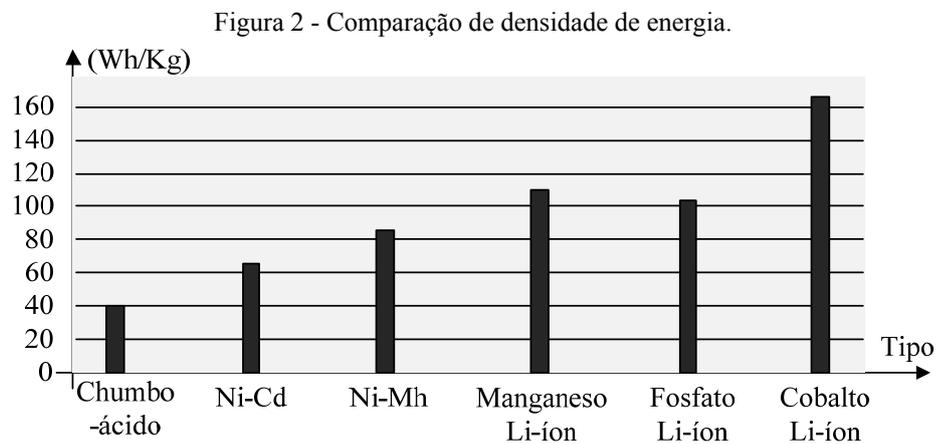
Tabela 1 - Principais características das baterias.

Tipo de bateria	Tensão da bateria por célula [V]	Variação de temperatura [°C]	Ciclos de carga por módulo
Chumbo-ácido	2,1	35-70	600
Níquel-cádmio	1,25	30-50	2000
Níquel-metal hidreto	1,4	20-60	600
Níquel-zinco	1,6	40-65	250
Níquel-ferro	1,25	40-80	800
Sódio-sulfuro	2,08	300-400	350
Zinco-ar	1,62	0-45	70
Lítio-ferro	1,66	400-450	500
Lítio-polímero	3,5	0-100	300

Fonte: (Battery University, 2012).

Dentre as principais características das combinações de metais apresentadas na Tabela 1, a bateria de Níquel-cádmio se destaca por seus 2000 ciclos de carga úteis. Entretanto, as baterias de Li-Po (polímero de lítio) apresentam uma faixa de temperatura de trabalho de 0 a 100 °C, que é uma característica relevante em aplicações como os veículos elétricos.

A Figura 2 apresenta outro parâmetro a se destacar, que é a densidade de energia nas baterias. Pode-se observar as diversas combinações de metais e suas respectivas capacidades de armazenamento de energia em Wh/kg. As baterias de Li-íon, por exemplo, possuem uma maior densidade de energia (160 Wh/kg) em comparação com as de chumbo-ácido, Ni-Cd e Ni-Mh.



Fonte: (Battery University, 2012).

1.3.2. Baterias de Chumbo-Ácido

Segundo (KEIHNE, 2000.), existem dois tipos principais de baterias de chumbo-ácido: baterias de chumbo-ácido inundado (*flooded lead acid batteries* - FLA) e *valve regulated lead acid* (VRLA), como citado em (KIEHNE, 2000).

Na bateria FLA, os eletrodos ficam imersos no eletrólito (que é uma solução líquida).

A bateria VRLA considerada de baixa manutenção, já que não necessita adicionar água em suas células, possui válvula de segurança para alívio de pressão, utiliza uma quantidade menor de ácido comparada à bateria convencional e possui maior capacidade. Segundo (LINDEN, 2002) as baterias VRLA são classificadas em placa de vidro absorvente (*absorbed glass mat* - AGM) e baterias seladas de chumbo-ácido (*sealed lead acid batteries* - SLA). O eletrólito da bateria AGM é absorvido em finas camadas de vidro enquanto que na

bateria SLA o eletrólito fica na forma de gel. Ambas as classes são bastante resistentes a temperaturas elevadas e não vazam.

As principais vantagens das baterias de chumbo-ácido são (CADEX, 2003) e (LINDEN, 2002): (i) baixo custo de aquisição e simples fabricação; (ii) disponibilidade em diversos tamanhos; (iii) simplicidade de manutenção devido a ser uma tecnologia conhecida e confiável. (iv) possibilidade de reciclagem dos componentes; e (v) alta taxa de descarga.

Porém, apresentam algumas limitações (CADEX, 2003), como: (i) não possibilidade ser estocadas na condição descarregada; (ii) não possibilidade de descarga completa, pois isso diminui parte de sua capacidade e vida útil; (iii) possui restrições de transporte, já que é considerada carga perigosa; (iv) temperatura ideal de operação é de 25 °C pois a cada 8 °C de aumento de temperatura de operação, sua vida útil é reduzida pela metade.

1.3.3. Baterias de Níquel Metal Hidreto (Ni-Mh)

Segundo (AMBROSIO, 2001) as baterias de Níquel-metal hidreto (Ni-MH) podem ser consideradas como as sucessoras das baterias de níquel-cádmio por possuírem maior densidade de energia e não conter metais pesados tóxicos em sua composição. Devido à redução dos problemas referente ao descarte de baterias de níquel recarregáveis são consideradas ecologicamente corretas. A principal diferença entre a bateria de Ni-Mh e a bateria de Ni-Cd consiste no uso de hidrogênio absorvido em uma liga, na forma de hidreto metálico, como material ativo no eletrodo negativo, em contra partida do cádmio utilizado nas baterias de níquel-cádmio. A bateria de Ni-Mh apresenta uma maior densidade de energia que uma de Ni-Cd, portanto a massa de material ativo para o eletrodo negativo usado em uma bateria de níquel-hidreto metálico pode ser menor que a usada em baterias de níquel-cádmio (LAFUENTE, 2011). Com isso se permite a utilização de uma maior quantidade de material ativo no eletrodo positivo, resultando em uma maior capacidade ou tempo de descarga para esta bateria (AMBROSIO, 2001).

Segundo (LAFUENTE, 2011) as principais vantagens das baterias de Ni-Mh são: (i) densidades de energia 30 a 40% superiores às baterias Ni-Cd; (ii) sem efeito memória; (iii) não é necessária regulamentação ou controle para seu transporte; e (iv) não poluem o meio ambiente.

Entretanto, possuem algumas limitações, como: (i) limitação do tempo de vida útil, deteriorando-se após 200/300 ciclos de carga para descargas profundas; (ii) limitação nas correntes de descarga (correntes elevadas de carga comprometem o tempo de vida útil); (iii)

complexos algoritmos de carga; (iv) manutenção periódica (descargas completas para prevenir a formação de cristais nas células).

1.3.4. Baterias de Lítio-Íon (Li-Íon)

As baterias de lítio-íon, mais conhecidas como Li-Íon, atualmente, representam a tecnologia com melhor potencial e com maior participação no mercado. O lítio é o mais leve dentre os metais, possui um elevado potencial eletroquímico e a densidade mais alta quando comparada com suas concorrentes de Ni-Mh ou Chumbo-Ácido (BATTERY UNIVERSITY, 2012).

Atualmente são utilizadas principalmente na indústria eletrônica, telefones celulares, *notebooks*, *tablets*, *etc.* Os avanços desta tecnologia e o bom rendimento das baterias de Li-Íon as tornam alvo de grande interesse na fabricação de veículos elétricos (LAFUENTE, 2011).

Suas principais vantagens são: (i) alta densidade de energia e elevado potencial; (ii) baixo índice de auto-descarga; (iii) sem efeito memória; (iii) elevadas correntes de descarga, ideais para baterias do tipo tracionárias.

Todavia, existem limitações: (i) precisam de proteção contra sobretensões e sobrecorrentes; e (ii) elevado custo de fabricação, sendo este 40% maior que uma bateria de Ni-Cd.

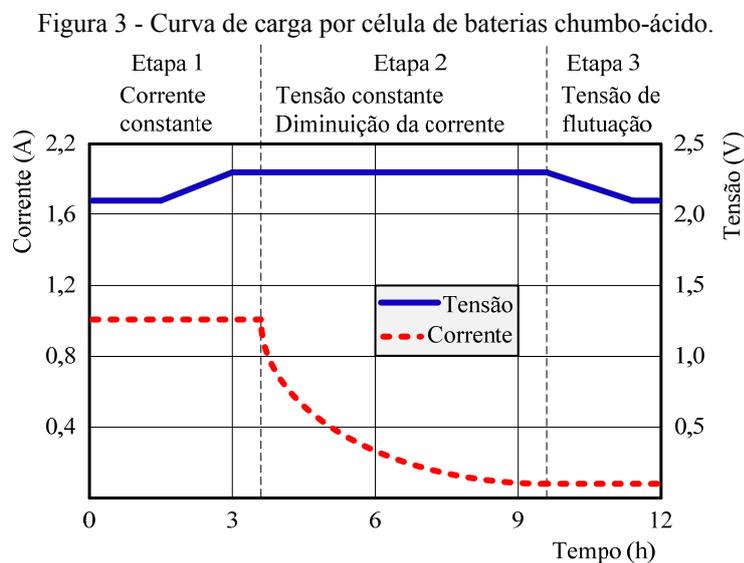
1.4. Técnicas Utilizadas para Carregamento de Baterias

As diversas recomendações apresentadas pelos fabricantes no momento de realizar o carregamento das baterias dependem principalmente do tipo de bateria, da capacidade do banco de baterias e do tempo de carga. Usualmente as técnicas consistem na manipulação da tensão e corrente através da bateria em três ou quatro etapas diferenciadas, porém em algumas situações é desejado controlar a temperatura para evitar que se ultrapasse o limite de risco para que não ocorram acidentes ou danos à bateria.

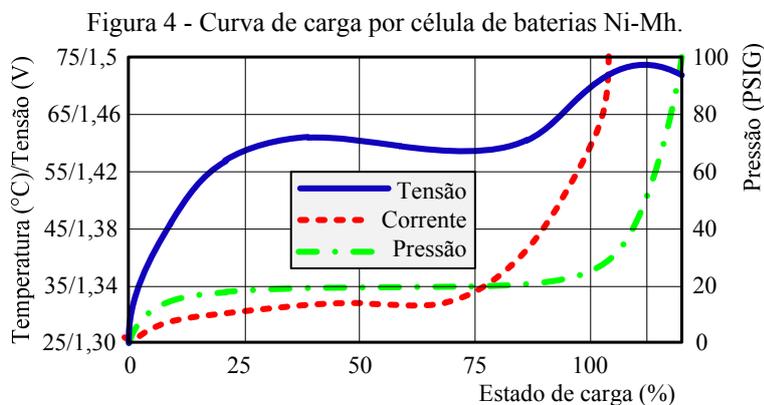
1.4.1. Técnicas de Carregamento de Baterias Chumbo-Ácido

O tempo de carregamento padrão de uma bateria de chumbo-ácido é de 12 a 16 horas, todavia, em alguns casos pode ultrapassar esse tempo chegando até 36 horas para bancos de baterias de grande capacidade de carga (BATTERY UNIVERSITY, 2012). O algoritmo de carregamento das baterias de chumbo-ácido deve seguir as curvas de carga apresentadas na Figura 3.

A técnica de carregamento mais usual, que permite manter a vida útil da bateria, é composta de três estágios. No primeiro, aplica-se uma corrente constante durante cinco horas, elevando a tensão da célula até atingir uma tensão nominal. Durante esta etapa, a bateria recebe 70% da sua capacidade. Na segunda etapa de carregamento, a corrente vai diminuindo gradualmente até atingir o ponto em que a célula torna-se saturada, o que significa que a célula não tem mais capacidade de receber carga e dessa forma não permite a circulação de corrente através dela. A tensão aplicada nesta etapa é constante e dura aproximadamente cinco horas. A segunda etapa é considerada essencial, pois serve para prolongar o tempo de vida útil da bateria e, caso seja omitida, torna a bateria susceptível à perda de capacidade de carga máxima (DHAMEJA, 2002).



Fonte: (BATTERY UNIVERSITY, 2012).



Fonte: (BATTERY UNIVERSITY, 2012).

Por fim, a terceira etapa, denominada de etapa de flutuação, consiste na aplicação de uma corrente mínima e uma tensão ondulatória. A presença de ondulações acima do valor

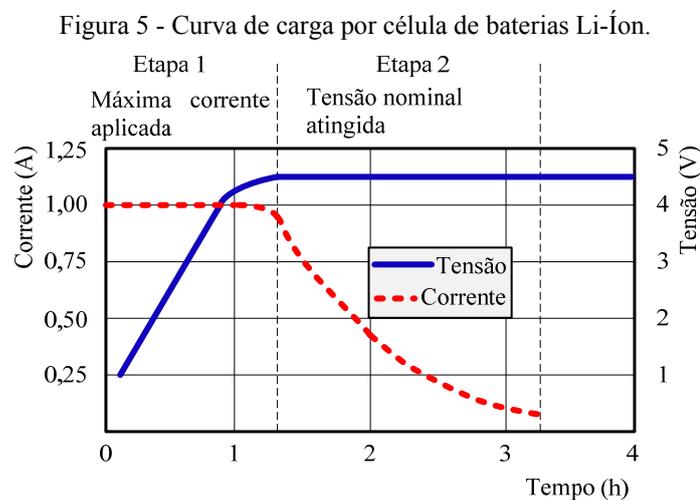
nominal é necessária para compensar o efeito de descarga natural da bateria. Essa última etapa tem o objetivo de manter a tensão nominal de saída em flutuação quando a bateria não estiver sendo utilizada.

1.4.2. Técnica de Carregamento de Baterias Ni-Mh

Segundo (DHAMEJA, 2002) existem variadas técnicas aplicadas ao carregamento de baterias de Ni-Mh conforme mostra a Figura 4. Percebe-se a maior complexidade do algoritmo de carregamento quando comparado com as técnicas normalmente recomendadas para outros tipos de baterias. No caso específico existe mais uma variável que é a pressão, a qual deve ser controlada direta ou indiretamente, não existindo nesta técnica tempos mínimos ou máximos de carregamento.

1.4.3. Técnica de Carregamento de Baterias de Li-Íon

Devido à estrutura química das baterias de Li-íon não são permitidos processos rápidos de carga. Os fabricantes são rigorosos quanto às recomendações como apresenta a Figura 5.



Fonte: (BATTERY UNIVERSITY, 2012).

Para a primeira etapa, é aplicada uma corrente constante de 1 A para um aumento progressivo da tensão de até 4,2 V por célula. Durante a segunda etapa, deve-se aplicar uma tensão constante e reduzir a corrente gradativamente até atingir um valor de 3% da corrente nominal da célula. Neste ponto, a bateria é considerada completamente carregada em um tempo de aproximadamente três horas (DHAMEJA, 2002).

1.5. Topologias não Isoladas de Carregadores de Baterias

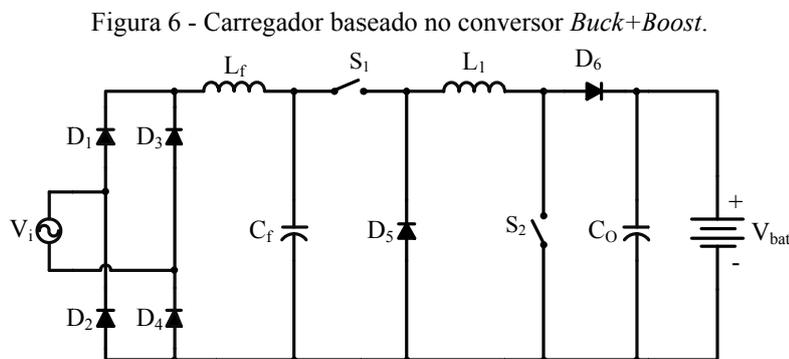
Existe uma gama enorme de topologias de conversores estáticos que podem ser aplicados no carregamento de baterias. No entanto, são analisadas as estruturas monofásicas com um único estágio de processamento de energia, não isoladas e com a possibilidade de correção de fator de potência.

Na literatura foram encontradas várias topologias de carregadores não isoladas. A seguir são listadas e detalhadas as topologias encontradas.

1.5.1. Carregador Baseado no Conversor *Buck+Boost*

A topologia baseada no conversor *Buck+Boost* foi apresentada como carregador de baterias em (BENDALL; PETERSON, 1996) e (BRITO JÚNIOR, 2013) e é apresentada na Figura 6. Essa topologia pode ser considerada como a associação dos conversores *Buck* e *Boost* clássicos em um único estágio de processamento de energia. Em (BASCOPE; BARBI, 1999) essa topologia foi aplicada a correção de fator de potência.

Esta topologia apresenta as seguintes vantagens: (i) correção de fator de potência; (ii) poucos componentes semicondutores; (iii) redução do número de elementos passivos; e (iv) a possibilidade de operação no modo abaixador ou elevador de tensão em um único estágio.



Fonte: (BENDALL; PETERSON, 1996).

As desvantagens deste conversor são: (i) necessidade do uso de filtro LC na entrada; e (ii) comutação dissipativa dos interruptores.

Em (BENDALL; PETERSON, 1996) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão eficaz de entrada $V_i = 120/240$ V, potência média de saída $P_o = 9,6$ kW, tensão de saída $V_o = 170$ V e a frequência de comutação variável entre 2-8 kHz. Para as condições de teste, o rendimento apresentado atinge o valor de 98%. Não foi indicado o fator de potência da topologia. Em (BASCOPE; BARBI, 1999) o conversor foi testado com as

seguintes especificações: tensão eficaz de entrada $V_i = 110$ V, potência média de saída $P_o = 100-200$ W, tensão de saída $V_o = 100-200$ V e a frequência de comutação 25 kHz. Para as condições de teste, o rendimento apresentado atinge o valor de 93%. Em (BRITO JÚNIOR, 2013) foi obtido um fator de potência de 0,99.

1.5.2. Carregador Baseado nos Conversores Boost e Buck Cascadeado

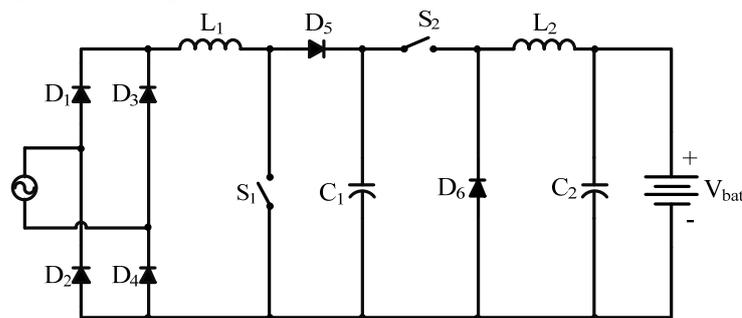
A topologia baseada nos conversores *Boost* e *Buck* cascadeados foi apresentada em (MASSERANT; STUART, 1997) e é mostrada na Figura 7. Esta topologia possui dois estágios de processamento de energia, sendo composta pelo conversor *Boost* clássico em cascata com um conversor *Buck*.

As vantagens desta topologia são: (i) correção de fator de potência; (ii) poucos componentes ativos e passivos; (iii) sem a necessidade de filtro LC na entrada.

As desvantagens deste conversor são: (i) presença do capacitor intermediário do barramento cc; (ii) comutação dissipativa dos interruptores.

Em (MASSERANT; STUART, 1997) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada $V_i = 187-264$ V, potência média de saída $P_o = 8$ kW, tensão de saída $V_o = 264-384$ V. Para as condições de teste, o rendimento do conversor é de 95%. Não foi indicado o fator de potência da topologia.

Figura 7 - Carregador baseado nos conversores *Boost-Buck* cascadeado.



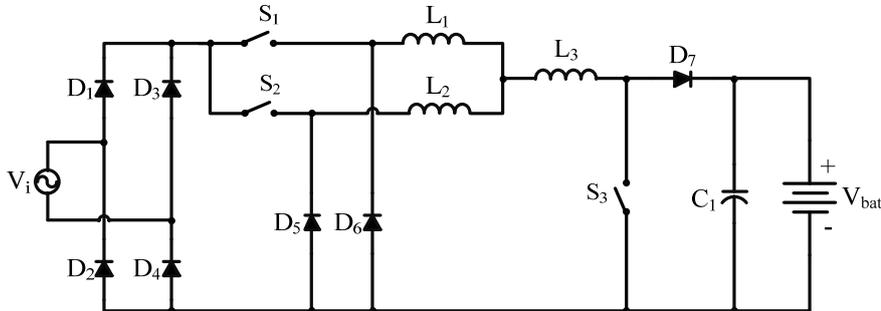
Fonte: (MASSERANT; STUART, 1997).

1.5.3. Carregador Baseado nos Conversores Double-Buck e Boost

A topologia de carregador de baterias baseada no conversor *Double-Buck* e *Boost* foi apresentada em (MILANOVIC; ROSKARIC; AUDA, 1999) e é mostrada na Figura 8. Esta topologia possui um único estágio de processamento de energia, composto pelo

conversor *Buck interleaved* associado ao conversor *Boost* clássico. A partir da técnica de paralelismo de conversores proporciona-se um menor valor de corrente nos interruptores.

Figura 8 - Carregador baseado no conversor *Double-Buck* e *Boost* cascateado.



Fonte: (MILANOVIC; ROSKARIC; AUDA, 1999).

As vantagens deste conversor são: (i) correção de fator de potência; (ii) possibilidade de operação no modo abaixador ou elevador de tensão, de acordo com o nível da tensão de saída; (iii) menor valor da indutância e volume devido ao dobro da frequência de comutação nos interruptores; (iv) menores perdas por condução devido ao paralelismo dos interruptores S_1 e S_2 dividindo os esforços de corrente nos mesmos; e (v) não apresenta o capacitor intermediário.

As desvantagens deste conversor são: (i) maior número de semicondutores; (ii) comutação dissipativa dos interruptores.

Em (MILANOVIC; ROSKARIC; AUDA, 1999) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão eficaz de entrada $V_i=220$ V, potência média de saída $P_o=480$ W, tensão de saída $V_o=120$ V e frequência de comutação variável. O fator de potência apresentado é de 0,983, porém não foi apresentando o rendimento da topologia.

1.5.4. Carregador Baseado no Conversor *Bridgeless Ćuk*

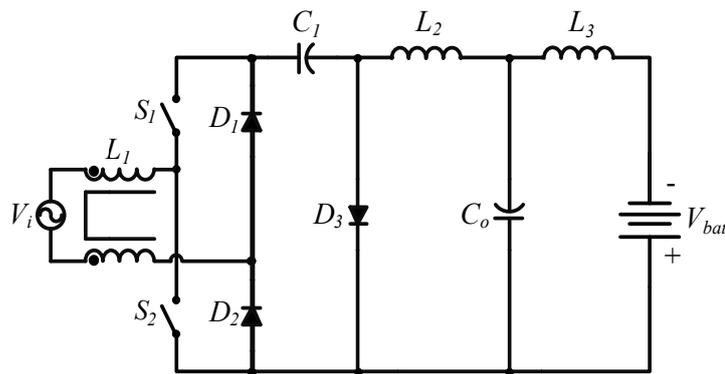
A topologia *Bridgeless Ćuk* é apresentada em (PATIL; SINHA; AGARWAL, 2012) e é mostrada na Figura 9. Este carregador apresenta um estágio de processamento de energia composto pelo conversor *Ćuk* associado à ponte retificadora. O conversor opera no modo de condução descontínua.

As vantagens deste conversor são: (i) correção de fator de potência; (ii) único estágio de processamento de potência; (iii) apresenta comutação do tipo *zero current swicthing* (ZCS) nos interruptores; (iv) característica de fonte de corrente na entrada e na saída.

As desvantagens deste conversor são: (i) tensão de saída com polaridade invertida; e (ii) baixa imunidade à interferência eletromagnética.

Em (PATIL; SINHA; AGARWAL, 2012) o conversor foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada $V_i=100-230$ V, potência média de saída $P_o=2$ kW, tensão nominal de saída $V_o=200$ V e com frequência de comutação de 30 kHz. Para as condições de teste, não foram indicados o fator de potência e o rendimento da topologia.

Figura 9 - Carregador baseado no conversor *Bridgeless Ćuk*.



Fonte: (PATIL; SINHA; AGARWAL, 2012).

1.6. Proposta do Trabalho

O carro elétrico VPE-20BR, o “Patativa”, inspirado no modelo Gurgel X-12 1998 é resultado do esforço acadêmico local em desenvolver um veículo ecologicamente correto. Neste veículo é utilizado um banco de 36 baterias do tipo chumbo-ácido, um motor de indução trifásico e um circuito eletrônico de potência para realizar a locomoção do mesmo (REVISTA UNIVERSIDADE PÚBLICA, 2012). A Figura 10 ilustra o carro elétrico VPE-20BR em funcionamento.

Com um tempo de carga de 12 horas na tomada, o carro elétrico VPE-20BR, em condições simples, tem autonomia para percorrer 20 km a uma velocidade que pode chegar até 50 km/h, compatível com o trânsito local (REVISTA UNIVERSIDADE PÚBLICA, 2012).

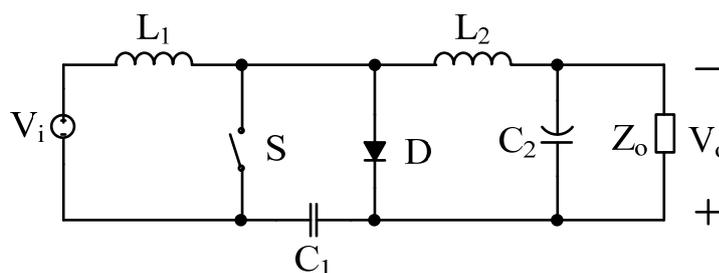
Partindo desta temática e da necessidade de um carregador de baterias embarcado para o modelo citado acima se aplica a proposta deste trabalho. A topologia proposta na dissertação se originou da aplicação da célula de comutação de três estados (CCTE) proposta por (BASCOPE, 2001) no conversor *Ćuk* não isolado clássico proposto por (ĆUK, 1977).

Figura 10 - Carro elétrico VPE-20BR.



Fonte: (REVISTA UNIVERSIDADE PÚBLICA, 2012).

Segundo (BRKOVIC; ČUK, 1995) e (NEWTON, 2000) o conversor *Ćuk* apresenta as seguintes vantagens: (i) possibilidade de correção do fator de potência para qualquer nível de tensão de saída; (ii) redução da ondulação da corrente de entrada e harmônicos através do acoplamento dos indutores; (iii) facilidade em ser empregada a isolamento galvânica; (iv) não necessidade de filtro LC de entrada, conforme é visto no conversor *Buck+Boost*; (v) funcionamento como abaixador e elevador da tensão de saída; e (vi) entrada e saída em corrente. As desvantagens são: (i) tensão sobre os interruptores é a soma da tensão de saída e da tensão de entrada; (ii) corrente nos interruptores é a soma das correntes de entrada e saída; e (iii) elevado número de componentes é requerido. A Figura 11 apresenta a topologia clássica do conversor cc-cc *Ćuk* composta pelos seguintes componentes: indutor de entrada L_1 , interruptor S , capacitor de acumulação C_1 , diodo D , indutor de saída L_2 e o capacitor de filtro de saída C_2 .

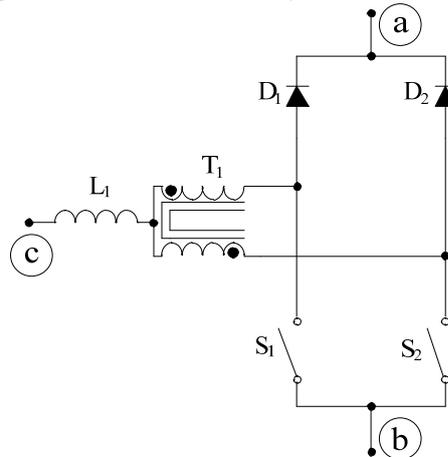
Figura 11 - Conversor cc-cc *Ćuk* clássico.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, com o intuito de minimizar os esforços de corrente através dos dispositivos semicondutores, optou-se por utilizar a técnica baseada na célula de comutação de três estados (CCTE) proposta em (BASCOPE; BARBI, 2000). Esta técnica permite a distribuição de corrente através dos dispositivos semicondutores que compõem o conversor. Segundo (BASCOPE; BARBI, 2000) e (BRITO JÚNIOR, 2012) esta topologia pode apresentar desequilíbrios de corrente quando existem assimetrias no *layout* da placa de potência, *e.g.* nas resistências dos componentes e na fiação, e dos sinais de comando da modulação por largura de pulso (do inglês *pulse-width modulation* - PWM).

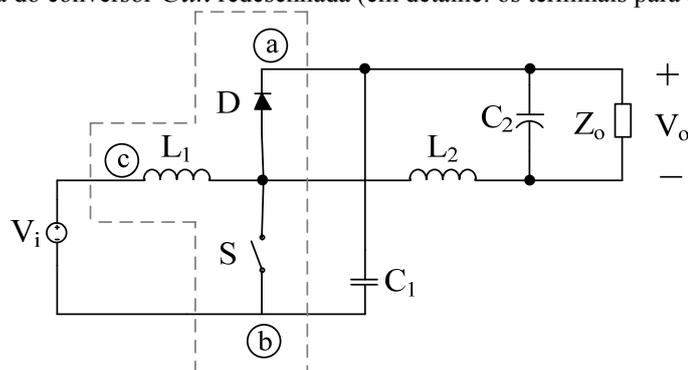
A partir da aplicação da CCTE, visa-se obter uma distribuição mais adequada de corrente nos componentes do conversor. A Figura 12 apresenta a estrutura unidirecional da célula de comutação de três estados, a mesma é composta por: um indutor L_1 , um transformador T_1 (comumente chamado de autotransformador), dois diodos D_1 e D_2 e os interruptores S_1 e S_2 .

Figura 12 - Célula de comutação de três estados.



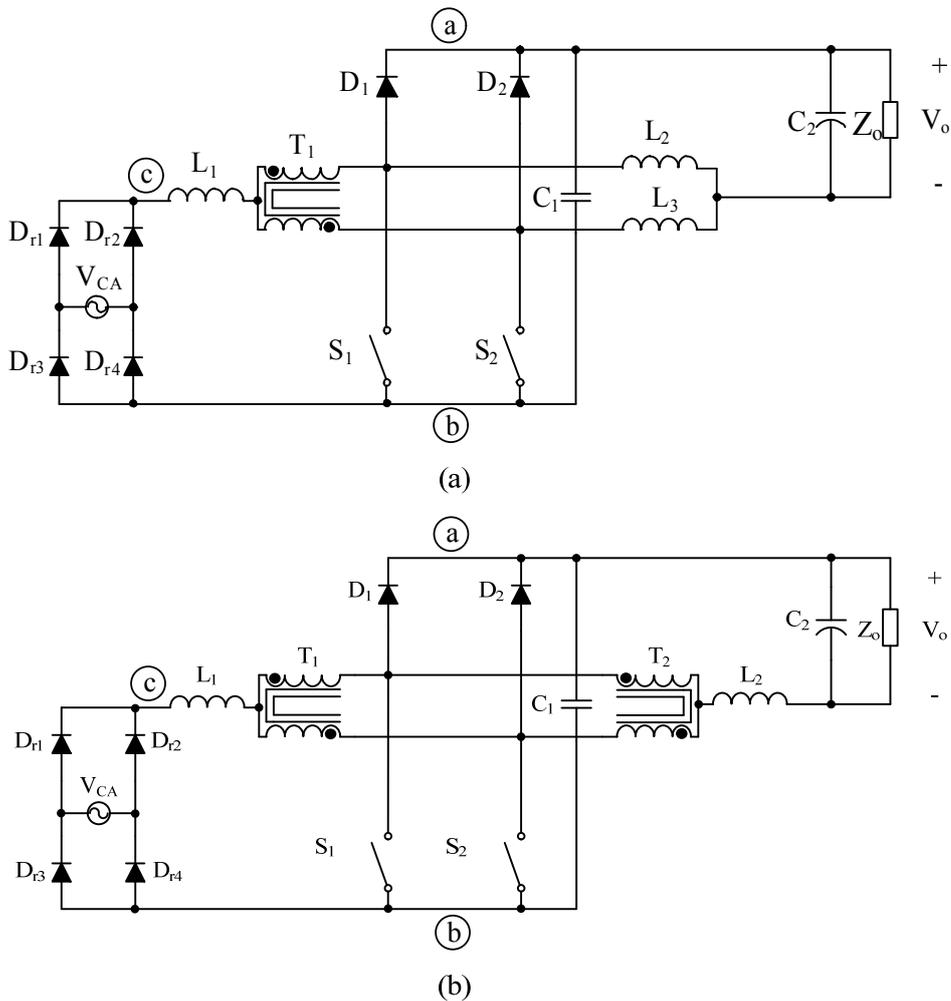
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 13 - Estrutura do conversor $\dot{C}uk$ redesenhada (em detalhe: os terminais para a inserção da CCTE).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 14. Conversor *Cúk* com a célula de comutação de três estados: (a) topologia com indutores sem acoplamento, e (b) topologia com um segundo transformador.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 13 é ilustrada topologia do conversor *Cúk* redesenhada, identificando os terminais para inserção da célula de comutação de dois estados. A topologia baseada na CCTE é apresentada na Figura 14(a), a mesma é composta pelos seguintes componentes: uma ponte retificadora de baixa frequência composta pelos diodos D_{r1} - D_{r4} , um indutor de entrada L_1 , um transformador T_1 (com relação de transformação de 1:1), dois interruptores S_1 e S_2 , dois diodos D_1 e D_2 , um capacitor de acumulação C_1 , dois indutores de saída L_2 e L_3 (sem acoplamento) e o capacitor de filtro da tensão de saída C_2 . Uma variação desta topologia é apresentada na Figura 14(b), onde um transformador T_2 substitui os indutores L_2 e L_3 , com o propósito melhorar a distribuição das correntes.

1.7. Conclusões

Nesse capítulo foi apresentada uma fundamentação teórica para justificar o desenvolvimento do projeto do carregador monofásico de baterias aplicado a veículos elétricos.

Inicialmente, foi apresentado um estudo acerca dos princípios de funcionamento e tipos de baterias existentes para este tipo de aplicação. Foram descritas de forma sucinta as técnicas de carregamento para cada tipo de bateria existente citada. Contemplou-se ainda um estudo sobre os conversores utilizados neste tipo de aplicações que atendiam aos requisitos de ser não isolados, possuírem correção de fator de potência e único estágio de processamento de energia.

Por fim, foi feita a proposta da topologia que tem como base a combinação da CCTE e do conversor *Cuk* para proporcionar a redução dos esforços de correntes nos semicondutores que compõem o conversor proposto.

2. ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR CA-CC *Ćuk* BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

2.1. Introdução

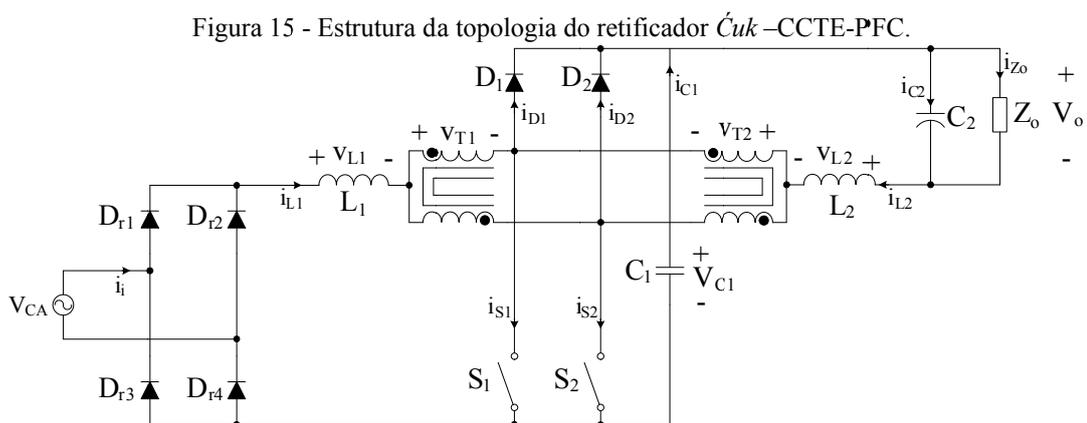
Neste capítulo é realizada a análise qualitativa e quantitativa do conversor ca-cc *Ćuk* baseado na célula de comutação de três estados com alto fator de potência (*Ćuk*-CCTE-PFC). A análise do conversor proposto é realizada em modo de condução contínua (CCM) para as razões cíclicas ($D < 0,5$) e ($D > 0,5$), *i.e.* no modo sem sobreposição dos sinais de comando (*non-overlapping mode* - NOM) e no modo com a sobreposição dos sinais de comando dos interruptores (*overlapping mode* - OM).

2.2. Análise Qualitativa

Neste item são descritos a topologia e o princípio de funcionamento do conversor, assim como são mostradas as formas de onda teóricas de corrente e tensão do conversor.

2.2.1. Topologia do Conversor Proposto

A topologia apresentada Figura 15 é composta dos seguintes componentes: uma ponte retificadora de baixa frequência composta pelos diodos D_{r1} - D_{r4} , o indutor de entrada L_1 , dois autotransformadores T_1 e T_2 (com relação de transformação de 1:1), dois interruptores S_1 e S_2 , dois diodos D_1 e D_2 , um capacitor de acumulação C_1 , o indutor de saída L_2 e o capacitor de filtro da tensão de saída C_2 .

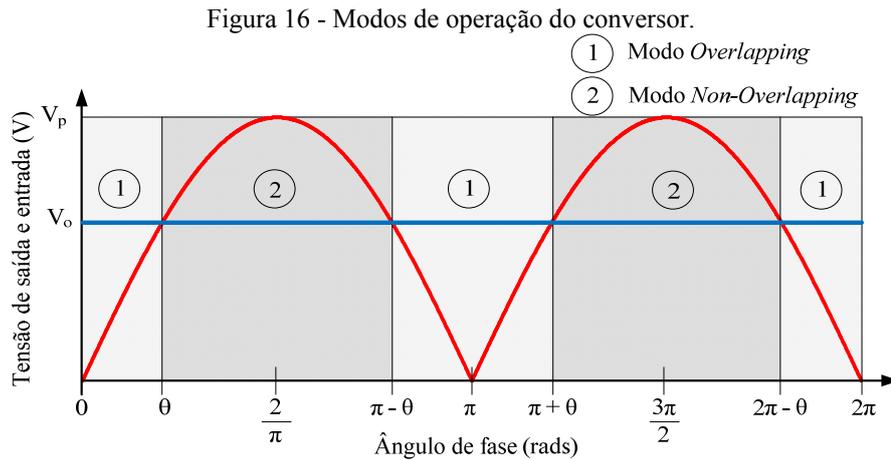


Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2.2. Princípio de Funcionamento

O conversor proposto apresenta dois modos de operação, onde o modo de operação é definido pela comparação entre a tensão de entrada com formato senoidal

retificado $|V_i|$ e a tensão de saída contínua V_o . Assim, temos que para uma tensão de saída V_o menor que a tensão de entrada $|V_i|$ o conversor opera com a razão cíclica $D < 0,5$ operando em no modo abaixador de tensão (*non-overlapping*). Já para uma tensão de saída V_o maior que a tensão de entrada $|V_i|$ o conversor opera com a razão cíclica $D > 0,5$ operando no modo elevador de tensão (*overlapping*). A Figura 16 ilustra os modos de operação do conversor em um ciclo da rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

a) *Non-Overlapping Mode*

Esse modo é válido para a região 2, conforme mostra a Figura 16, onde o conversor opera com para $D < 0,5$. Os circuitos elétricos equivalentes em cada etapa de operação são apresentados nas Figuras 17-19 e as principais formas de onda são apresentadas na Figura 23.

Primeira Etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$) – Quando o interruptor S_1 entra em condução a corrente que circula em L_1 aumenta linearmente e divide-se entre os enrolamentos n_1 e n_2 do autotransformador T_1 de modo a circular metade da corrente através de cada um deles. A corrente que circula pelo interruptor S_1 é a soma das correntes nos enrolamentos n_1 de T_1 e n_3 de T_2 . Nesta etapa o capacitor C_1 se descarrega transferindo sua energia para a carga R, o indutor L_2 e o capacitor C_2 . O diodo D_2 é polarizado diretamente criando um caminho para as correntes que circulam pelos enrolamentos n_2 de T_1 e n_4 de T_2 . O caminho percorrido pelas correntes no circuito é apresentado na Figura 17.

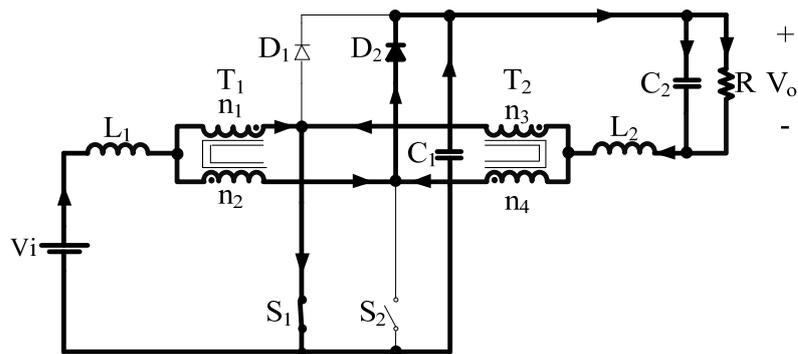
Segunda Etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$) – Os interruptores S_1 e S_2 estão bloqueados e os diodos D_1 e D_2 são polarizados diretamente criando um caminho para a circulação das correntes do circuito, onde a corrente em D_1 é a soma das correntes nos enrolamentos n_1 de T_1 e n_3 de T_2 , e a corrente em D_2 é a soma das correntes nos enrolamento n_2 de T_1 e n_4 de T_2 . Nesta etapa a

energia armazenada em L_1 é transferida para o capacitor C_1 . O caminho percorrido pelas correntes através do circuito é apresentado na Figura 18.

Terceira Etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$) – Essa etapa apresenta dualidade em relação à primeira etapa de operação, a Figura 19 apresenta a terceira etapa de operação. O interruptor S_1 permanece bloqueado, assim o diodo D_1 e o interruptor S_2 passam a conduzir. A corrente que circula pelo interruptor S_2 é a soma das correntes nos enrolamentos n_2 de T_1 e n_4 de T_2 . Nesta etapa, o capacitor C_1 se descarrega transferindo sua energia para a carga R , o indutor L_2 e o capacitor C_2 . O diodo D_1 é polarizado diretamente criando um caminho para as correntes que circulam pelos enrolamentos n_1 de T_1 e n_3 de T_2 .

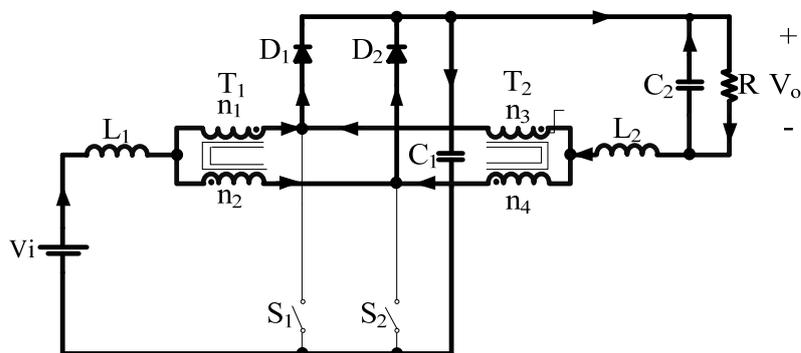
Quarta etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$) – Essa etapa de operação é similar à segunda etapa apresentada na Figura 18.

Figura 17 - Primeira etapa de operação.



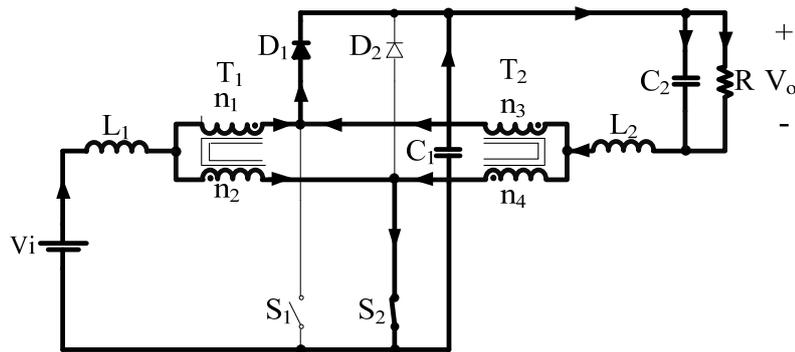
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 18 - Segunda etapa de operação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 19 - Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

b) *Overlapping Mode*

Esse modo é válido para a região 1, conforme mostra a Figura 16, onde o conversor opera com $D > 0,5$. Os circuitos elétricos equivalentes em cada etapa de operação são apresentados nas Figuras 20-22 e as principais formas de onda são apresentadas na Figura 24.

Primeira Etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$) – Quando os interruptores S_1 e S_2 entram em condução e a corrente que circula em L_1 cresce linearmente e divide-se entre os enrolamentos n_1 e n_2 de T_1 de modo a circular metade da corrente de entrada por eles. Os diodos D_1 e D_2 estão reversamente polarizados. Nesta etapa o capacitor C_1 se descarrega transferindo sua energia para a carga R , o indutor L_2 e o capacitor C_2 . As correntes que circulam pelos enrolamentos n_1 de T_1 e n_3 de T_2 se somam compondo a corrente que circula pelo interruptor S_1 da mesma forma que as correntes nos enrolamentos n_2 de T_1 e n_4 de T_2 se somam compondo a corrente que circula pelo interruptor S_2 . O caminho percorrido pelas correntes através do circuito é apresentado na Figura 20.

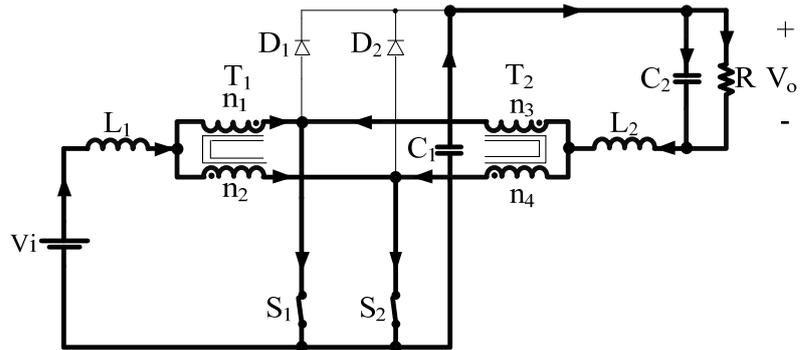
Segunda Etapa ($t_1 \leq t \leq t_2$) – O interruptor S_1 é bloqueado enquanto o interruptor S_2 permanece em condução. Nesta etapa a energia armazenada em L_1 é transferida para o capacitor C_1 . A corrente que circula pelo interruptor S_2 é a soma das correntes nos enrolamentos n_2 de T_1 e n_4 de T_2 . O diodo D_1 é polarizado diretamente criando um caminho para as correntes que circulam pelos enrolamentos n_1 de T_1 e n_3 de T_2 . O caminho percorrido pelas correntes no circuito é apresentado na Figura 21.

Terceira Etapa ($t_2 \leq t \leq t_3$) – Essa etapa de operação é similar à primeira etapa apresentada na Figura 20.

Quarta Etapa ($t_3 \leq t \leq t_4$) – Esta etapa de operação apresenta dualidade em relação à segunda etapa apresentada. O interruptor S_2 se bloqueia enquanto o interruptor S_1 permanece em condução. Nesta etapa a energia armazenada em L_1 é transferida para o capacitor C_1 . A

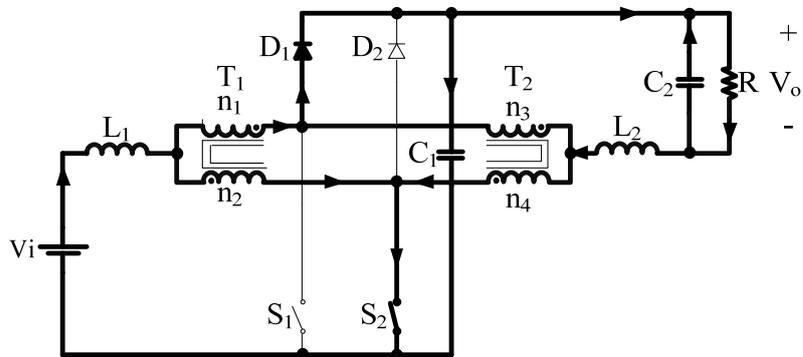
corrente que circula pelo interruptor S_1 é a soma das correntes nos enrolamentos n_1 de T_1 e n_3 de T_2 . O diodo D_2 entra em condução criando um caminho para as correntes que circulam pelos enrolamentos n_2 de T_1 e n_4 de T_2 . O caminho percorrido pelas correntes no circuito é apresentado na Figura 22.

Figura 20 - Primeira etapa de operação.



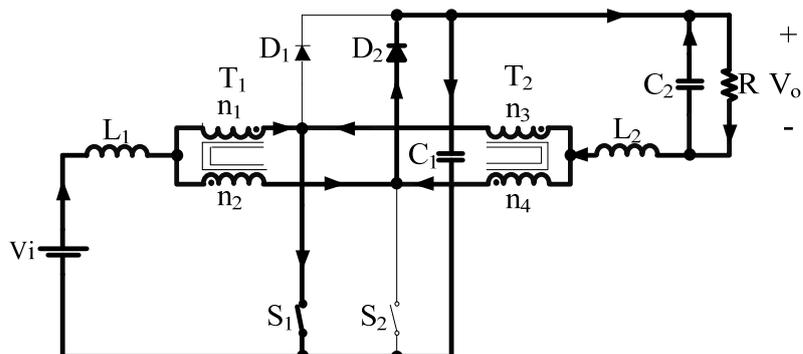
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 21 - Segunda etapa de operação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 22 - Quarta etapa de operação.

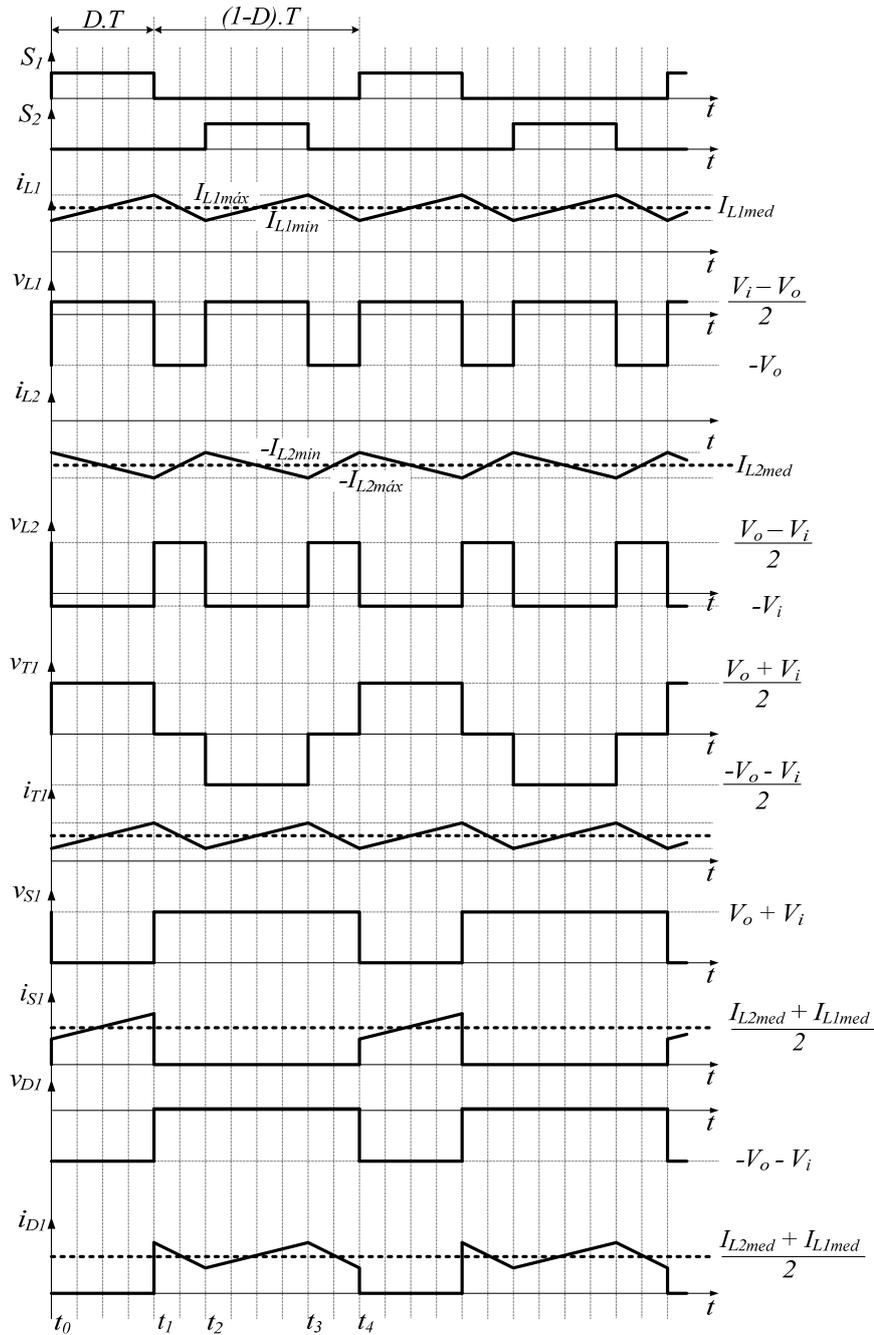


Fonte: Elaborada pelo autor.

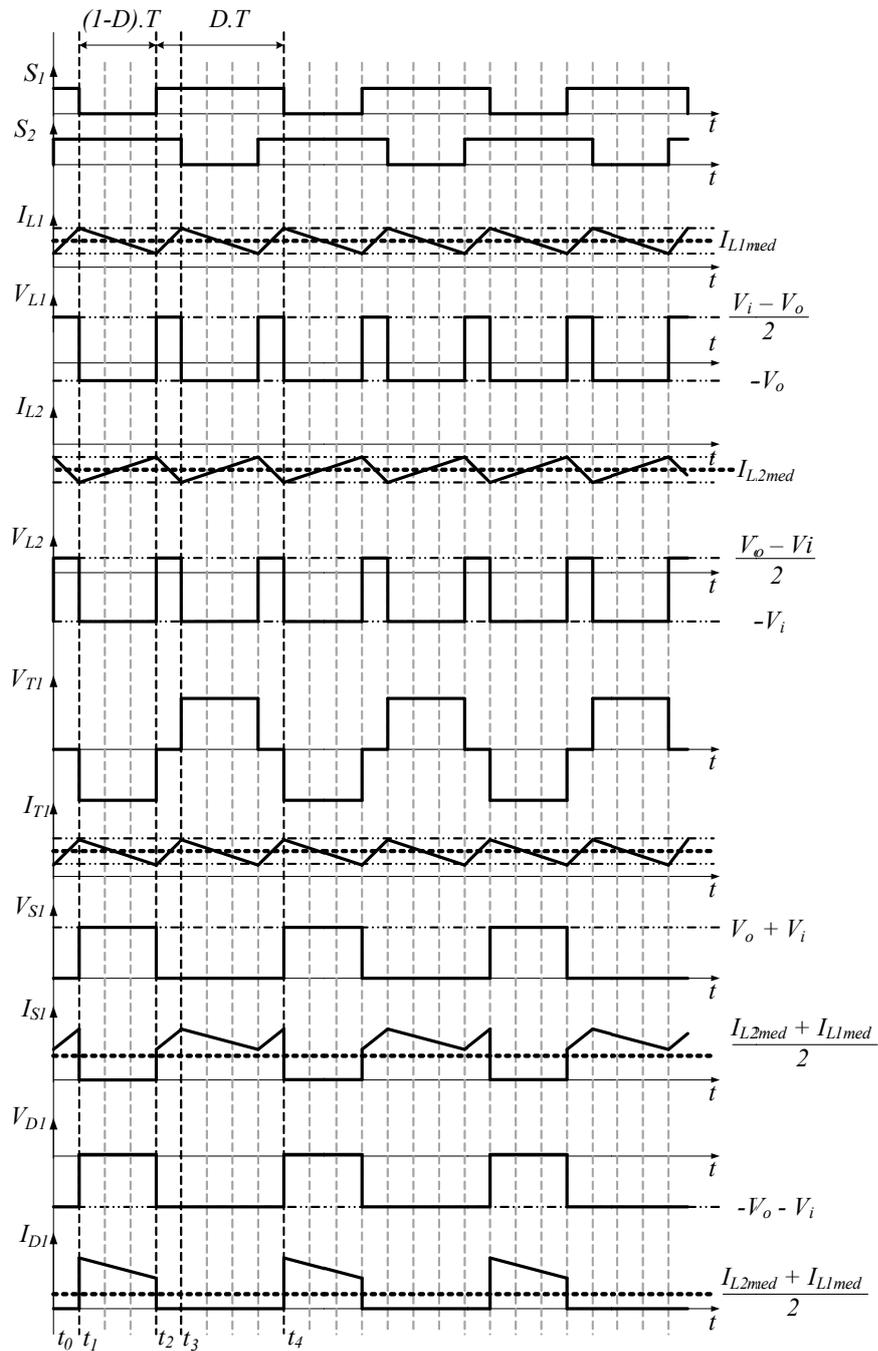
2.2.3. Formas de Onda Teóricas

As formas de onda básicas do conversor ca-cc *Ćuk* são apresentadas nas Figuras 23-24, obtidas a partir de suas etapas de operação apresentadas na seção anterior, tanto para *non-overlapping mode* quanto para o *overlapping mode*.

Figura 23 - Formas de onda para *non-overlapping mode*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 24 - Formas de onda para *overlapping mode*.

Fonte: Elaborada pelo autor.

2.3. Análise Quantitativa

Na análise quantitativa são definidos o ganho estático, os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor proposto, tendo como base as principais formas de onda apresentadas nas Figuras 23-24.

2.3.1. Parâmetros Temporais

Os parâmetros temporais definidos são: a razão cíclica D e a frequência de comutação do conversor ca-cc $\acute{C}uk$ baseado na CCTE. Logo, tem-se:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}, \quad (2.1)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s}, \quad (2.2)$$

onde, t_{on} é a duração da largura do pulso nos interruptores S_1 e S_2 ; T_s é período de comutação do conversor ca-cc $\acute{C}uk$ baseado na CCTE; e f_s é a frequência de comutação.

2.3.2. Ganho Estático

O ganho estático é definido como a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor. Para a determinação do ganho estático é feita a análise da forma de onda da tensão no indutor de entrada L_1 e do indutor de saída L_2 . Para um período de comutação a tensão média no indutor é nula, assim a variação do fluxo magnético é constante em cada etapa de operação.

$$\Delta\Phi_{(t_1-t_0)} = \Delta\Phi_{(t_2-t_1)} \quad (2.3)$$

a) *Cálculo do ganho estático para o conversor operando no modo non-overlapping:*

Os intervalos de tempo de cada etapa de operação em função da razão cíclica e do período de comutação são dados por (2.4).

$$\left\{ \begin{array}{l} (t_1 - t_0) = D \cdot T_s; \\ (t_2 - t_1) = (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{T_s}{2}; \\ (t_3 - t_2) = D \cdot T_s; \\ (t_4 - t_3) = (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{T_s}{2}. \end{array} \right. \quad (2.4)$$

Temos o intervalo x em que os dois interruptores S_1 e S_2 permanecem bloqueados, dado por (2.5):

$$x = \frac{(1-D) \cdot T_s - D \cdot T_s}{2} = (1-D-D) \cdot \frac{T_s}{2} = (1-2 \cdot D) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (2.5)$$

Substituindo o valor da tensão sobre o indutor L_1 na equação (2.5) durante o intervalo $(t_1 - t_0)$ tem-se:

$$\frac{V_i - V_o}{2} \cdot D \cdot T_s = V_o \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (2.6)$$

$$V_i \cdot D = V_o \cdot (1 - 2 \cdot D + D) \quad (2.7)$$

O ganho estático do conversor proposto é determinado substituindo a equação (2.6) em (2.7) e é dado por (2.8).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.8)$$

b) *Cálculo do ganho estático para o conversor operando no modo overlapping:*

Os intervalos de tempo de cada etapa de operação em função da razão cíclica e do período de comutação são dados por (2.36).

$$\begin{cases} (t_1 - t_0) = (2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{2}; \\ (t_2 - t_1) = (1 - D) \cdot T_s; \\ (t_3 - t_2) = (2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{2}; \\ (t_4 - t_3) = (1 - D) \cdot T_s. \end{cases} \quad (2.9)$$

Para o intervalo, x onde a tensão no autotransformador T_1 é nula, tem-se:

$$x = \frac{D \cdot T_s - (1 - D) \cdot T_s}{2} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot T_s}{2} \quad (2.10)$$

Substituindo-se os valores de tensão para os respectivos intervalos tem-se:

$$V_i \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{V_o - V_i}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (2.11)$$

Reorganizando a equação e cancelando os termos possíveis tem-se (2.12):

$$V_i \cdot D = V_o \cdot (1 - D) \quad (2.12)$$

O ganho estático do conversor proposto é determinado por (2.13).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.13)$$

2.3.3. Determinação da Ondulação de Corrente e da Indutância L_1 e L_2

a) *Ondulação de corrente e Indutância para o modo non-overlapping*

Analisando a primeira etapa de operação do conversor proposto, é determinada a seguinte equação diferencial dada por:

$$L_{1,2} \cdot \frac{di_{L_{1,2}}}{dt} - V_i = 0 \quad (2.14)$$

A ondulação de corrente no indutor L_1 é obtida substituindo (2.4) e (2.8) em (2.14) para a primeira etapa de operação.

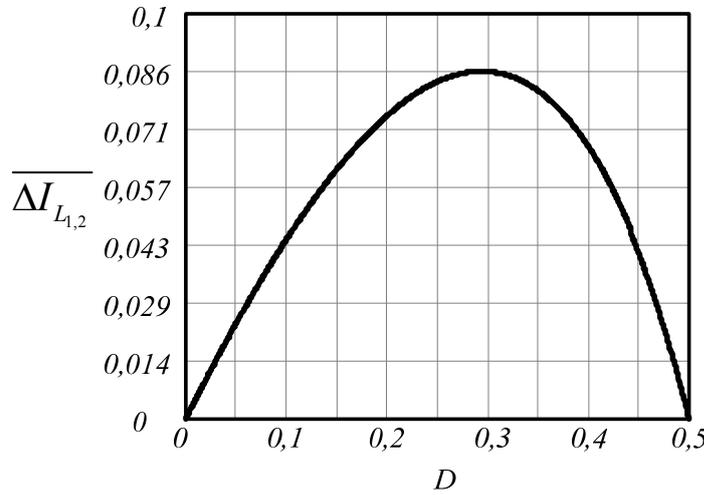
$$\Delta I_{L_{1,2}} = \frac{V_i \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D)}{2 \cdot L_{1,2} \cdot f_s \cdot D} \quad (2.15)$$

A ondulação de corrente é normalizada rearranjando a equação (2.15).

$$\frac{\Delta I_{L_{1,2}}}{V_i} = \frac{\Delta I_{L_{1,2}} \cdot L_{1,2} \cdot f_s}{V_i} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot D}{2 \cdot (1 - D)} \quad (2.16)$$

A Figura 25 mostra a ondulação de corrente normalizada expressada pela equação (2.16). A máxima ondulação de corrente ocorre no ponto onde a razão cíclica é igual a 0,3.

Figura 25 - Ondulação de corrente no indutor L_1 e L_2 normalizada para o modo *non-overlapping*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

b) Ondulação de corrente e Indutância para o modo *overlapping*

Analisando a primeira etapa de operação do conversor proposto, é encontrada a seguinte equação diferencial dada por:

$$L_{1,2} \cdot \frac{di_{L_{1,2}}}{dt} - V_i = 0 \quad (2.17)$$

A ondulação de corrente no indutor L_1 e L_2 é obtida substituindo (2.9) e (2.13) em (2.17) para a primeira etapa de operação.

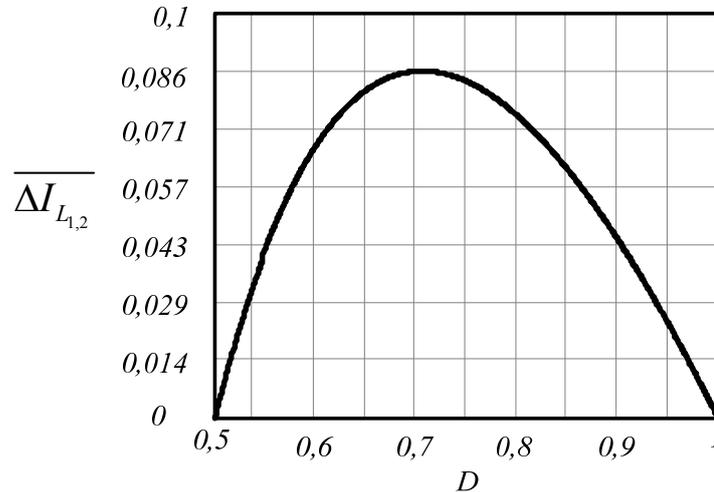
$$\Delta I_{L_{1,2}} = \frac{V_o \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D)}{2 \cdot L_{1,2} \cdot f_s \cdot D} \quad (2.18)$$

A ondulação de corrente é normalizada rearranjando a equação (2.18).

$$\frac{\Delta I_{L_{1,2}}}{V_o} = \frac{\Delta I_{L_{1,2}} \cdot L_{1,2} \cdot f_s}{V_o} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D)}{2 \cdot D} \quad (2.19)$$

A Figura 26 mostra a ondulação de corrente normalizada representada graficamente por (2.19). A máxima ondulação de corrente ocorre no ponto onde a razão cíclica é igual a 0,7.

Figura 26. Ondulação de corrente no indutor L_1 e L_2 normalizada para o modo *overlapping*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, reorganizando a equação (2.18), tem-se a equação (2.20) que define o valor de indutância dos indutores L_1 e L_2 .

$$L_{1,2} = \frac{V_o}{11,656 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_{1,2}}} \quad (2.20)$$

2.3.4. Determinação da Ondulação de Tensão ΔV_{C1}

Durante o intervalo em que os interruptores S_1 e S_2 estão abertas o capacitor C_1 se carrega através da corrente de entrada $i_{L1méd}$. A corrente média de carga do capacitor C é a corrente média $i_{L1méd}$, assim a ondulação de tensão é dada por:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{(t_2-t_1)} I_{L1méd} \cdot dt = \frac{I_{L1méd} \cdot (t_2 - t_1)}{C_1} \quad (2.21)$$

A ondulação de tensão no capacitor C_1 é obtida substituindo (2.4) em (2.21) a segunda etapa de operação.

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_{L1méd} \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2f_s \cdot C_1} \quad (2.22)$$

A partir de (2.22) tem-se a equação (2.23) que define o valor de capacitância do capacitor C_1 .

$$C_1 = \frac{I_{L1méd} \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2 \Delta V_{C1} \cdot f_s} \quad (2.23)$$

2.4. Análise dos Esforços de Tensão e Corrente nos Principais Componentes Conversor Proposto

A seguir é feita a análise dos esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor proposto operando no modo de condução contínua.

2.4.1. Esforços de Corrente no Indutor L_1

A corrente média que circula pelo indutor L_1 é dada por:

$$I_{L1méd} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_i} \quad (2.24)$$

Reescrevendo a equação (2.24) tem-se:

$$I_{L1méd} = \frac{V_o \cdot I_o}{\eta \cdot V_i} \quad (2.25)$$

Assim, substituindo a equação (2.13) em (2.24), tem-se:

$$I_{L1méd} = \frac{I_o \cdot D}{\eta \cdot (1 - D)} = I_{L1ef} \quad (2.26)$$

2.4.2. Esforços de Tensão e Corrente para o Autotransformador T_1

A tensão máxima aplicada em cada enrolamento do autotransformador T_1 é dada por:

$$V_{T1máx} = \frac{V_i + V_o}{2} \quad (2.27)$$

A corrente que circula no enrolamento do autotransformador T_1 é igual à metade da corrente que circula no indutor L_1 e é dada por:

$$I_{T1ef} = \frac{I_{L1ef}}{2} = \frac{I_o \cdot D}{2 \cdot \eta \cdot (1 - D)} \quad (2.28)$$

2.4.3. Esforços de Tensão e Corrente para o Autotransformador T_2

A tensão máxima aplicada em cada enrolamento do autotransformador T_2 é dada por:

$$V_{T2máx} = \frac{V_i + V_o}{2} \quad (2.29)$$

A corrente que circula no enrolamento do autotransformador T_1 é igual à metade da corrente que circula no indutor L_2 e é dada por:

$$I_{T2ef} = \frac{I_{L2}}{2} \quad (2.30)$$

2.4.4. Esforços de Corrente no Indutor L_2

Sendo a corrente que circula em L_2 igual à corrente que de saída I_o pode-se definir a corrente médio no indutor por:

$$I_{L2} = I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (2.31)$$

O valor da corrente eficaz no indutor L_2 é dado pela equação:

$$I_{L2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{I_{pico} \cdot \eta}{\beta} \right)^2 dt} \quad (2.32)$$

Resolvendo a integral da equação (2.32), tem-se:

$$I_{L2ef} = \sqrt{\frac{D \cdot T \cdot I_{pico}^2 \cdot \eta^2}{T \cdot \beta}} \quad (2.33)$$

2.4.5. Esforço de Tensão no Capacitor C_1

O valor da corrente eficaz no capacitor C_1 para o modo *Non-Overlapping* é dado pela equação:

$$i_{C1} = \sqrt{\frac{1}{T_s/2} \int_0^{D \cdot T} \left(\frac{i_{L1}}{2} + \frac{i_{L2}}{2} \right)^2 dt + \int_0^{(1-2D)T/2} i_{L1}^2 dt} \quad (2.34)$$

Resolvendo a integral da equação (2.34), tem-se:

$$i_{C1} = \sqrt{\frac{(D-1)(i_{L1} + i_{L2})^2}{2} - i_{L2}^2 (2D-1)} \quad (2.35)$$

O valor da corrente eficaz no capacitor C_1 para o modo *Overlapping* é dado pela equação:

$$i_{C1} = \sqrt{\frac{1}{T_s/2} \int_0^{(2D-1)T/2} i_{L2}^2 dt + \int_0^{(1-D)T/2} \left(\frac{i_{L1}}{2} + \frac{i_{L2}}{2} \right)^2 dt} \quad (2.36)$$

Resolvendo a integral da equação (2.36), tem-se:

$$i_{C1} = \sqrt{i_{L2}^2 (2D-1) - \frac{(D-1)(i_{L1} + i_{L2})^2}{2}} \quad (2.37)$$

O valor de tensão máxima aplicada ao capacitor C_1 é dado por:

$$V_{C1} = V_o + V_{ipico} \quad (2.38)$$

2.4.6. Esforços de Corrente e Tensão nos Interruptores S_1 e S_2

O valor da corrente média nos interruptores S_1 e S_2 são dados pela equação:

$$I_{Sméd} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \frac{I_{L1méd} + I_o}{2} \cdot dt \quad (2.39)$$

Resolvendo a integral da equação (2.39) tem-se:

$$I_{Sméd} = \frac{I_{L1méd} + I_o}{2} \cdot D \quad (2.40)$$

O valor da corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2 são dados pela equação (2.41):

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{I_{L1ef} + I_o}{2} \right)^2 \cdot dt} \quad (2.41)$$

Resolvendo a integral da equação (2.41) tem-se:

$$I_{Sef} = \frac{I_{L1ef} + I_o}{2} \cdot \sqrt{D} \quad (2.42)$$

O valor máximo de tensão aplicado sobre os interruptores é dado por:

$$V_{Smáx} = V_o + V_{ipico} \quad (2.43)$$

2.4.7. Esforços de Corrente e Tensão nos Diodos D_1 e D_2

O valor da corrente média nos diodos D_1 e D_2 são dados pela equação (2.44).

$$I_{Dméd} = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \frac{I_{L1méd} + I_o}{2} \cdot dt \quad (2.44)$$

Resolvendo a integral da equação (2.44) tem-se:

$$I_{Dméd} = \frac{I_{L1méd} + I_o}{2} \cdot (1-D) \quad (2.45)$$

O valor da corrente eficaz nos diodos D_1 e D_2 são dados pela equação:

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{I_{L1ef} + I_o}{2} \right)^2 \cdot dt} \quad (2.46)$$

Resolvendo a integral da equação tem-se:

$$I_{Def} = \frac{I_{L1ef} + I_o}{2} \cdot \sqrt{1-D} \quad (2.47)$$

O valor máximo de tensão aplicado sobre os interruptores é dado por:

$$V_{Dmáx} = V_o + V_{ipico} \quad (2.48)$$

2.5. Análise do Conversor Proposto Operando com CFP

No item anterior o conversor *Ćuk* baseado na CCTE foi analisado considerando uma fonte de tensão contínua na entrada e com razão cíclica constante. Na análise do conversor operando com CFP, a fonte de tensão contínua é substituída por uma fonte de tensão alternada juntamente com uma ponte retificadora. O conversor operando com CFP apresenta o mesmo princípio de funcionamento como mostrado anteriormente. Neste modo, a razão cíclica deve variar continuamente de modo que consiga manter a tensão de saída do conversor constante, garantindo uma corrente senoidal retificada e em fase com a tensão de entrada.

2.5.1. Análise da Razão Cíclica

Baseado na expressão do ganho estático calculado anteriormente e tendo em vista que a razão cíclica é variável no tempo para o conversor operando com CFP, a equação (2.13) é reescrita obtendo-se a equação (2.49).

$$\frac{V_o}{|V_{CA}|} = \frac{d(t)}{1-d(t)} \quad (2.49)$$

onde, $|V_{CA}|$ representa a tensão de entrada senoidal retificada dada por

$$|V_{CA}| = V_{pico} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq \pi \quad (2.50)$$

Substituindo-se (2.50) em (2.49) e isolando o termo correspondente a razão cíclica, tem-se:

$$d(t) = \frac{V_o}{V_{pico} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_o} \quad (2.51)$$

O parâmetro adimensional β é definido como a relação entre a tensão de saída e a tensão de pico de entrada do conversor.

$$\beta = \frac{V_o}{V_{ipico}} \quad (2.52)$$

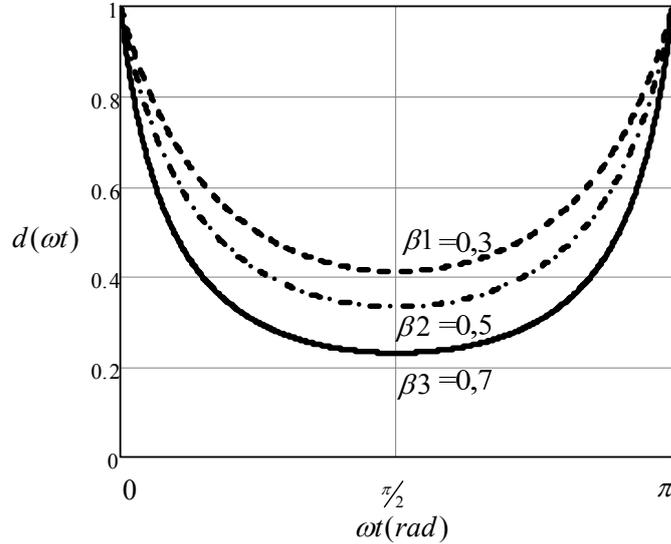
Assim, substituindo-se a equação (2.52) em (2.51) obtém-se:

$$d(\omega t) = \frac{\beta}{\text{sen}(\omega t) + \beta} \quad 0 \leq \omega t \leq \pi \quad (2.53)$$

A razão cíclica assume seu valor máximo quando a tensão de entrada senoidal atingir seu valor mínimo, ou seja, na passagem por zero. Quando a tensão de entrada senoidal

atingir seu valor máximo, a razão cíclica terá seu valor mínimo. A Figura 27 mostra a variação da razão cíclica em função de ωt para meio período da rede e considerando diferentes valores de $\beta_1 = 0,3$, $\beta_2 = 0,5$ e $\beta_3 = 0,7$.

Figura 27 - Variação da razão cíclica para meio período da rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.5.2. Determinação da Ondulação da Corrente nos Indutores L_1 e L_2

A ondulação da corrente no indutor foi calculada anteriormente para o conversor cc-cc proposto e é apresentada na equação (2.19). Deste modo, a variação da ondulação de corrente considerando meio período da tensão da rede é dada por (2.54) e (2.55):

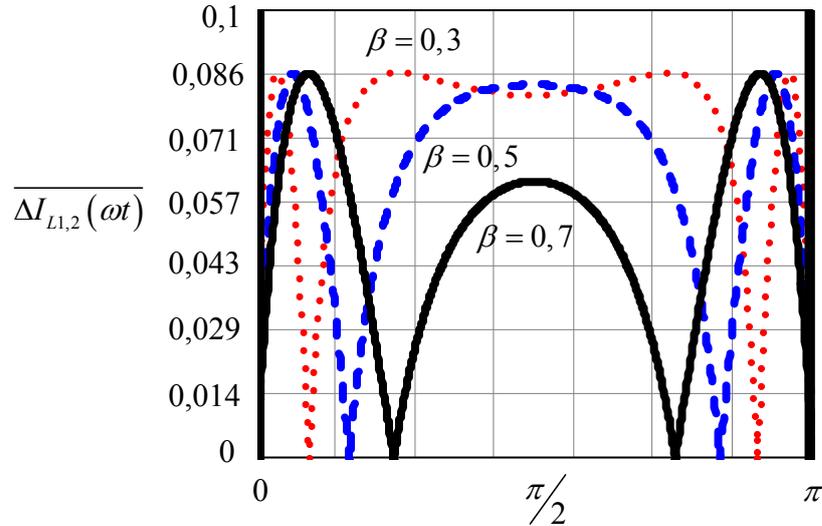
$$\overline{\Delta I_{L_{1,2}}(\omega t)} = \frac{\Delta I_{L_{1,2}} \cdot L_{1,2} \cdot f_s}{V_o} = \frac{(\beta - \sin(\omega t)) \cdot \sin(\omega t)}{2 \cdot \beta \cdot (\beta + \sin(\omega t))} \quad (2.54)$$

$$\overline{\Delta I_{L_{1,2}}(\omega t)} = \frac{\Delta I_{L_{1,2}} \cdot L_{1,2} \cdot f_s}{V_i} = \frac{(\sin(\omega t) - \beta) \cdot \beta}{2 \cdot \sin(\omega t) \cdot (\beta + \sin(\omega t))} \quad (2.55)$$

A Figura 28 mostra a variação da ondulação da corrente normalizada em função do tempo para meio período da rede e para diferentes valores de $\beta_1 = 0,3$, $\beta_2 = 0,5$ e $\beta_3 = 0,7$. Observa-se que o máximo valor da ondulação de corrente normalizada ocorre em:

$$\theta = \text{sen}^{-1}(\beta \cdot \sqrt{2} - 1) \quad (2.56)$$

Figura 28 - Variação da corrente no indutor parametrizada para meio período da rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.5.3. Determinação dos Esforços para Operação com CFP

A análise dos esforços de tensão e corrente dos principais componentes do conversor operando no modo de condução contínua com CFP é realizada assumindo que o fator de potência do conversor é unitário. Com isso, a tensão de entrada e a corrente de entrada são definidas como:

$$v_i(t) = V_{ipico} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.57)$$

$$i_i(t) = I_{pico} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.58)$$

onde, $v_i(t)$ é a tensão instantânea de entrada da fonte de alimentação ca; $i_i(t)$ é a corrente instantânea de entrada da fonte de alimentação ca; V_{pico} é a tensão de pico de entrada da fonte de alimentação ca; I_{pico} é a corrente de pico de entrada da fonte de alimentação ca.

Assim, a potência instantânea de entrada é definida como:

$$P_i(t) = V_{pico} \cdot I_{pico} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (2.59)$$

Como a tensão de saída é constante, a potência média de entrada é dada em função da potência de saída e do rendimento do conversor.

$$P_i(t) = \frac{V_{pico} \cdot I_{pico}}{2} = \frac{P_o}{\eta} \quad (2.60)$$

Da equação (2.59) e (2.60), a corrente de pico é definida como:

$$I_{pico} = \frac{2 \cdot V_o \cdot I_o}{V_{pico} \cdot \eta} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \quad (2.61)$$

Para a análise dos esforços de tensão e corrente nos principais componentes, são adotadas as seguintes considerações e simplificações: (i) todos os esforços determinados anteriormente são expressos em função de ωt ; (ii) a tensão de entrada V_i definida anteriormente é substituída por $v_i(t)$ dada por (2.57); (iii) a razão cíclica é substituída por (2.64); (iv) os esforços de corrente são calculados para cada semi-ciclo da rede, ou seja, o período é igual a π ; (v) a corrente média de entrada $I_{iméd}$ definida anteriormente é substituída por $i_i(t)$ dada por

$$i_i(t) = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.62)$$

Assim, a partir das considerações supracitadas são determinados os esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor.

2.5.4. Indutor de Entrada L_1

A corrente que circula pelo indutor L_1 é igual à corrente instantânea de entrada dada pela equação (2.62). Assim, a corrente eficaz no indutor L_1 em função de ωt para um semiciclo da rede é dada por (2.63):

$$I_{L_1\text{ef_CFP}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{2 \cdot \beta \cdot I_o}{\eta} \cdot \text{sen}(\omega t) \right)^2 \cdot d\omega t} \quad (2.63)$$

Resolvendo a equação (2.63) tem-se:

$$I_{L_1\text{ef_CFP}} = \frac{I_o \cdot \beta}{\eta} \cdot \sqrt{2} \quad (2.64)$$

A máxima corrente de pico que circula pelo indutor L_1 é dada pela equação (2.65):

$$I_{L_1\text{pico_CFP}} = 2 \cdot \beta_{\text{máx}} \cdot \frac{I_o}{\eta} + \frac{\Delta I_{L_1\text{máx}}}{2} \quad (2.65)$$

A tensão máxima sobre o indutor L_1 é dada por (2.66):

$$V_{L_1\text{máx_CFP}} = V_{ipicomáx} \quad (2.66)$$

2.5.5. Interruptores S_1 e S_2

A tensão máxima em que ficam submetidos os interruptores S_1 e S_2 do conversor é apresentada por (2.67):

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{ipico} + V_o \quad (2.67)$$

A corrente média nos interruptores S_1 e S_2 em função de ωt é dada por (2.68):

$$I_{S_{1,2}méd_CFP} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}(\omega t) + \frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot \eta}{\beta_{máx}}}{2} \right) \cdot \left(\frac{V_o}{V_{ipico\min} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_o} \right) d\omega t \quad (2.68)$$

Resolvendo a equação (2.68) tem-se:

$$I_{S_{1,2}méd_CFP} = \frac{I_{ipico}}{2 \cdot k_{\min} \cdot \pi} \cdot \left(\pi - \frac{1}{\sqrt{k_{\min}^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{k_{\min} + \sqrt{k_{\min}^2 - 1}}{k_{\min} - \sqrt{k_{\min}^2 - 1}} \right) \right) + \frac{I_{ipico} \cdot \eta}{2 \cdot k_{\min}^2 \cdot \beta_{máx} \cdot \pi} \cdot \left(2 \cdot k_{\min} - \pi + \frac{1}{\sqrt{k_{\min}^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{k_{\min} + \sqrt{k_{\min}^2 - 1}}{k_{\min} - \sqrt{k_{\min}^2 - 1}} \right) \right) \quad (2.69)$$

onde,

$$k_{\min} = \frac{V_{ipico\min}}{V_o} \quad (2.70)$$

A corrente eficaz para meio período da rede é dada por (2.71):

$$I_{S_{1,2}ef_CFP} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}(\omega t) + \frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot \eta}{\beta_{máx}}}{2} \right)^2 \cdot \left(\frac{V_o}{V_{ipico\min} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_o} \right)^2 d\omega t} \quad (2.71)$$

Resolvendo a equação (2.71), tem-se:

$$I_{S_{1,2}ef_CFP} = \sqrt{\frac{I_{ipico}^2}{4 \cdot k_{\min}^2 \cdot \pi} \cdot \left(2 \cdot k_{\min} - \pi + \frac{1}{\sqrt{k_{\min}^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{k_{\min} + \sqrt{k_{\min}^2 - 1}}{k_{\min} - \sqrt{k_{\min}^2 - 1}} \right) \right)^2 + \frac{I_{ipico}^2 \cdot \eta}{2 \cdot k_{\min}^3 \cdot \beta_{máx} \cdot \pi} \cdot \left(\frac{k_{\min}^2 \cdot \pi}{2} + \pi - 2 \cdot k_{\min} - \frac{1}{\sqrt{k_{\min}^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{k_{\min} + \sqrt{k_{\min}^2 - 1}}{k_{\min} - \sqrt{k_{\min}^2 - 1}} \right) \right)^2 + \frac{I_{ipico}^2 \cdot \eta^2}{4 \cdot k_{\min}^4 \cdot \beta_{máx}^2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{4 \cdot k_{\min}^3 \cdot \pi}{3} - \frac{k_{\min}^2 \cdot \pi}{2} - \pi + 2 \cdot k_{\min} + \frac{1}{\sqrt{k_{\min}^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{k_{\min} + \sqrt{k_{\min}^2 - 1}}{k_{\min} - \sqrt{k_{\min}^2 - 1}} \right) \right)^2} \quad (2.72)$$

O valor da corrente de pico nos interruptores S_1 e S_2 é expressa por (2.73):

$$I_{S_{1,2}pico_CFP} = \beta_{m\acute{a}x} \cdot \frac{I_o}{\eta} + \frac{\Delta I_{L1m\acute{a}x}}{2} + \frac{I_{ipico} \cdot \eta}{2 \cdot \beta_{m\acute{a}x}} + \frac{\Delta I_{L2m\acute{a}x}}{2} \quad (2.73)$$

2.5.6. Diodos D_1 e D_2

A tens\~{a}o m\~{a}xima em que ficam submetidos os diodos D_1 e D_2 do conversor \~{e} apresentada por (2.74):

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{ipico} + V_o \quad (2.74)$$

A corrente m\~{e}dia nos interruptores D_1 e D_2 em fun\~{c}\~{a}o de ωt \~{e} dada por (2.75):

$$I_{D_{1,2}m\acute{e}d_CFP} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}(\omega t) + \frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot \eta}{\beta_{m\acute{a}x}}}{2} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_{ipico \min} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_o} \right) d\omega t \quad (2.75)$$

Resolvendo a equa\~{c}\~{a}o (2.75), tem-se:

$$I_{D_{1,2}m\acute{e}d_CFP} = \frac{I_{pico}}{2 \cdot k_{m\acute{a}x} \cdot \pi} \cdot \left(2 \cdot k_{m\acute{a}x} - \pi + \frac{1}{\sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{k_{m\acute{a}x} + \sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}}{k_{m\acute{a}x} - \sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}} \right) \right) + \frac{I_{pico} \cdot \eta}{2 \cdot k_{m\acute{a}x}^2 \cdot \beta_{m\acute{a}x} \cdot \pi} \cdot \left(\pi + \frac{k_{m\acute{a}x}^2 \cdot \pi}{2} - 2 \cdot k_{m\acute{a}x} - \frac{1}{\sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{k_{m\acute{a}x} + \sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}}{k_{m\acute{a}x} - \sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}} \right) \right) \quad (2.76)$$

Onde,

$$k_{m\acute{a}x} = \frac{V_{ipicom\acute{a}x}}{V_o} \quad (2.77)$$

A corrente eficaz para meio per\~{i}odo da rede \~{e} dada por (2.78):

$$I_{D_{1,2}ef_CFP} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}(\omega t) + \frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot \eta}{\beta_{m\acute{a}x}}}{2} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_{ipico \min} \cdot \text{sen}(\omega t) + V_o} \right)^2 d\omega t} \quad (2.78)$$

Resolvendo a equa\~{c}\~{a}o (2.78), tem-se:

$$\begin{aligned}
I_{D_{1,2}ef_CFP} = & \frac{I_{ipico}^2}{4 \cdot k_{m\acute{a}x}^2 \cdot \pi} \left(\frac{k_{m\acute{a}x}^2 \cdot \pi}{2} - 2 \cdot k_{m\acute{a}x} + \pi - \frac{1}{\sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{k_{m\acute{a}x} + \sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}}{k_{m\acute{a}x} - \sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}} \right) \right) + \\
& \frac{I_{ipico}^2 \cdot \eta}{2 \cdot k_{m\acute{a}x}^3 \cdot \beta_{m\acute{a}x} \cdot \pi} \left(\frac{4 \cdot k_{m\acute{a}x}^3 \cdot \pi}{3} - \frac{k_{m\acute{a}x}^2 \cdot \pi}{2} - \pi + 2 \cdot k_{m\acute{a}x} + \frac{1}{\sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{k_{m\acute{a}x} + \sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}}{k_{m\acute{a}x} - \sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}} \right) \right) + \\
& \frac{I_{ipico}^2 \cdot \eta^2}{4 \cdot k_{m\acute{a}x}^4 \cdot \beta_{m\acute{a}x}^2 \cdot \pi} \left(\frac{3 \cdot k_{m\acute{a}x}^4 \cdot \pi}{8} - \frac{4 \cdot k_{m\acute{a}x}^3}{3} + \frac{k_{m\acute{a}x}^2 \cdot \pi}{2} + \pi - 2 \cdot k_{m\acute{a}x} - \frac{1}{\sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{k_{m\acute{a}x} + \sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}}{k_{m\acute{a}x} - \sqrt{k_{m\acute{a}x}^2 - 1}} \right) \right)
\end{aligned} \quad (2.79)$$

O valor da corrente de pico nos interruptores D_1 e D_2 é dado por (2.80):

$$I_{D_{1,2}pico_CFP} = \beta_{m\acute{a}x} \cdot \frac{I_o}{\eta} + \frac{\Delta I_{L1m\acute{a}x}}{2} + \frac{I_{ipico} \cdot \eta}{2 \cdot \beta_{m\acute{a}x}} + \frac{\Delta I_{L2m\acute{a}x}}{2} \quad (2.80)$$

2.5.7. Autotransformador T_1

A tensão máxima aplicada aos enrolamentos do autotransformador T_1 é dada pela equação:

$$V_{T1m\acute{a}x_CFP} = \frac{V_{ipico} + V_o}{2} \quad (2.81)$$

A corrente eficaz que circula em cada enrolamento do autotransformador T_1 em função de ωt é dada por (2.82):

$$I_{T1ef_CFP} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{2 \cdot \beta_{m\acute{a}x} \cdot I_o}{\eta \cdot 2} \cdot \text{sen}(\omega t) \right)^2 \cdot d\omega t} \quad (2.82)$$

Resolvendo a equação (2.82) tem-se:

$$I_{T1ef_CFP} = \frac{\beta_{m\acute{a}x} \cdot I_o}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (2.83)$$

O valor da corrente de pico que circula em cada enrolamento do autotransformador é dada por (2.84):

$$I_{T1pico_CFP} = \frac{\Delta I_{L2m\acute{a}x}}{\eta} + \frac{\Delta I_{L1m\acute{a}x}}{2} \quad (2.84)$$

2.5.8. Autotransformador T_2

A tensão máxima aplicada aos enrolamentos do autotransformador T_2 é dada pela equação (2.85):

$$V_{T2m\acute{a}x_CFP} = \frac{V_{ipico} + V_o}{2} \quad (2.85)$$

A corrente eficaz que circula em cada enrolamento do autotransformador T_2 em função de ωt é dada por (2.86):

$$I_{T2ef_CFP} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot \eta}{2 \cdot \beta_{m\acute{a}x}} \right)^2 \cdot d\omega t} \quad (2.86)$$

Resolvendo a equação (2.82) tem-se:

$$I_{T2ef_CFP} = \frac{I_{ipico} \cdot \eta}{\beta_{m\acute{a}x}} \cdot \sqrt{\frac{3}{32}} \quad (2.87)$$

O valor da corrente de pico que circula em cada enrolamento do autotransformador é dada por (2.88):

$$I_{T2pico_CFP} = \frac{I_{ipico} \cdot \eta}{2 \cdot \beta_{m\acute{a}x}} + \frac{\Delta I_{L2m\acute{a}x}}{2} \quad (2.88)$$

2.5.9. Indutor de Saída L_2

A corrente que circula pelo indutor L_2 em função de ωt para um semiciclo da rede é dada por :

$$I_{L2ef_CFP} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot \eta}{\beta_{m\acute{a}x}} \right)^2 \cdot d\omega t} \quad (2.89)$$

Resolvendo a equação (2.89) tem-se:

$$I_{L2ef_CFP} = \frac{I_{ipico} \cdot \eta}{\beta_{m\acute{a}x}} \cdot \sqrt{\frac{3}{8}} \quad (2.90)$$

A máxima corrente de pico que circula pelo indutor L_2 é dada pela equação (2.65):

$$I_{L2pico_CFP} = \frac{I_{ipico} \cdot \eta}{\beta_{m\acute{a}x}} + \frac{\Delta I_{L2m\acute{a}x}}{2} \quad (2.91)$$

A tensão máxima sobre o indutor L_2 é dada por:

$$V_{L2m\acute{a}x_CFP} = V_{ipicom\acute{a}x} \quad (2.92)$$

2.5.10. Capacitor de Saída C_2

A corrente eficaz que circula pelo capacitor C_2 é dada por (2.93):

$$I_{C2ef_CFP} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{I_{ipico} \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{\beta_{m\acute{a}x}} - I_o \right) \cdot d\omega t} \quad (2.93)$$

Resolvendo a equação (2.93) tem-se a equação que define a corrente eficaz no capacitor de filtro de saída C_2 .

$$I_{C2ef_CFP} = \sqrt{\frac{8 \cdot I_o^2 \cdot \beta_{m\acute{a}x} - 8 \cdot I_o \cdot I_{ipico} \cdot \beta_{m\acute{a}x} + 3 \cdot I_{ipico}^2}{8 \cdot \beta_{m\acute{a}x}}} \quad (2.94)$$

2.5.11. Diodos da Ponte Retificadora

A máxima tensão reversa sobre os diodos da ponte retificadora é expressa em (2.95):

$$V_{Dret} = V_{ipicom\acute{a}x} \quad (2.95)$$

A corrente instantânea em um dos diodos da ponte retificadora em função de ωt é definida pela equação (2.96):

$$i_{Dret}(t) = \begin{cases} I_{ipico} \cdot \text{sen}(\omega t) & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.96)$$

Assim, a corrente média nos diodos da ponte retificadora é dada por (2.97):

$$I_{Dretmed} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{ipico} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t \quad (2.97)$$

Resolvendo a equação (2.97), obtém-se a corrente média nos diodos dada por (2.98):

$$I_{Dretmed} = \frac{I_{ipico}}{\pi} \quad (2.98)$$

A corrente eficaz nos diodos da ponte é expressa por (2.99):

$$I_{Dretref} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\int_0^{2\pi} (I_{ipico} \cdot \text{sen}(\omega t))^2 \cdot d\omega t} \quad (2.99)$$

Resolvendo a equação (2.99), obtém-se a corrente eficaz nos diodos dada por (2.100):

$$I_{Dretref} = I_{ipico} \cdot \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (2.100)$$

A corrente de pico repetitivo através dos diodos da ponte retificadora de entrada é igual a corrente de pico de entrada I_{ipico}

$$I_{Dreterf} = I_{ipico} \quad (2.101)$$

2.6. Conclusões

Nesse capítulo foi realizada a análise qualitativa e quantitativa do conversor *Cúk* baseado na CCTE com correção do fator de potência. Todos os esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor foram determinados para a operação do circuito no modo de condução contínua para meio período da rede. Na análise qualitativa e quantitativa foi verificado que tanto no indutor de entrada L_1 quanto no indutor de saída L_2 possuem frequência de operação igual ao dobro da frequência de comutação dos interruptores, o que possibilita uma redução de peso e volume dos mesmos.

3. PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

3.1. Introdução

Neste capítulo é apresentado o projeto do conversor proposto. As especificações e considerações de projeto são apresentadas a fim de quantificar os esforços de corrente e tensão em cada componente. Assim, com os esforços em cada componente definidos podem ser escolhidos os interruptores, diodos e demais componentes que compõem o circuito de potência. Ao fim, é apresentada a modelagem de perdas dos componentes do conversor e o rendimento teórico do conversor.

3.2. Especificações e Considerações de Projeto

As especificações para o projeto do conversor são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2 - Especificações do conversor.

Especificação	Valor
Potência de saída	$P_o = 1 \text{ kW}$
Tensão de entrada eficaz mínima	$V_{ief_min} = 176 \text{ V}$
Tensão de entrada eficaz nominal	$V_{ief_nom} = 220 \text{ V}$
Tensão de entrada eficaz máxima	$V_{ief_max} = 264 \text{ V}$
Frequência da rede	$f_r = 60 \text{ Hz}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o projeto foram assumidos os seguintes parâmetros listados na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros assumidos para o projeto.

Parâmetro	Valor
Frequência de comutação	$f_s = 25 \text{ kHz}$
Ondulação da corrente no indutor L_1	$\Delta I_{L1} = 15\% \cdot I_{L1_max}$
Ondulação da corrente no indutor L_2	$\Delta I_{L2} = 15\% \cdot I_{L2_max}$
Ondulação da tensão no capacitor C_1	$\Delta V_{C1} = 2\% \cdot V_{C1_max}$
Ondulação da tensão no capacitor C_2	$\Delta V_{C2} = 2\% \cdot V_{o_max}$
Rendimento teórico estimado	$\eta = 95\%$

Fonte: Elaborada pelo autor.

O valor máximo da tensão de entrada é dado por:

$$V_{picomáx} = V_{ief_max} \cdot \sqrt{2}. \quad (3.1)$$

Substituindo valores em (3.1), obtém-se:

$$V_{picom\acute{a}x} = 264 \cdot \sqrt{2} = 373,35 \text{ V}.$$

O valor máximo de corrente fornecido pela rede é dado por:

$$I_p = \frac{2 \cdot 0,342 \cdot 6,17}{0,95} = 6,676 \text{ A}.$$

O parâmetro adimensional que relaciona a tensão de saída com a tensão de pico de entrada é calculado a partir (2.52). Substituindo valores, tem-se:

$$\beta = \frac{162}{220 \cdot \sqrt{2}} \cong 0,521.$$

O ângulo de interseção entre os valores das tensões de entrada e de saída é calculado por:

$$\theta = \text{sen}^{-1}(\beta). \quad (3.2)$$

Substituindo o valor de β em (3.2), obtém-se:

$$\theta = \text{sen}^{-1}(0,521) \cong 31,38 \text{ graus}.$$

3.3. Dimensionamento dos Interruptores

a) Esforços de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2

A tensão máxima sobre o interruptor S_1 é obtida a partir de (2.67), como dado por:

$$V_{S_{1,2_max}} = 373,35 + 162 \cong 535,35 \text{ V}.$$

Substituindo valores em (2.70), obtém-se o valor médio de corrente através de S_1 :

$$I_{S_{1,2_med}} \cong 2,621 \text{ A}.$$

O valor eficaz da corrente através do interruptor é encontrado a partir de (2.71), substituindo valores obtém-se:

$$I_{S_{1,2ef_CFP}} \cong 4,411 \text{ A}.$$

A partir de (2.73) e substituindo valores, obtém-se o valor máximo de corrente:

$$I_{S_{1,2pico_CFP}} = 0,651 \cdot \frac{6,17}{0,95} + \frac{1,269}{2} + \frac{8,458 \cdot 0,95}{2 \cdot 0,651} + \frac{1,19}{2} \cong 11,632 \text{ A}.$$

Para o projeto adotou-se o interruptor *IGBT* devido as suas características de tensão e corrente. A Tabela 4 apresenta os dados do interruptor escolhido são obtidos em (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2000).

Tabela 4 - Dados do interruptor S_1 .

Parâmetro	Valor
Tipo	IGBT
Fabricante	International Rectifier
Referência	IRG4PF50WD
Máxima tensão coletor-emissor	$V_{CE_S} = 900 \text{ V}$
Máxima corrente de coletor	$I_{C_S} = 28 \text{ A}$
Máxima corrente de dreno pulsada	$I_{Cp_S} = 204 \text{ A}$
Faixa de operação para temperatura de junção	-55 °C a +150 °C
Resistência térmica junção-encapsulamento	$R_{thjc_S} = 0,64 \text{ °C/W}$
Resistência térmica junção-ambiente	$R_{thja_S} = 40 \text{ °C/W}$
Resistência térmica encapsulamento-dissipador	$R_{thcd_S} = 0,24 \text{ °C/W}$
Tempo de subida	$t_{r_S} = 50 \cdot 10^{-9} \text{ s}$
Tempo de descida	$t_{f_S} = 110 \cdot 10^{-9} \text{ s}$

Fonte: International Rectifier (2000).

b) *Esforços de corrente e tensão dos diodos D_1 e D_2*

O valor máximo da tensão sobre o diodo é obtido substituindo valores em (2.74):

$$V_{D1} = V_{D2} = 373,35 + 162 \cong 535,35 \text{ V}$$

Substituindo valores em (2.75), obtém-se a corrente média através do diodo:

$$I_{D1,2_med} \cong 3,706 \text{ A.}$$

O valor eficaz da corrente através do diodo é encontrado a partir de (2.78):

$$I_{D1,2_ef} \cong 5,497 \text{ A.}$$

O valor de pico de corrente no diodo é obtido substituindo valores em (2.80):

$$I_{D1,2pico_CFP} = 0,651 \cdot \frac{6,17}{0,95} + \frac{1,269}{2} + \frac{8,458 \cdot 0,95}{2 \cdot 0,651} + \frac{1,19}{2} \cong 11,632 \text{ A.}$$

Para os diodos D_1 e D_2 adotou-se do tipo ultra rápido. A Tabela 5 apresenta os dados do diodo são obtidos em (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2006b).

c) *Diodos da Ponte Retificadora*

Substituindo valores em (2.95), obtém-se o valor de tensão máxima sobre os diodos:

$$V_{PR_max} = 264 \cdot \sqrt{2} \cong 373,35 \text{ V.}$$

Tabela 5 - Dados dos diodos D_1 e D_2 .

Parâmetro	Valor
Tipo	Diodo Ultra rápido
Fabricante	<i>International Rectifier</i>
Referência	HFA16TB120
Máxima tensão reversa	$V_{R_D} = 1200 \text{ V}$
Máxima corrente direta	$I_{F_D} = 16 \text{ A}$
Máxima corrente repetitiva	$I_{FM_D} = 190 \text{ A}$
Máxima corrente repetitiva	$I_{FM_D} = 190 \text{ A}$
Queda de tensão em condução direta	$V_{f_D} = 2,3 \text{ V @ } 100 \text{ }^\circ\text{C}$
Faixa de operação para temperatura de junção	$-55 \text{ }^\circ\text{C a } +150 \text{ }^\circ\text{C}$
Resistência térmica junção-encapsulamento	$R_{thjc_D} = 0,83 \text{ }^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica junção-ambiente	$R_{thja_D} = 80 \text{ }^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica encapsulamento-dissipador	$R_{thcd_D} = 0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$
Carga de recuperação reversa	$Q_{rr_D} = 680 \cdot 10^{-9} \text{ C @ } 125 \text{ }^\circ\text{C}$
Tempo de recuperação reversa	$t_{rr_D} = 164 \cdot 10^{-9} \text{ s @ } 125 \text{ }^\circ\text{C}$

Fonte: International Rectifier (2006b).

O valor médio de corrente através dos diodos é obtido substituindo valores em (2.98):

$$I_{PR_med} = \frac{8.458}{\pi} \cong 2,692 \text{ A.}$$

A partir dos esforços de tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora optou-se por utilizar o modelo GSIB2580. Na Tabela 6 são apresentados os dados da ponte retificadora escolhida são obtidos em (VISHAY, 2013).

Tabela 6 - Dados da ponte retificadora.

Parâmetro	Valor
Tipo	Ponte Retificadora
Fabricante	<i>VISHAY</i>
Referência	GSIB2580
Máxima tensão repetitiva reversa	$V_{RRM_PR} = 800 \text{ V}$
Máxima corrente de condução direta	$I_{F_PR} = 25 \text{ A}$
Máxima corrente repetitiva	$I_{FSM_PR} = 350 \text{ A}$
Queda de tensão em condução direta	$V_{f_PR} = 1,0 \text{ V @ } 25 \text{ }^\circ\text{C}$
Faixa de operação para temperatura de junção	$-55 \text{ }^\circ\text{C a } +150 \text{ }^\circ\text{C}$

Fonte: VISHAY (2013).

3.4. Dimensionamento do Capacitor de Acumulação C_1 e Capacitor de Saída C_2

a) Dimensionamento do capacitor de acumulação C_1

Para a determinação da capacitância do capacitor C_1 utiliza-se a equação (2.23):

$$C_1 = \frac{4,785 \cdot (1 - 2 \cdot 0,34)}{9,46 \cdot 50 \cdot 10^3} = 3,237 \cdot 10^{-6} \text{ F.}$$

Adotaram-se dois capacitores de polipropileno de em $1,8 \mu\text{F}/600 \text{ V}$ paralelo, assim C_1 apresenta o valor de $3,6 \mu\text{F}$.

O valor máximo de tensão sobre o capacitor C_1 é dado por (2.38):

$$V_{C1} = 162 + 373,35 \cong 535,35 \text{ V.}$$

b) Dimensionamento do capacitor de saída C_2

Para a determinação da capacitância do capacitor C_2 utiliza-se o critério do tempo de manutenção (*hold-up time*) (TODD, 1999). Assim o valor de capacitância é dado por (3.3):

$$C_2 = \frac{2 \cdot P_o \cdot \Delta t}{V_o^2 - V_{o_desc}^2} \quad (3.3)$$

onde, $\Delta t = 8,3333 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ é o valor que corresponde à metade do período da rede elétrica no qual o capacitor deve fornecer energia para a saída no caso de falta de energia na rede; V_{o_desc} é a tensão mínima de descarga no capacitor C_2 .

Assim, substituindo-se os valores em (3.3):

$$C_2 = \frac{2 \cdot 1000 \cdot 8,3333 \cdot 10^{-3}}{162^2 - 126^2} = 1,608 \times 10^{-3} \text{ F.}$$

A corrente eficaz que circula pelo capacitor é dada por (3.4):

$$I_{C2ef_cfp} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{I_{ipico} \cdot \sin^2(\omega t)}{\beta_{m\acute{a}x}} - I_o \right)^2 \cdot d\omega t} = \sqrt{\frac{8 \cdot I_o^2 \cdot \beta_{m\acute{a}x}^2 - 8 \cdot I_o \cdot I_{ipico} \cdot \beta_{m\acute{a}x} + 3 \cdot I_{ipico}^2}{8 \cdot \beta_{m\acute{a}x}^2}} \quad (3.4)$$

Assim, substituindo-se os valores em (3.4):

$$I_{C2ef_cfp} = \sqrt{\frac{8 \cdot 6,173^2 \cdot 0,651^2 - 8 \cdot 6,173 \cdot 8,458 \cdot 0,651 + 3 \cdot 8,458^2}{8 \cdot 0,651^2}} \cong 4,606 \text{ A.}$$

Neste projeto adotou-se o uso de dois capacitores eletrolíticos em paralelo com capacitância de $1000 \mu\text{F}$. Os dados do capacitor são apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 - Dados do capacitor.

Parâmetro	Valor
Tipo	Eletrolítico
Fabricante	<i>EPCOS</i>
Código	B43501
Capacitância nominal	$C_o = 1000 \mu F$
Tensão máxima	$V_{Co_max} = 250 V$
Corrente eficaz máxima	$I_{Co_ef} = 2,5 A @ 85 ^\circ C$
Resistência típica	$R_{se} = 100 \cdot 10^{-3} \Omega$

Fonte: Dados da folha de dados, Epcos (2011).

Os valores equivalentes da capacitância e da resistência da associação de capacitores são dados, respectivamente, por:

$$C_o = 2 \cdot 1 \cdot 10^{-3} F = 2 \cdot 10^{-3} F;$$

$$R_{se} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{2} \cong 50 \cdot 10^{-3} \Omega.$$

3.5. Autotransformadores

a) Dimensionamento do Autotransformador T_1

O valor máximo da tensão sobre os enrolamentos do autotransformador T_1 é obtido substituindo-se valores em (2.27):

$$V_{T1m\acute{a}x_efp} = \frac{373,35 + 162}{2} \cong 267,675 V.$$

O valor eficaz das correntes através dos enrolamentos do autotransformador são obtidos substituindo-se valores em (2.83):

$$I_{T1ef_cfp} = \frac{0,651 \cdot 6,173}{0,95} \cdot \sqrt{\frac{1}{2}} = 2,99 A.$$

O valor de pico máximo das correntes através dos enrolamentos do autotransformador são obtidos substituindo-se valores em (2.84):

$$I_{T1pico_cfp} = \frac{1,19}{0,95} + \frac{1,269}{2} \cong 4,863 A.$$

Para o projeto do autotransformador T são feitas as seguintes considerações: (i) o autotransformador apresenta relação de transformação unitária; (ii) autotransformador processa somente metade da potência envolvida (BASCOPE, 2001).

A Tabela 8 mostra os parâmetros assumidos para o projeto físico do autotransformador T_1 .

Tabela 8 - Parâmetros de projeto do autotransformador T_1 .

Parâmetro	Valor
Fator de utilização da janela do núcleo	$K_u = 0,4$
Fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento	$K_p = 0,41$
Fator de topologia	$K_f = 1$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$
Densidade máxima de fluxo magnético	$B_{max} = 0,3 \text{ T}$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

O núcleo é determinado a partir do cálculo do produto das áreas (3.5):

$$A_e A_w = \frac{\frac{P_o}{2}}{K_f \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot B_{max} \cdot 2 \cdot f_s} \quad (3.5)$$

Substituindo valores em (3.5), obtém-se o produto das áreas necessário:

$$A_e A_w = \frac{500}{1 \cdot 0,4 \cdot 0,41 \cdot 400 \cdot 0,3 \cdot 2 \cdot 25 \cdot 10^3} \cong 5,081 \text{ cm}^4.$$

A partir da definição do produto de áreas, foi escolhido o núcleo NEE 55/28/21 de material IP12R da fabricante *Thornton*, e os dados são fornecidos por (THORNTON, 2008). As dimensões geométricas do núcleo escolhido são mostradas na Tabela 9.

Tabela 9 - Dimensões do núcleo NEE 55/28/21-IP12R.

Parâmetro	Valor
Área da seção transversal do núcleo	$A_e = 3,54 \text{ cm}^2$
Área da janela de núcleo	$A_w = 2,5 \text{ cm}^2$
Produto das áreas	$A_e A_w = 8,85 \text{ cm}^4$
Comprimento médio magnético	$l_t = 11,6 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_e = 42,5 \text{ cm}^3$
Altura da janela do núcleo	$G = 3,7 \text{ cm}$
Peso aproximado do núcleo	$P = 109 \text{ g}$

Fonte: Dados do catálogo de núcleos, Thornton (2008).

O número de espiras do primário é dado por (3.6):

$$N_{e-T} = \left(\frac{V_{T1max_cfp}}{4 \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \right) \quad (3.6)$$

Substituindo valores da Tabela 8 e da Tabela 9 em (3.6), obtém-se o número de espiras:

$$N_{e_T} = \left(\frac{267,676}{4 \cdot 3,54 \cdot 0,3 \cdot 25 \cdot 10^3} \cdot 10^4 \right) = 25,205.$$

Para o projeto assumiu-se $N_{e_T} \cong 26$ espiras para cada enrolamento tendo em vista que a relação de transformação é unitária.

O cálculo da profundidade de penetração da corrente é dado por (3.7):

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (3.7)$$

Substituindo os valores em (3.7) tem-se: $\Delta = 0,047 \text{ cm}$.

Assim o diâmetro do fio escolhido deve ser menor que (3.8):

$$Di_{m\acute{a}x} = 2 \cdot \Delta \quad (3.8)$$

Substituindo os valores em (3.8) tem-se: $Di_{m\acute{a}x} = 0,095 \text{ cm}$.

Para o projeto, o fio escolhido é o 26AWG, pelas suas características de menor diâmetro e apresentar flexibilidade. Os dados deste fio são obtidos a partir de (BARBI, 2007) e apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 - Dados do fio 26AWG.

Parâmetro	Valor
Diâmetro da seção transversal do condutor	$d_{fio_22} = 0,064 \text{ cm}$
Área do cobre	$A_{cufio} = 0,001287 \text{ cm}^2$
Área do fio com isolamento	$A_{cufio_iso} = 0,001671 \text{ cm}^2$
Resistência do fio a 100 °C	$R_{fio22} = 0,000708 \text{ } \Omega/\text{cm}$

Fonte: Dados do catálogo fios AWG, Barbi (2007).

A área de seção de cobre do fio é calculada por:

$$S_{fio_T1} = \frac{I_{T1ef_cfp}}{J_{max}} \quad (3.9)$$

Substituindo valores em (3.9) é obtida área de cobre necessária:

$$S_{fio_T1} = \frac{2,99}{400} = 7,47608 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2.$$

O número de fios em paralelo é calculado por:

$$N_{fios_T1} = \frac{S_{fio_T1}}{A_{cufio}} \quad (3.10)$$

Substituindo valores em (3.10), obtém-se:

$$N_{\text{fios}_{T1}} = \frac{7,47608 \cdot 10^{-3}}{0,001287} = 6.$$

Na Tabela 11 é apresentado um resumo dos detalhes de projeto do autotransformador T_1 .

Tabela 11 - Resumo do projeto físico do autotransformador T_1 .

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	NEE-55/28/21-IP12R
Número de espiras	26
Fio utilizado	AWG 26
Número de fios em paralelo	6
Comprimento do fio	3,016 m

Fonte: Elaborada pelo autor.

b) *Dimensionamento do Autotransformador T_2*

O valor máximo da tensão sobre os enrolamentos do autotransformador T_2 é obtido substituindo-se valores em (2.85):

$$V_{T2\text{máx}_{cfp}} = \frac{373,35 + 162}{2} \cong 267,675V$$

O valor eficaz das correntes através dos enrolamentos do autotransformador é obtido substituindo-se valores em (2.87):

$$I_{T2\text{ef}_{cfp}} = \frac{8,458 \cdot 0,95}{0,651} \cdot \sqrt{\frac{3}{32}} = 3,78A$$

O valor de pico máximo das correntes através dos enrolamentos do autotransformador é obtido substituindo-se valores em (2.88):

$$I_{T2\text{pico}_{cfp}} = \frac{8,458 \cdot 0,95}{2 \cdot 0,651} + \frac{1,19}{2} = 6,768A$$

Os parâmetros assumidos para o projeto físico do autotransformador T_2 são idênticos aos apresentados na Tabela 8.

O núcleo é determinado a partir do cálculo do produto das áreas, assim com a substituição dos valores em (3.5) tem-se:

$$A_e A_w = \frac{500}{1 \cdot 0,4 \cdot 0,41 \cdot 400 \cdot 0,3 \cdot 2 \cdot 25 \cdot 10^3} \cong 5,081cm^4$$

A partir da definição do produto de áreas, foi escolhido o núcleo NEE 55/28/21 de material IP12R da fabricante *Thornton* e os dados são fornecidos por (THORNTON, 2008). As dimensões geométricas do núcleo escolhido são mostradas na Tabela 9.

O número de espiras do primário é dado por (3.6), assim substituindo os valores da Tabela 8 e da Tabela 9 em (3.14), obtém-se o número de espiras:

$$N_{e_T2} = \left(\frac{267,676}{4 \cdot 3,54 \cdot 0,3 \cdot 25 \cdot 10^3} \cdot 10^4 \right) = 25,205.$$

Para o projeto assumiu-se $N_{e_T2} \cong 26$ espiras para cada enrolamento tendo em vista que a relação de transformação é unitária.

O cálculo da profundidade de penetração da corrente é idêntico ao que foi realizado para o autotransformador T_1 .

Para o projeto, o fio escolhido é o 26AWG pelas suas características de menor diâmetro e apresentar flexibilidade. Os dados deste fio são obtidos a partir de (BARBI, 2007) e apresentados na Tabela 10.

A área de seção de cobre do fio é calculada por:

$$S_{fio_T2} = \frac{I_{T2ef_cfp}}{J_{max}} \quad (3.11)$$

Substituindo valores em (3.11) é obtida a área de cobre necessária:

$$S_{fio_T2} = \frac{3,78}{400} = 9,45019 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

O número de fios em paralelo é calculado por:

$$N_{fios_T2} = \frac{S_{fio_T1}}{A_{cufio}} \quad (3.12)$$

Substituindo valores em (3.12), obtém-se:

$$N_{fios_T1} = \frac{9,45019 \cdot 10^{-3}}{0,001287} = 8$$

Na Tabela 12 é apresentado um resumo dos detalhes de projeto do autotransformador T_2 .

Tabela 12 - Resumo do projeto físico do autotransformador T_2 .

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	NEE-55/28/21-IP12R
Número de espiras	26
Fio utilizado	AWG 26
Número de fios em paralelo	8
Comprimento do fio	3,016 m

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.6. Indutor de Entrada L_1

O valor eficaz da corrente através do indutor L_1 é obtido substituindo valores em (2.64), assim obtém-se o valor eficaz de corrente:

$$I_{L_{1ef_cfp}} = \frac{6,173 \cdot 0,651}{0,95} \cdot \sqrt{2} = 5,981 \text{ A}$$

A corrente de pico através do indutor é calculada de acordo com (2.65):

$$I_{L_{1pico_cfp}} = 2 \cdot 0,651 \cdot \frac{6,173}{0,95} + \frac{1,269}{2} = 9,093 \text{ A}$$

A tensão máxima sobre o indutor L_1 é calculada segundo a equação (2.66):

$$V_{L_{1máx_cfp}} = 373,35 \text{ V}$$

O valor de indutância do indutor L_1 é obtido pela substituindo valores em (2.20):

$$L_1 = \frac{162}{11,656 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 1,296} = 438,183 \text{ } \mu\text{H}$$

A Tabela 13 mostra os parâmetros assumidos para o projeto físico do indutor L_1 .

Tabela 13 - Parâmetros de projeto do indutor L_1 .

Parâmetro	Valor
Fator de ocupação do núcleo pelo enrolamento	$K_w = 0,7$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$
Densidade máxima de fluxo magnético	$B_{max} = 0,3\text{T}$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

O núcleo é determinado a partir do cálculo do produto das áreas:

$$A_e A_w = \frac{L_1 \cdot I_{ipico} \cdot I_{L_{1ef_cfp}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \quad (3.13)$$

Substituindo valores em (3.13), obtém-se o produto das áreas necessário:

$$A_e A_w = \frac{438,2 \cdot 10^{-6} \cdot 9,093 \cdot 5,981 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,3} \cong 2,837 \text{ cm}^4$$

A partir da definição do produto de áreas, foi escolhido o núcleo NEE 42/21/20 de material IP12E da fabricante *Thornton* e os dados são fornecidos por (THORNTON, 2008). As dimensões geométricas do núcleo escolhido são mostradas na Tabela 14.

Tabela 14 - Dimensões do núcleo NEE 42/21/20-IP12E.

Parâmetro	Valor
Área da seção transversal do núcleo	$A_e = 2,4 \text{ cm}^2$
Área da janela de núcleo	$A_w = 1,57 \text{ cm}^2$
Produto das áreas	$A_e A_w = 3,768 \text{ cm}^4$
Comprimento médio magnético	$CMM = 9,7 \text{ cm}$
Comprimento médio de uma espira	$CME = 10,5 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_e = 23,3 \text{ cm}^3$
Altura da janela do núcleo	$G = 3 \text{ cm}$
Peso aproximado do núcleo	$P = 56 \text{ g}$

Fonte: Dados do catálogo de núcleos, Thornton (2008).

O número de espiras é encontrado a partir de:

$$N_{e_L1} = \frac{L_1 \cdot I_{ipico_max} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}} \quad (3.14)$$

Substituindo valores da Tabela 14 e da Tabela 13 em (3.14), obtém-se o número de espiras:

$$N_{e_L1} = \frac{438,138 \cdot 10^{-6} \cdot 9,093 \cdot 10^4}{2,4 \cdot 0,3} = 55,336.$$

Através do arredondamento de N_{e_L1} é definido o valor real de N_e . Assim o valor real é $N_{e_L1real} \cong 56$.

O cálculo do entreferro do indutor é obtido a partir de:

$$l_{g_L1} = \frac{\mu_o \cdot N_{e_L1real}^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_1} \quad (3.15)$$

Substituindo valores em (3.15), obtém-se valor do entreferro do indutor:

$$l_{g_L1} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 56^2 \cdot 2,4 \cdot 10^{-2}}{438,2 \cdot 10^{-6}} = 0,216 \text{ cm}.$$

Segundo (MCLYMAN, 2004), devido ao fluxo magnético de espraiamento (*fringing flux*) na região de entreferro deve ser feita a correção do número de espiras. O fator de correção no cálculo de espiras do indutor é calculado por:

$$F_{c_L1} = 1 + \frac{l_{g_L1}}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{G}{l_{g_L1}} \right) \quad (3.16)$$

Substituindo valores da Tabela 14 em (3.16) é obtido o fator de correção:

$$F_{c_L1} = 1 + \frac{0,216}{\sqrt{2,4^2}} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{3}{0,216}\right) = 1,463.$$

Dessa forma é calculado um novo número de espiras considerando o fator de correção, assim o novo valor é dado por:

$$N_{e_Fc_L1} = \frac{L_1 \cdot I_{ipico_cfp}}{B_{máx} \cdot A_e \cdot \sqrt{F_{c_L1}}} \cdot 10^4 \quad (3.17)$$

Substituindo valores em (3.17) é obtido o número de espiras corrigido:

$$N_{e_Fc_L1} = \frac{438,2 \cdot 10^{-6} \cdot 9,093}{0,3 \cdot 2,4 \cdot \sqrt{1,463}} \cdot 10^4 \cong 46.$$

Assumiu-se que o número de espiras é igual a 46.

O cálculo da profundidade de penetração da corrente é dado por (3.18):

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot f_s}} \quad (3.18)$$

Substituindo os valores em (3.18) tem-se: $\Delta = 0,034 \text{ cm}$.

Assim o diâmetro do fio escolhido deve ser menor que (3.8):

$$Di_{máx} = 2 \cdot \Delta \quad (3.19)$$

Substituindo os valores em (3.8) tem-se: $Di_{máx} = 0,067 \text{ cm}$.

Para o projeto, o fio escolhido é o 26AWG, pelas suas características de menor diâmetro e apresentar flexibilidade. Os dados deste fio são obtidos a partir de (BARBI, 2007) e apresentados na Tabela 10.

A área de seção de cobre do fio é calculada por:

$$S_{fio_L1} = \frac{I_{L1ef_cfp}}{J_{max}} \quad (3.20)$$

Substituindo valores em (3.20) é obtida área de cobre necessária:

$$S_{fio_L} = \frac{5,981}{400} = 0,015 \text{ cm}^2.$$

O número de fios em paralelo é calculado por:

$$N_{fios_L1} = \frac{S_{fio_L1}}{A_{cufio22}} \quad (3.21)$$

Substituindo valores em (3.21), obtém-se:

$$N_{\text{fios}_{-L1}} = \frac{0,015}{0,01287} = 11,618.$$

Assumiu-se o número de fios em paralelo igual a $N_{e_Fc_L1} = 12$. A partir desta escolha, o fator de utilização da janela do núcleo é calculado através de:

$$k_{u_L1} = \frac{N_{\text{fios}_{-L1}} \cdot N_{e_Fc_L1} \cdot A_{\text{cufio26_iso}}}{A_w} \quad (3.22)$$

Substituindo valores em (3.22), obtém-se:

$$k_{u_L} = \frac{11,618 \cdot 12 \cdot 0,01287}{1,57} = 0,588.$$

Verifica-se através do valor do fator de utilização da janela que a construção física do indutor pode ser realizada. Na Tabela 15 é apresentado um resumo dos detalhes de projeto do indutor.

Tabela 15 - Resumo do projeto físico do indutor L_1 .

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	NEE-42/21/20-IP12E
Número de espiras	46
Fio utilizado	AWG 26
Número de fios em paralelo	26
Comprimento do fio	4,83m
Altura calculada do entreferro	0,216cm

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.7. Indutor de Saída L_2

O valor eficaz da corrente através do indutor é obtido substituindo valores em :

$$I_{L_2\text{ef_cfp}} = \frac{8,458 \cdot 0,95}{0,651} \cdot \sqrt{\frac{3}{8}} = 7,56 \text{ A.}$$

A corrente de pico através do indutor é calculada de acordo com (2.91):

$$I_{L_2\text{pico_cfp}} = \frac{8,458 \cdot 0,95}{0,651} + \frac{1,19}{2} = 12,941 \text{ A.}$$

A tensão máxima sobre o indutor L_2 é calculada segundo a equação (2.92):

$$V_{L_2\text{máx_cfp}} = 373,35 \text{ V.}$$

O valor de indutância do indutor L_2 é obtido pela substituição de valores em (2.20):

$$L_2 = \frac{162}{11,656 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 1,19} = 466,987 \mu H.$$

Para o projeto do indutor L_2 adotou-se os mesmo parâmetros apresentados na Tabela 13.

O núcleo é determinado a partir do cálculo do produto das áreas:

$$A_e A_w = \frac{L_1 \cdot I_{ipico} \cdot I_{L1ef_cfp} \cdot 10^4}{K_w \cdot J_{máx} \cdot B_{máx}} \quad (3.23)$$

Substituindo valores em (3.23), obtém-se o produto das áreas necessário:

$$A_e A_w = \frac{466,987 \cdot 10^{-6} \cdot 12,941 \cdot 7,56 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 400 \cdot 0,3} \cong 5,439 cm^4$$

A partir da definição do produto de áreas, foi escolhido o núcleo NEE 55/28/21 de material IP12R da fabricante *Thornton* e os dados são fornecidos por (THORNTON, 2008). As dimensões geométricas do núcleo escolhido são mostradas na Tabela 9.

O número de espiras é encontrado a partir de:

$$N_{e_L2} = \frac{L_2 \cdot I_{2ipico_cfp} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}} \quad (3.24)$$

Substituindo valores da Tabela 13 e Tabela 9 em (3.14), obtém-se o número de espiras:

$$N_{e_L2} = \frac{466,987 \cdot 10^{-6} \cdot 12,941 \cdot 10^4}{3,54 \cdot 0,3} = 56,904$$

Através do arredondamento de N_{e_L2} é definido o valor real de N_e . Assim o valor real é $N_{e_L2real} \cong 57$.

O cálculo do entreferro do indutor é obtido a partir de:

$$l_{g_L2} = \frac{\mu_o \cdot N_{e_L2real}^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_2} \quad (3.25)$$

Substituindo valores em (3.25), obtém-se valor do entreferro do indutor:

$$l_{g_L2} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 56^2 \cdot 3,54 \cdot 10^{-2}}{466,987 \cdot 10^{-6}} = 0,309 cm$$

Segundo (MCLYMAN, 2004), devido ao fluxo magnético de espraiamento (*fringing flux*) na região de entreferro deve ser feita a correção do número de espiras. O fator de correção no cálculo de espiras do indutor é calculado por (3.26):

$$F_{c_L2} = 1 + \frac{l_{g_L2}}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{G}{l_{g_L2}} \right) \quad (3.26)$$

Substituindo valores da Tabela 14 em (3.26) é obtido o fator de correção:

$$F_{c_L2} = 1 + \frac{0,309}{\sqrt{3,54^2}} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{3,8}{0,309} \right) = 1,527$$

Dessa forma é calculado um novo número de espiras considerando o fator de correção, assim o novo valor é dado por (3.27):

$$N_{e_Fc_L2} = \frac{L_2 \cdot I_{L2\text{pico_cfp}}}{B_{\text{máx}} \cdot A_e \cdot \sqrt{F_{c_L2}}} \cdot 10^4 \quad (3.27)$$

Substituindo valores em (3.27) é obtido o número de espiras corrigido:

$$N_{e_Fc_L2} = \frac{466,987 \cdot 10^{-6} \cdot 12,941}{0,3 \cdot 3,54 \cdot \sqrt{1,527}} \cdot 10^4 \cong 47$$

Assumiu-se que o número de espiras é igual a 46.

O cálculo da profundidade de penetração da corrente é dado por (3.28):

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{2 \cdot f_s}} \quad (3.28)$$

Substituindo os valores em (3.28) tem-se: $\Delta = 0,034 \text{ cm}$.

Assim o diâmetro do fio escolhido deve ser menor que:

$$Di_{\text{máx}} = 2 \cdot \Delta \quad (3.29)$$

Substituindo os valores em (3.29) tem-se: $Di_{\text{máx}} = 0,067 \text{ cm}$.

Para o projeto, o fio escolhido é o 26AWG, pelas suas características de menor diâmetro e apresentar flexibilidade. Os dados deste fio, obtidos a partir de (BARBI, 2007) são apresentados na Tabela 10

A área de seção de cobre do fio é calculada por:

$$S_{\text{fio_L2}} = \frac{I_{L2\text{ef_cfp}}}{J_{\text{max}}} \quad (3.30)$$

Substituindo valores em (3.30) é obtida área de cobre necessária:

$$S_{\text{fio_L2}} = \frac{7,56}{400} = 0,019 \text{ cm}^2.$$

O número de fios em paralelo é calculado por:

$$N_{fios_L2} = \frac{S_{fio_L2}}{A_{cufio26}}. \quad (3.31)$$

Substituindo valores em (3.31), obtém-se:

$$N_{fios_L2} = \frac{0,019}{0,01287} = 14,686.$$

Assumiu-se o número de fios em paralelo igual a $N_{e_Fc_L2} = 15$. A partir desta escolha, o fator de utilização da janela do núcleo é calculado através de:

$$k_{u_L2} = \frac{N_{fios_L2} \cdot N_{e_Fc_L2} \cdot A_{cufio26_iso}}{A_w} \quad (3.32)$$

Substituindo valores em (3.32), obtém-se:

$$k_{u_L} = \frac{14,686 \cdot 15 \cdot 0,01287}{8,85} = 0,471.$$

Verifica-se através do valor do fator de utilização da janela que a construção física do indutor pode ser realizada. Na Tabela 16 é apresentado um resumo dos detalhes de projeto do indutor.

Tabela 16 - Resumo do projeto físico do indutor L_2 .

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	NEE-55/28/21-IP12R
Número de espiras	47
Fio utilizado	AWG 26
Número de fios em paralelo	15
Comprimento do fio	6,612 m
Altura calculada do entreferro	0,309 cm

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.8. Análise de Perdas no Conversor

Nesta seção é realizada a modelagem das perdas nos componentes. Apresenta-se um gráfico ilustrando o percentual de perdas em cada componente. Ao fim é apresentado o rendimento teórico do conversor.

3.8.1. Perdas nos Interruptores S_1 e S_2

Para o interruptor do tipo *IGBT* é realizada a análise de perdas a partir dos dados do fabricante do interruptor encontrados na Tabela 4 e dos esforços apresentados em 3.3.

a) *Perda por Condução*

Através da linearização das curvas do catálogo de dados do *IGBT*, obtém-se a tensão de limiar $V_{CE0_S1} \cong 1,0V$. Com as curvas linearizadas, a tensão coletor-emissor é uma função linear da corrente que flui através do interruptor e para o valor nominal de corrente $I_{CN_S1} \cong 28 A$, tem-se um valor de tensão coletor-emissor $V_{CEN_S1} \cong 2,7V$. Com estes dados, calcula-se a perda por condução no interruptor S_1 :

$$P_{cond_S1,2} = \frac{V_{CEN_S1,2} - V_{CE0_S1,2}}{I_{CN_S1,2}} \cdot I_{S1,2ef_cjp}^2 + V_{CE0_S1,2} \cdot I_{S1,2méd_cjp} \quad (3.33)$$

Substituindo valores em (3.33), obtém-se o valor da potência média:

$$P_{cond_S1,2} = \frac{2,7-1}{28} \cdot 4,411^2 + 1 \cdot 2,621 = 3,802 W.$$

b) *Perda por Comutação*

A partir da equação (3.34), é calculada a potência dissipada durante a comutação do interruptor.

$$P_{com_S1,2} = \frac{1}{2} \cdot I_{S1,2ef_cjp} \cdot V_{S1,2_max} \cdot (tfn + trn) \cdot f_s \quad (3.34)$$

Substituindo valores em (3.34), obtém-se:

$$P_{com_S1,2} = \frac{1}{2} \cdot 4,411 \cdot 535,352 \cdot (110 \cdot 10^{-9} + 50 \cdot 10^{-9}) \cdot 25 \cdot 10^3 = 4,723 W.$$

c) *Perda Total nos Interruptores S_1 e S_2*

A perda total nos interruptores é representada pelo somatório de todas as perdas nos interruptores, a mesma é dada por:

$$P_{Stotal} = P_{con_S1,2} + P_{com_S1,2} \quad (3.35)$$

Substituindo valores em (3.35), resulta em:

$$P_{S1,2total} = 3,802 + 4,723 \cong 8,525 W.$$

3.8.2. Perdas nos Diodos D_1 e D_2

A partir dos dados do diodo encontrados na Tabela 5 e dos esforços apresentados no Item 0 calculam-se as perdas nos diodos D_1 e D_2 .

Para o cálculo das perdas em condução, utiliza-se o método de linearização das curvas características típicas do diodo. Obtém-se a tensão de limiar $V_{F0_D1,2} \cong 0,8V$. Com a linearização das curvas, a corrente que flui através do diodo é $I_{FN_D1,2} \cong 16A$. Tem-se um

valor de tensão $V_{FN_D1,2} \cong 2,7V$. Com estes dados, calcula-se a perda em condução dada por

(3.36):

$$P_{cond_D1,2} = \left(\frac{V_{FN_D1,2} - V_{F0_D1,2}}{I_{FN_D1,2}} \cdot I_{D1,2ef_cfp}^2 + V_{F0_D1,2} \cdot I_{D1,2med_cfp} \right) \quad (3.36)$$

Substituindo valores em (3.36), obtém-se:

$$P_{cond_D1,2} = \left(\frac{2,7 - 0,8}{16} \cdot 5,497^2 + 0,8 \cdot 3,706 \right) = 6,553 \text{ W}.$$

3.8.3. Perdas nos Diodos da Ponte Retificadora

A partir dos dados do diodo encontrados na Tabela 6 , calculam-se as perdas por condução, e são expressas por (3.37):

$$P_{cond_PR} = 4 \cdot (V_{F_PR} \cdot I_{Dretmed_cfp}) \quad (3.37)$$

Substituindo valores em (3.37), resulta em:

$$P_{cond_PR} = 4 \cdot (0,85 \cdot 2,692) = 9,154 \text{ W}.$$

3.8.4. Perdas no Indutor de Entrada L_1

As perdas no indutor são o somatório das perdas no enrolamento de cobre e das perdas no núcleo de ferrite. A metodologia de análise de perdas no indutor escolhida foi utilizada em outros trabalhos acadêmicos, como em (BRANCO, 2005) e (OLIVEIRA FILHO, 2010).

a) Perdas no Cobre

Os parâmetros necessários para o cálculo de perdas nos enrolamentos são apresentados na Tabela 17.

Tabela 17 - Parâmetros para o cálculo de perdas nos enrolamentos do indutor L_1 .

Parâmetro	Valor
Resistividade do cobre a 20 °C	$\rho_{(20^\circ C)} = 1,708 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$
Coefficiente térmico do cobre	$\alpha_{Cu} = 0,00393^\circ C^{-1}$
Temperatura ambiente	$T_{am} = 40^\circ C$
Elevação máxima de temperatura	$\Delta T = 40^\circ C$

Fonte: Oliveira Filho (2010).

A partir dos dados encontrados na Tabela 13 e Tabela 17, são calculadas as perdas no cobre.

A resistividade do cobre é calculada para a máxima temperatura no enrolamento, a mesma é dada por:

$$\rho_{Cu(T_e)} = \rho_{Cu(20^\circ C)} \cdot [1 + \alpha_{Cu} \cdot (T_e - 20^\circ C)], \quad (3.38)$$

onde, T_e é a temperatura efetiva.

O valor da temperatura efetiva é dado por:

$$T_e = T_{am} + \Delta T. \quad (3.39)$$

Substituindo valores em (3.39), tem-se:

$$T_e = 40 + 40 = 80 \text{ }^\circ C.$$

Substituindo os dados da Tabela 17 em (3.38), obtém-se a resistividade do cobre para a temperatura efetiva:

$$\rho_{Cu(T_e)} = 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot [1 + 0,00393 \cdot (80 - 20)] = 2,11 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot cm.$$

O cálculo da resistência do fio é dado por:

$$R_{fio} = N_{e_Fc_L1} \cdot \rho_{Cu(T_e)} \cdot \frac{CME}{N_{e_L1real} \cdot A_{cufio_iso}} \quad (3.40)$$

Substituindo valores em (3.40), obtém-se:

$$R_{fio} = 46 \cdot 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{10,5}{12 \cdot 0,01287} = 65,989 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega.$$

O cálculo de perdas no cobre é dado por:

$$P_{Cu} = R_{fio} \cdot I_{L1ef_efp}^2 \quad (3.41)$$

Substituindo valores em (3.41), obtém-se:

$$P_{Cu} = 65,989 \cdot 10^{-3} \cdot 5,981^2 = 2,36 \text{ } W.$$

b) Perdas no Núcleo

A partir dos dados de projeto do indutor encontrados na Tabela 13 e Tabela 17 são calculadas as perdas no núcleo.

Inicialmente, calcula-se a variação da densidade de fluxo máxima, a mesma é dada por:

$$\Delta B_{max} = \frac{\Delta I_{L1_max} \cdot B_{max}}{I_{L1_max}}. \quad (3.42)$$

O valor máximo da excursão da densidade de fluxo é obtido substituindo valores em (3.42):

$$\Delta B_{max} = \frac{1,26 \cdot 0,3}{9,093} \cong 0,042 \text{ T.}$$

O cálculo da perda no núcleo é obtido a partir de:

$$P_{Fe} = k \cdot f_s^x \cdot \Delta B_{max}^y \cdot V_e \cdot 10^{-3}, \quad (3.43)$$

Onde, os coeficientes k , x e y são parâmetros relacionados com o material magnético IP12[®] a 80°C, os mesmos foram obtidos a partir de (OLIVEIRA, 2001. *apud* BATISTA, 1998). Estes coeficientes possuem os seguintes valores: $k = 7,9292 \cdot 10^{-3}$, $x = 1,4017$ e $y = 2,3294$.

Substituindo valores em (3.43), obtém-se o valor das perdas no núcleo, as mesmas são dadas por:

$$P_{Fe} = 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (25 \cdot 10^3)^{1,4017} \cdot 0,042^{2,3294} \cdot 23,3 \cdot 10^{-3} \cong 0,168 \text{ W.}$$

c) Perdas Totais no Indutor L_1

As perdas totais no indutor são representadas pelo somatório de todas as perdas:

$$P_{L1} = P_{Cu} + P_{Fe}. \quad (3.44)$$

Substituindo valores em (3.44), obtém-se:

$$P_{L1} = 2,36 + 0,168 = 2,528 \text{ W.}$$

3.8.5. Perdas no Indutor de Saída L_2

Seguindo a mesma metodologia utilizada para o indutor L_1 , as perdas no enrolamento de cobre e no núcleo de ferrite do indutor L_2 são apresentadas a seguir.

a) Perdas no Cobre

O cálculo da resistência do fio é dado por:

$$R_{fio} = N_{e_Fc_L2} \cdot \rho_{Cu(T_e)} \cdot \frac{CME}{N_{e_L2real} \cdot A_{cufio_iso}} \quad (3.45)$$

Substituindo valores em (3.45), obtém-se:

$$R_{fio} = 47 \cdot 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{11,6}{15 \cdot 0,01287} = 60,0 \cdot 10^{-3} \Omega.$$

O cálculo de perdas no cobre é dado por:

$$P_{Cu} = R_{fio} \cdot I_{L1ef_cfp}^2 \quad (3.46)$$

Substituindo valores em (3.41), obtém-se:

$$P_{Cu} = 60,0 \cdot 10^{-3} \cdot 7,56^2 = 3,406 \text{ W}.$$

b) Perdas no Núcleo

A partir dos dados de projeto do indutor encontrados na Tabela 13 e Tabela 17 são calculadas as perdas no núcleo.

Inicialmente, calcula-se a excursão da densidade de fluxo máxima, a mesma é dada por:

$$\Delta B_{max} = \frac{\Delta I_{L2_max} \cdot B_{max}}{I_{L2_max}} \quad (3.47)$$

Substituindo valores em (3.47), obtém-se:

$$\Delta B_{max} = \frac{1,19 \cdot 0,3}{12,941} = 0,028$$

O cálculo da perda no núcleo é obtido a partir de (3.48):

$$P_{Fe_L2} = k \cdot f_s^x \cdot \Delta B_{max_Lf}^y \cdot V_{e_55} \cdot 10^{-3} \quad (3.48)$$

Substituindo os valores em (3.48), obtém-se:

$$P_{Fe_L2} = 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (25 \cdot 10^3)^{1,4017} \cdot 0,028^{2,3294} \cdot 42,5 \cdot 10^{-3} \cong 0,119 \text{ W}.$$

c) Perdas Totais no Indutor

As perdas totais no indutor são representadas pelo somatório de todas as perdas:

$$P_{L2} = P_{Cu_L2} + P_{Fe_L2} \quad (3.49)$$

Substituindo os valores em (3.49), obtém-se:

$$P_{L2} = 3,406 + 0,119 \cong 3,525 \text{ W}.$$

3.8.6. Perdas no Capacitor de Saída C_2

a) Perdas por Condução

As perdas por condução no capacitor eletrolítico do barramento de saída são dadas por:

$$P_{C2} = R_{se} \cdot I_{C2ef_cfp}^2 \quad (3.50)$$

Substituindo os valores em (3.50), obtém-se:

$$P_{C2} = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 4,606^2 \cong 1,061W$$

3.8.7. Perdas no Autotransformador T_1

As perdas no autotransformador T_1 são provenientes da resistência do fio de cobre dos enrolamentos, e do núcleo de ferrite. A metodologia de cálculo das perdas no autotransformador é abordada em (MENEZES, 2007). A Tabela 18 apresenta os parâmetros necessários definidos para o cálculo das perdas no autotransformador T_1 .

Tabela 18 - Parâmetros para o cálculo de perdas no autotransformador T_1 .

Parâmetro	Valor
Resistividade do cobre a 80 °C	$\rho_{(20^\circ C)} = 2,11 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$
Coefficiente de perdas por histerese	$K_H = 4 \cdot 10^{-5}$
Coefficiente de perdas por correntes parasitas	$K_E = 4 \cdot 10^{-5}$

a) Perdas no Cobre

O cálculo da resistência do fio no enrolamento primário e do enrolamento secundário é dado por:

$$R_{fio_p,s} = N_{p,s} \cdot \rho_{Cu(T_e)} \cdot \frac{CME}{N_{fios_p,s} \cdot A_{cufio_iso}} \quad (3.51)$$

Substituindo valores em (3.45), obtém-se o valor de resistência do fio no enrolamento primário:

$$R_{fio_p} = 1 \cdot 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{11,6}{6 \cdot 0,01287} = 82,411 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Substituindo valores em (3.45), obtém-se o valor de resistência do fio no enrolamento secundário:

$$R_{fio_s} = 1 \cdot 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{11,6}{6 \cdot 0,01287} = 82,411 \cdot 10^{-3} \Omega$$

O cálculo de perdas no cobre é dado por:

$$P_{Cu_T1} = R_{fio_p} \cdot I_{T1ef_cfp}^2 + R_{fio_s} \cdot I_{T1ef_cfp}^2 \quad (3.52)$$

Substituindo valores em (3.52), obtém-se:

$$P_{Cu_T1} = 82,411 \cdot 10^{-3} \cdot 2,99^2 + 82,411 \cdot 10^{-3} \cdot 2,99^2 = 1,474W$$

b) Perdas no Núcleo

A partir dos dados de projeto do indutor encontrados na Tabela 13 e Tabela 17, são calculadas as perdas no núcleo.

O cálculo da perda no núcleo é obtido a partir de:

$$P_{Fe_T1} = \Delta B_{máx}^{2,3294} \cdot (K_H \cdot f_s + K_E \cdot f_s^2) \cdot V_e. \quad (3.53)$$

Substituindo os valores em (3.53), obtém-se:

$$P_{Fe_T1} = 0,3^{2,3294} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 25 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-5} \cdot f_s^2) \cdot 42,5 = 3,216 \text{ W}.$$

c) Perdas Totais no Indutor

As perdas totais no indutor são representadas pelo somatório de todas as perdas:

$$P_{T1} = P_{Cu_T1} + P_{Fe_T1}. \quad (3.54)$$

Substituindo os valores em (3.54), obtém-se:

$$P_{T1} = 1,474 + 3,216 \cong 4,69 \text{ W}.$$

3.8.8. Perdas no Autotransformador T_2

Para o cálculo das perdas no autotransformador T_2 é utilizada a mesma metodologia aplicada ao cálculo das perdas do autotransformador T_1 . Dessa forma pode-se utilizar os dados presentes na Tabela 18.

a) Perdas no Cobre

O cálculo da resistência do fio no enrolamento primário e do enrolamento secundário é dado por:

$$R_{fio_p,s} = N_{p,s} \cdot \rho_{Cu(T_e)} \cdot \frac{CME}{N_{fios_p,s} \cdot A_{cufio_iso}} \quad (3.55)$$

Substituindo valores em (3.55), obtém-se o valor de resistência do fio no enrolamento primário:

$$R_{fio_p} = 1 \cdot 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{11,6}{8 \cdot 0,01287} = 61,808 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Substituindo valores em (3.55), obtém-se o valor de resistência do fio no enrolamento secundário:

$$R_{fio_s} = 1 \cdot 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{11,6}{8 \cdot 0,01287} = 61,808 \cdot 10^{-3} \Omega$$

O cálculo de perdas no cobre é dado por:

$$P_{Cu_T2} = R_{fio_p} \cdot I_{T2ef_cfp}^2 + R_{fio_s} \cdot I_{T2ef_cfp}^2 \quad (3.56)$$

Substituindo valores em (3.52), obtém-se:

$$P_{Cu_T2} = 61,808 \cdot 10^{-3} \cdot 3,78^2 + 61,808 \cdot 10^{-3} \cdot 3,78^2 = 1,766W$$

b) Perdas no Núcleo

A partir dos dados de projeto do indutor encontrados na Tabela 13 e Tabela 17, são calculadas as perdas no núcleo.

O cálculo da perda no núcleo é obtido a partir de:

$$P_{Fe_T2} = \Delta B_{máx}^{2,3294} \cdot (K_H \cdot f_s + K_E \cdot f_s^2) \cdot V_e \quad (3.57)$$

Substituindo os valores em (3.48), obtém-se:

$$P_{Fe_T2} = 0,3^{2,3294} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 25 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-5} \cdot f_s^2) \cdot 42,5 = 3,216W$$

c) Perdas Totais no Autotransformador T_2

As perdas totais no indutor são representadas pelo somatório de todas as perdas:

$$P_{T2} = P_{Cu_T2} + P_{Fe_T2} \quad (3.58)$$

Substituindo os valores em (3.49), obtém-se:

$$P_{T2} = 1,766 + 3,216 \cong 4,982W$$

3.8.9. Perdas Totais no Conversor

As perdas totais do conversor são representadas pelo somatório das perdas em todos os componentes:

$$Perdas = P_{S1} + P_{S2} + P_{D1} + P_{D2} + P_{Dret} + P_{L1} + P_{L2} + P_{C2} + P_{T1} + P_{T2} \quad (3.59)$$

Substituindo os valores das perdas em cada elemento em (3.59), obtém-se:

$$Perdas = 8,525 + 8,525 + 6,553 + 6,553 + 9,154 + 2,528 + 3,525 + 1,061 + 4,69 + 4,98 = 56,096W$$

A Figura 29 ilustra o percentual de perdas em cada componente do conversor.

3.8.10. Rendimento Teórico

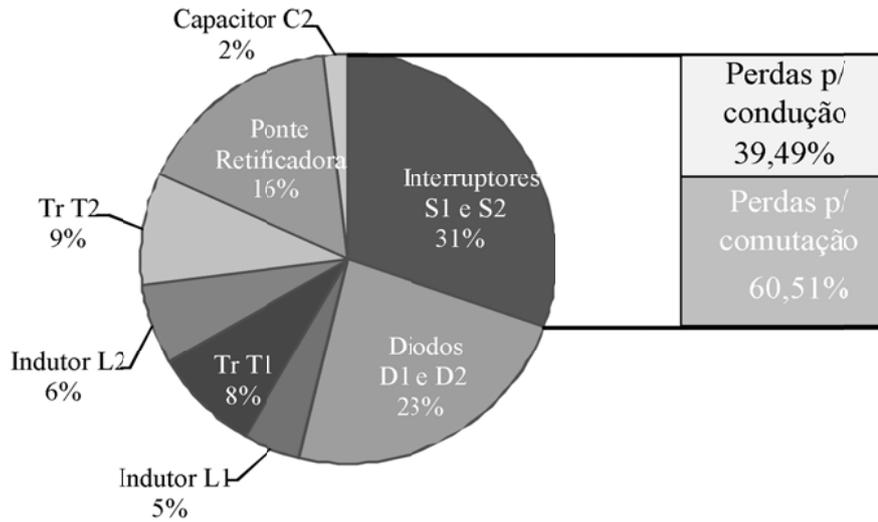
O rendimento teórico do conversor operando com comutação dissipativa e com potência nominal é dado por:

$$\eta_t = \frac{1}{1 + \frac{Perdas}{P_o}} \quad (3.60)$$

Substituindo valores em (3.60), obtém-se:

$$\eta_t = \frac{1}{1 + \frac{56,096}{1000}} \cdot 100\% \cong 94,7\%$$

Figura 29. Gráfico de perdas nos componentes do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

3.9. Conclusões

Neste capítulo foram quantificados os esforços de corrente e tensão em todos os componentes do conversor a fim de dimensionar e especificar os componentes para a montagem do protótipo de 1 kW. Também foi apresentado o projeto para a construção dos elementos magnéticos presentes no circuito de potência. Por fim foi feita a modelagem das perdas nos componentes do conversor para estimar o rendimento do conversor.

4. MODELAGEM E PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR PROPOSTO

4.1. Introdução

Neste capítulo é apresentada a modelagem e a estratégia de controle adotada para o conversor proposto. Inicialmente, é realizada a modelagem do conversor a partir da aplicação da técnica do Modelo Médio em Espaço de Estados a fim de determinar as funções de transferência que relacionam as variáveis de controle. A técnica de controle é baseada no controle por modo corrente média (*Average Current Mode Control - ACMC*) apresentando duas malhas de controle, sendo uma malha de controle da corrente no indutor de entrada L_1 e uma malha de controle da tensão de saída V_o . O projeto dos controladores foi realizado utilizando a metodologia do fator K . A implementação do circuito é realizada de forma analógica.

4.2. Modelagem do Conversor Proposto

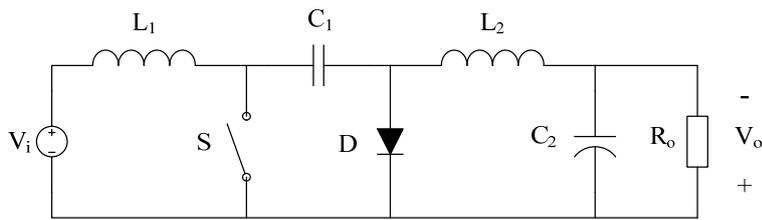
Para obter o modelo do conversor ca-cc *Ćuk* baseado na célula de comutação de três estados foi adotado o circuito original do conversor com as devidas equivalências de valores para os componentes que o compõem, o dobro da frequência de comutação e os componentes ideais. A Figura 30 apresenta o circuito do conversor *Ćuk* equivalente. A Tabela 19 - apresenta as especificações para a modelagem do conversor.

Tabela 19 - Especificações do conversor

Especificação	Valor
Tensão contínua de entrada	$V_i = 311 V$
Tensão contínua de saída	$V_o = 162 V$
Potência de saída	$P_o = 1 kW$
Frequência de comutação	$f_s = 50 kHz$
Período de comutação	$T_s = 20 \mu s$
Razão cíclica	$D = 0,3424$
Indutor de entrada	$L_1 = 438,183 \mu H$
Indutor de saída	$L_2 = 466,987 \mu H$
Capacitor de acumulação	$C_1 = 3,6 \cdot 10 \mu F$
Capacitor de filtro de saída	$C_2 = 2000 \mu F$
Resistor de carga	$R_o = 26,244 \Omega$

Fonte: Elaborada pelo autor.

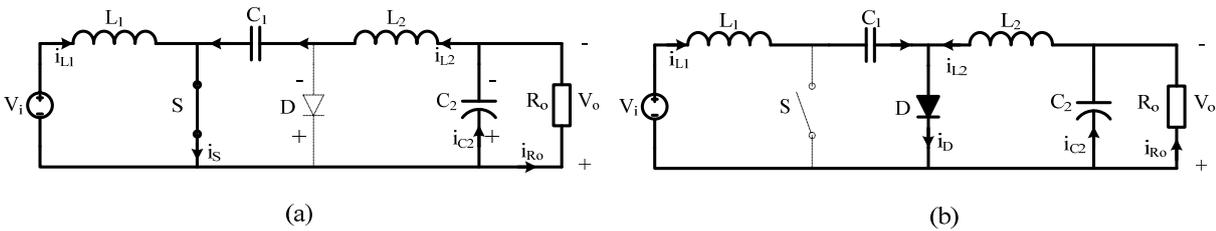
Figura 30 – Conversor cc-cc Ćuk clássico.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, a partir das especificações apresentadas na Tabela 19 - e das etapas de operação apresentadas na Figura 31 são obtidas as equações diferenciais que regem o comportamento do circuito para cada etapa de operação. Para a obtenção das equações em espaço de estados deve-se escolher as variáveis de estado que tipicamente são relacionadas aos elementos armazenadores energia e usualmente são as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores. Dessa forma as variáveis de estado escolhidas são: corrente no indutor L_1 , corrente no indutor L_2 , tensão no capacitor C_1 e tensão no capacitor C_2

Figura 31 - Etapas de operação do conversor cc-cc Ćuk (a) primeira etapa, e (b) segunda etapa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

a) Primeira Etapa de Operação

A partir da Figura 31.(a) é descrita a primeira etapa de operação onde, o interruptor S está fechada e o diodo D esta inversamente polarizado. Assim, as correntes i_{L1} e i_{L2} circulam pelo interruptor S . O capacitor C_1 se descarrega transferindo sua energia para a carga e para o indutor L_2 . Neste caso a corrente i_{Lo} cresce. A fonte de entrada V_i alimenta o indutor L_1 causando o crescimento da corrente i_{L1} . A partir da análise dos nós e das malhas obtém-se as equações para a primeira etapa de operação.

Através da análise das malhas é encontrada a equação (4.1) que define a tensão no indutor L_1 .

$$L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} = V_i(t) \tag{4.1}$$

Através da análise das malhas é encontrada a equação (4.2) que define a tensão no indutor L_2 .

$$L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -V_{C1}(t) + V_{C2}(t) \quad (4.2)$$

A partir da análise das correntes dos nós é encontrada a equação (4.3) que define a corrente no capacitor C_1 .

$$C_1 \cdot \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = I_{L2}(t) \quad (4.3)$$

A partir da análise das correntes dos nós é encontrada a equação (4.4) que define a corrente no capacitor C_2 .

$$C_2 \cdot \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = -I_{L2}(t) - \frac{1}{R_o} \cdot V_{C2}(t) \quad (4.4)$$

Assim, de posse das principais equações diferenciais pode-se montar a equação em espaço de estados seguindo a definição expressa pela equação (4.5) para a primeira etapa de operação.

$$\begin{aligned} K \cdot \dot{x}(t) &= A_1 \cdot x(t) + B_1 \cdot u(t) \\ y(t) &= C_1 \cdot x(t) + E_1 \cdot u(t) \end{aligned} \quad (4.5)$$

onde, $x(t)$ é o vetor de estados; $u(t)$ é o vetor que contem as entradas independentes; $y(t)$ contem as variáveis de saída; K é a matriz de indutâncias e capacitâncias; e A , B , C e E são as matrizes com constantes de proporcionalidade.

O modelo em espaço de estados do conversor para a primeira etapa de operação é expresso em (4.6).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{C1}(t) \\ \dot{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_i(t) \\ \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_i(t) \end{aligned} \quad (4.6)$$

b) Segunda Etapa de Operação

A partir da Figura 31.(b) é descrita a segunda etapa de operação onde, o interruptor S encontra-se bloqueada o diodo D é polarizado diretamente. As correntes i_{L1} e i_{L2} circulam pelo diodo D . Durante esta etapa o capacitor C_1 é carregado pela energia proveniente

da fonte de entrada V_i e da indutância L_1 . A corrente i_{L1} decresce devida à tensão V_{C1} ser maior que V_i . A energia armazenada em L_2 é transferida para a carga; portanto, a corrente i_{L2} também decresce.

A partir da análise dos nós e das malhas obtém-se as equações para a segunda etapa de operação.

Através da análise das malhas é encontrada a equação (4.7) que define a tensão no indutor L_1 .

$$L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} = V_i(t) - V_{C1}(t) \quad (4.7)$$

Através da análise das malhas é encontrada a equação (4.8) que define a tensão no indutor L_2 .

$$L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} = V_{C2}(t) \quad (4.8)$$

A partir da análise das correntes dos nós é encontrada a equação (4.9) que define a corrente no capacitor C_1 .

$$C_1 \cdot \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = I_{L1}(t) \quad (4.9)$$

A partir da análise das correntes dos nós é encontrada a equação (4.10) que define a corrente no capacitor C_2 .

$$C_2 \cdot \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = -I_{L2}(t) - \frac{1}{R_o} \cdot V_{C2}(t) \quad (4.10)$$

Assim, de posse das principais equações diferenciais pode-se montar a equação em espaço de estados seguindo a definição expressa pela equação (4.11) para a primeira etapa de operação.

$$\begin{aligned} K \cdot \dot{x}(t) &= A_2 \cdot x(t) + B_2 \cdot u(t) \\ y(t) &= C_2 \cdot x(t) + E_2 \cdot u(t) \end{aligned} \quad (4.11)$$

O modelo em espaço de estados do conversor para a primeira etapa de operação é expresso em (4.12).

A partir das equações de estado para cada etapa de operação pode-se achar as matrizes médias para um período de comutação. As matrizes médias são dadas por (4.13).

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{C1}(t) \\ \dot{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_i(t) \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_i(t)$$

$$\begin{cases} A = D \cdot A_1 + (1-D) \cdot A_2 \\ B = D \cdot B_1 + (1-D) \cdot B_2 \\ C = D \cdot C_1 + (1-D) \cdot C_2 \\ E = D \cdot E_1 + (1-D) \cdot E_2 \end{cases} \quad (4.13)$$

$$\text{onde, } A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & D-1 & 0 \\ 0 & 0 & -D & 1 \\ 1-D & D & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & \frac{D-1}{R_o} - \frac{D}{R_o} \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, E = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

A partir das matrizes médias é determinado o modelo cc do conversor. Quando as entradas cc são aplicadas, ou seja, $d(t)=D$ e $u(t)=U$, o conversor opera em regime permanente quando a derivada de todos os elementos de $\dot{x}(t)$ são iguais à zero. Logo:

$$\begin{cases} 0 = A \cdot X + B \cdot U \\ Y = C \cdot X + E \cdot U \end{cases} \quad (4.14)$$

Considerando as equações médias do sistema em regime permanente, sua solução é dada por (4.15).

$$\begin{cases} X = -A^{-1} \cdot B \cdot U \\ Y = (-C \cdot A^{-1} \cdot B + E) \cdot U \end{cases} \quad (4.15)$$

onde,

$$X = \left(\frac{D^2 \cdot V_i}{R_o \cdot (D-1)^2} \quad \frac{D \cdot V_i}{R_o \cdot (D-1)} \quad -\frac{V_i}{D-1} \quad -\frac{D \cdot V_i}{D-1} \right)^T, \text{ e } Y = \left(\frac{D^2 \cdot V_i}{R_o \cdot (D-1)^2} \quad 0 \quad 0 \quad -\frac{D \cdot V_i}{D-1} \right)^T.$$

Tendo o modelo cc do conversor é aplicada a metodologia apresentada em (ERICKSON, 2001) para a obtenção do modelo ca de pequenos sinais. Assim, sendo a matriz K não singular e inversível, podem ser escritas as equações de estados na sua forma usual da por (4.16):

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_p \cdot \hat{x}(t) + B_p \cdot \hat{u}_p(t) \\ y(t) &= C_p \cdot \hat{x}(t) + E_p \cdot \hat{u}_p(t) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Onde, a matriz linearizada A_p é dada por (4.17):

$$A_p = K^{-1} \cdot A \quad (4.17)$$

A matriz linearizada B_p é dada por (4.18):

$$B_p = \left[K^{-1} \cdot B \quad K^{-1} \left\{ (A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U \right\} \right] \quad (4.18)$$

A matriz linearizada C_p é dada por (4.19):

$$C_p = C \quad (4.19)$$

A matriz linearizada E_p é dada por (4.20):

$$E_p = \left[E \quad \left\{ (C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U \right\} \right] \quad (4.20)$$

Assim, a matriz de pequenos sinais é dada por (4.21).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{C1}(t) \\ \dot{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(D-1)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R_o C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1(D-1)} \\ 0 & \frac{1}{L_2(D-1)} \\ 0 & -\frac{D(D+R_o(D-1))}{C_1 R_o (D-1)^2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot V_i(t) \\ \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot V_i(t) \end{aligned} \quad (4.21)$$

Assim, a partir da obtenção das matrizes de estado linearizadas pode-se aplicar a equação (4.22) apresentada em (OGATA, 2003) para a obtenção das funções de transferência do conversor.

$$G(s) = C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B + E \quad (4.22)$$

Devido ao conversor ser um sistema de quarta ordem e a disponibilidade de métodos computacionais para a resolução das equações, optou-se por utilizar o *software* MATLAB para a resolução das equações supracitadas. Dessa forma pode-se obter as funções de transferência desejadas para o projeto dos controladores. O código utilizado para a obtenção das funções de transferência do conversor é apresentado no Apêndice A.

A equação (4.23) define a função de transferência do conversor \hat{C}_{uk} que relaciona a corrente do indutor de entrada $L_I i_{L1}(s)$ com a razão cíclica $d(s)$.

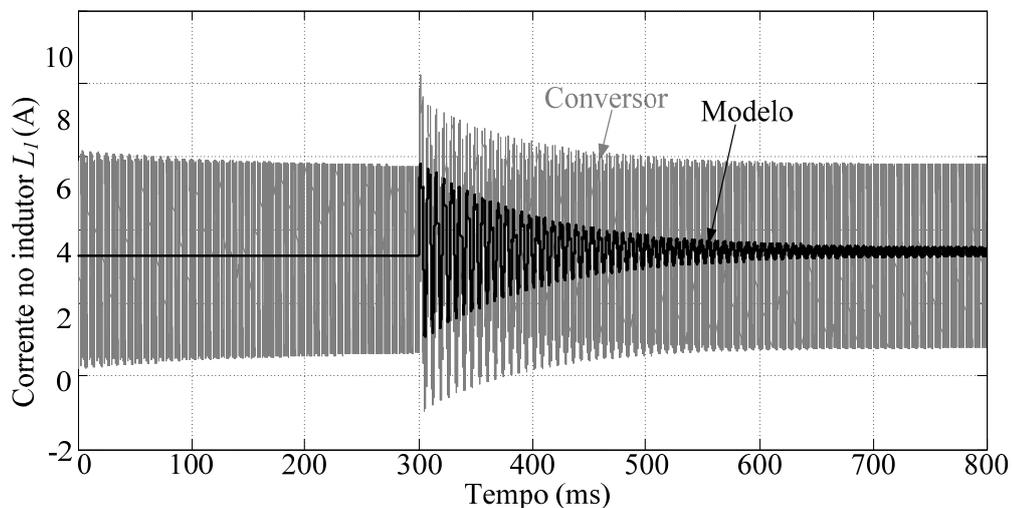
$$G_i(s) = \frac{i_{L1}(s)}{d(s)} = \frac{1,094 \cdot 10^6 s^3 + 3,591 \cdot 10^9 s^2 + 1,977 \cdot 10^{14} s + 7,486 \cdot 10^{15}}{s^4 + 19,05 s^3 + 3,126 \cdot 10^8 s^2 + 5,936 \cdot 10^9 s + 2,621 \cdot 10^{14}} \quad (4.23)$$

A equação (4.23) define a função de transferência do conversor \hat{C}_{uk} que relaciona a corrente do indutor de entrada $L_I i_{L1}(s)$ com a razão cíclica $d(s)$.

$$G_{V_o}(s) = \frac{v_{C2}(s)}{d(s)} = \frac{4,958 \cdot 10^9 s^2 - 8,426 \cdot 10^{11} s + 1,886 \cdot 10^{17}}{s^4 + 19,05 s^3 + 3,126 \cdot 10^8 s^2 + 5,936 \cdot 10^9 s + 2,621 \cdot 10^{14}} \quad (4.24)$$

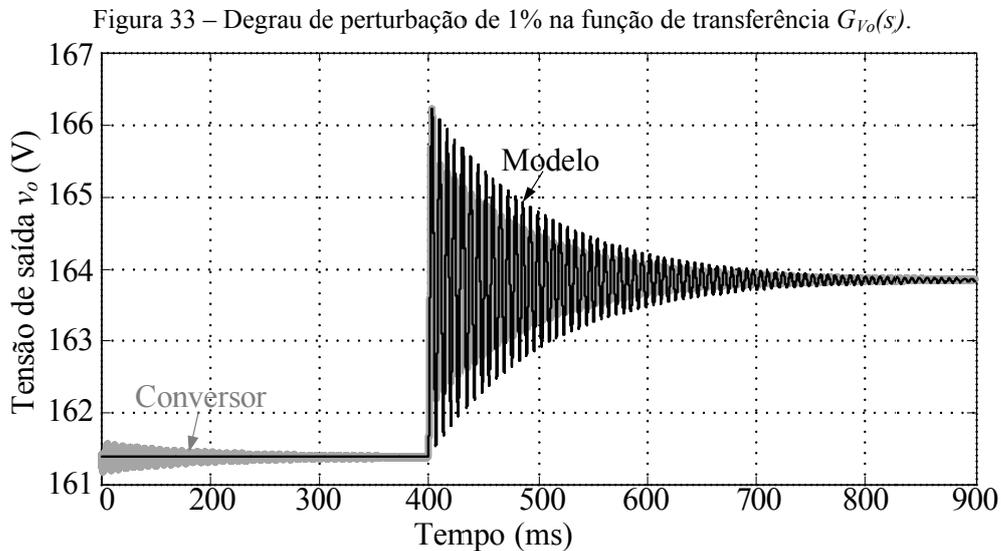
A validação das funções de transferência obtidas é feita através da aplicação de um degrau de perturbação da ordem de 1% na razão cíclica. A partir desse degrau pode-se verificar que o modelo de pequenos sinais representado pela função de transferência é válido para pequenas perturbações em torno do ponto de operação definido em projeto. A Figura 32 apresenta a resposta ao degrau do conversor e do modelo de pequenos sinais da função de transferência apresentada na equação (4.23).

Figura 32 – Degrau de perturbação de 1% na função de transferência $G_i(s)$.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 33 apresenta a resposta ao degrau do conversor e do modelo de pequenos sinais da função de transferência apresentada na equação (4.24).



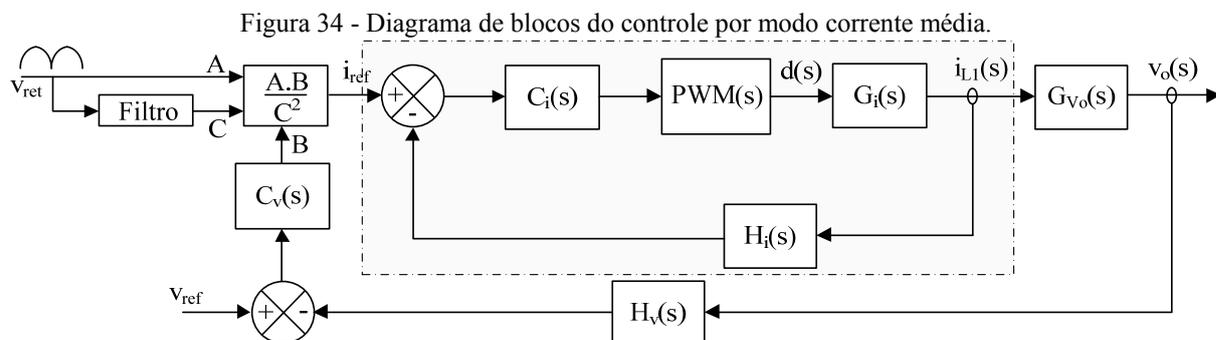
Assim, após a validação das funções de transferência apresentadas nas equações (4.23) e (4.24), é feita a manipulação algébrica para se obter a equação (4.25) que define a função de transferência do conversor \hat{C}_{uk} que relaciona a tensão de saída $v_o(s)$ com a corrente do indutor de entrada $L_1 i_{L1}(s)$.

$$Z_o(s) = \frac{v_o(s)}{i_{L1}(s)} = \frac{7,525 \cdot 10^{-12} s^3 + 5,064 \cdot 10^8 s^2 - 7,824 \cdot 10^{11} s + 1}{1,079 \cdot 10^6 s^3 + 3,222 \cdot 10^9 s^2 + 1,811 \cdot 10^{14} s + 6}, \quad (4.25)$$

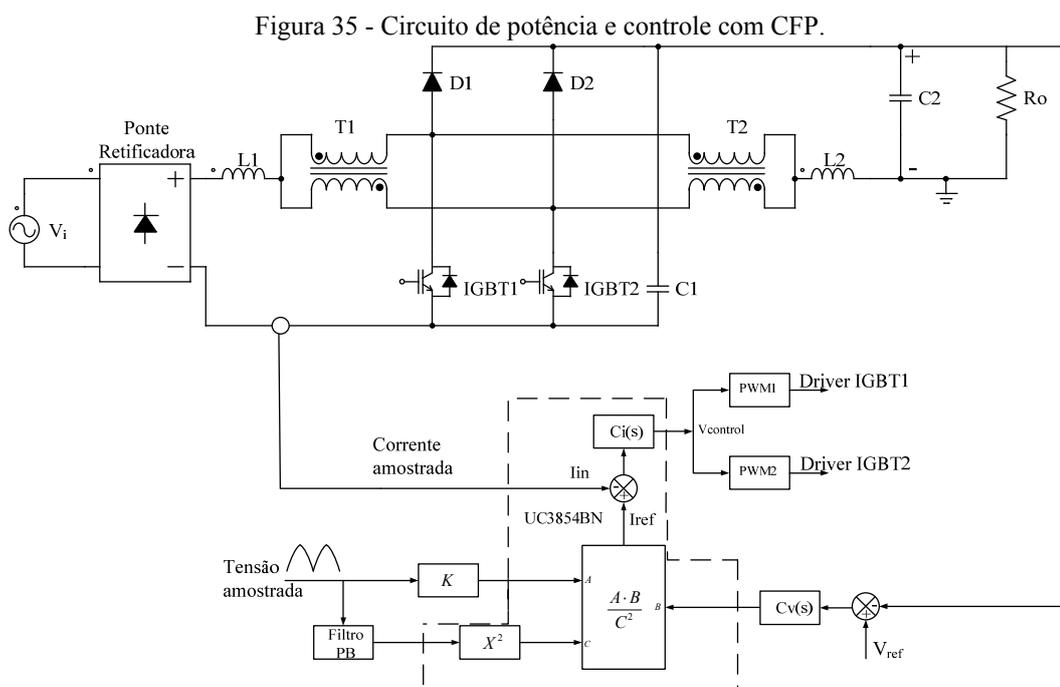
4.3. Estratégia de Controle

A fim de realizar a correção de fator de potência emulando o conversor como uma carga resistiva do ponto de vista da rede elétrica é utilizada a estratégia de controle por modo corrente média apresentada por (DIXON, 1999) que a mesma permite a operação do conversor com frequência constante. Esta técnica consiste da utilização de duas malhas de controle, sendo uma malha interna para o controle da corrente e uma malha externa de tensão. A malha de corrente tem a função de garantir o formato senoidal da corrente de entrada, bem como manter a corrente em fase com a tensão da rede. A malha de tensão controla a tensão de saída mantendo-a caso haja variação da carga conectada a saída do conversor. A Figura 34 apresenta o diagrama de blocos da estratégia de controle por modo corrente média.

A estratégia de controle proposta é implementada de forma analógica utilizando o circuito integrado dedicado a aplicações com correção de fator de potência UC3854BN da *Texas Instruments*. A Figura 35 apresenta o circuito de potência ligado ao circuito integrado UC3854BN.



Fonte: Elaborada pelo autor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O circuito integrado *UC3854BN* tem seu funcionamento baseado na comparação de um sinal de referência gerado por um multiplicador/divisor com um sinal amostrado da corrente de entrada. O resultado dessa comparação é multiplicado pelo controlador de corrente que gera o sinal de controle para o comparador *PWM*. O multiplicador/divisor apresenta as seguintes entradas: (i) Sincronismo (Entrada A): Este sinal é obtido através da tensão de entrada retificada e define o formato e a frequência da corrente de referência; (ii)

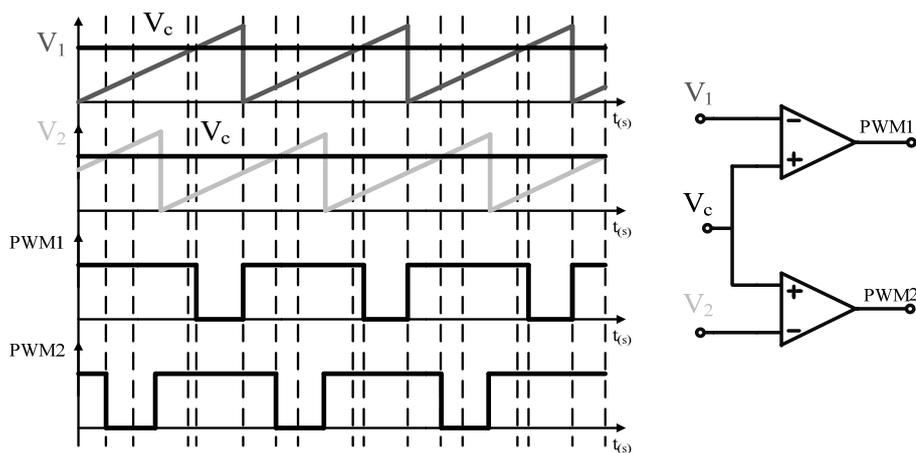
Regulador da tensão de saída (Entrada B): A amplitude da corrente de referência é

definida por este sinal de acordo com a variação da carga na saída do conversor; (iii)

Realimentação da tensão de entrada (Entrada C): A tensão de entrada retificada é atenuada e filtrada gerando uma tensão CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. A amplitude da corrente de referência é definida por esta entrada compensando qualquer variação da tensão de entrada da rede de alimentação.

No multiplicador/divisor o sinal de sincronismo (entrada A) é multiplicado pelo sinal de saída do controlador de tensão (entrada B) e depois é dividido pelo quadrado da tensão da malha de realimentação da tensão de entrada, comumente conhecida como malha de *feedforward* (entrada C). A saída do multiplicador/divisor é definida como corrente de referência e é comparada com a corrente de entrada amostrada através de um sensor de corrente. O resultado dessa comparação passa por um controlador de corrente gerando uma tensão de controle que é comparada com os moduladores PWM1 e PWM2, e ondas dente de serra defasadas em 180° , resultando nos sinais de gatilho dos interruptores do conversor. Essa geração do sinal PWM é feita de forma externa ao UC3854BN, já que o mesmo só gera um único PWM e o conversor proposto necessita de dois pulsos PWM defasados 180° um do outro. A Figura 36 apresenta de forma sucinta a técnica de modulação PWM utilizada para a geração dos pulsos defasados.

Figura 36 - Técnica de modulação *PWM*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.4. Projeto da Malha de Corrente

Para o projeto do controlador da malha de corrente são consideradas as funções de transferência apresentadas na Tabela 20. O projeto do controlador é realizado pelo método do fator K apresentado em (VENABLE, 1983).

Tabela 20 - Funções de transferência e ganhos envolvidos com a malha de corrente

Parâmetro
Função de transferência de laço aberto sem controlador de corrente: $FTLA_{sci}(s) = PWM(s) \cdot G_i(s) \cdot H_i(s)$
Função de transferência de laço aberto com controlador de corrente: $FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C_i(s)$
Função de transferência do circuito controlador de corrente (controlador PI com filtro): $C_i(s) = \frac{1 + s \cdot C_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot s \cdot (C_1 + C_2 + s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)}$
Função de transferência da planta de corrente: $G_i(s) = \frac{i_{L1}(s)}{d(s)} = \frac{1,079 \cdot 10^6 s^3 + 3,222 \cdot 10^9 s^2 + 1,811 \cdot 10^{14} s + 6,856 \cdot 10^{15}}{s^4 + 19,05 s^3 + 2,824 \cdot 10^8 s^2 + 5,36 \cdot 10^9 s + 2,401 \cdot 10^{14}}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para iniciar o projeto do controlador da malha de corrente é necessário determinar alguns parâmetros presentes no diagrama de blocos da malha interna de corrente apresentado na Figura 34.

O ganho do modulador PWM é calculado considerando o pico da tensão da portadora dente de serra igual a $V_s = 5,2V$ e é dado pela equação :

$$F_m(s) = \frac{1}{V_s} \quad (4.26)$$

O ganho do sensor de corrente é calculado segundo:

$$H_i(s) = K_{hall} \cdot K_{dif} \quad (4.27)$$

onde, K_{hall} é calculado segundo:

$$K_{hall} = R_{sh} = \frac{V_{sh}}{I_{L1picomáx}} \quad (4.28)$$

onde, V_{sh} é a queda de tensão desejada para a máxima corrente de pico que circula através do sensor.

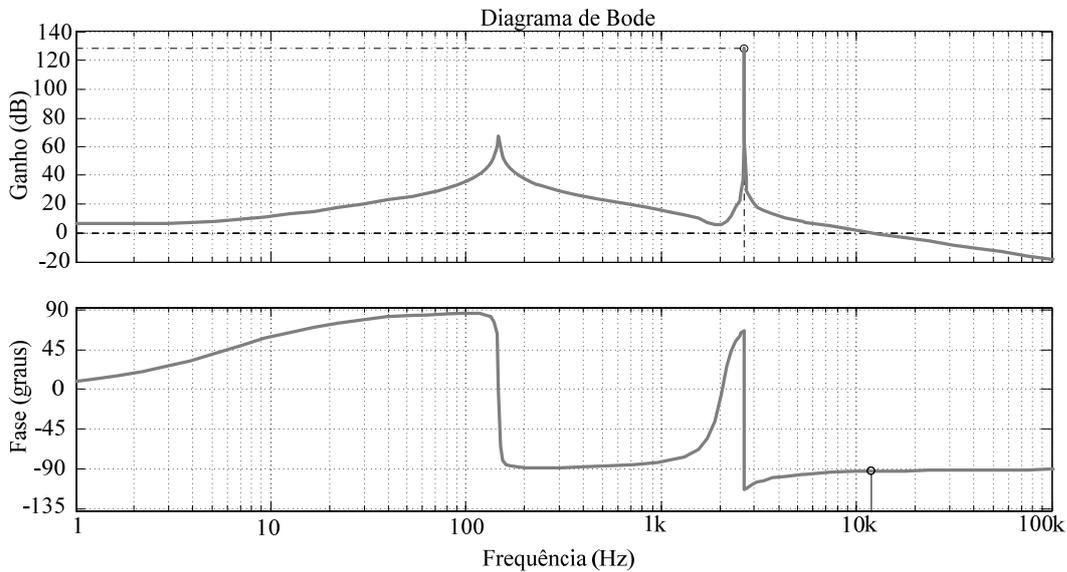
O ganho K_{dif} é determinado pela equação :

$$K_{dif} = \frac{V_{comp}}{I_{L1picomáx} \cdot R_{sh}} \quad (4.29)$$

Adotando, $V_{comp} = 3V$ chega-se aos valores de ganho iguais a $K_{dif} = 3$ e $K_{hall} = 0,118\Omega$.

Assim com os ganhos calculados e de posse da função de transferência de laço aberto não compensada da malha de corrente traça-se o diagrama de *Bode* da planta, como ilustrado na Figura 37.

Figura 37 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Segundo recomendações da teoria de controle, a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto $FTL_{asci}(s)$ deve ser menor ou igual que $f_{ci} = f_s/4$. Portanto, optou-se por: $f_{ci} = 6,25kHz$.

Analisando o diagrama de *Bode* na Figura 37 observa-se que para a frequência de cruzamento o ângulo de fase $P = -94,84^\circ$.

O critério da margem de fase desejada $MF = 30^\circ$. Para tanto, o avanço de fase necessário é calculado por:

$$\alpha = MF - P - 90^\circ \quad (4.30)$$

Substituindo os valores em (4.30), obtêm-se $\alpha = 34,84^\circ$.

O fator K é determinado pelas curvas α_3 e α_2 apresentadas na Figura 38.

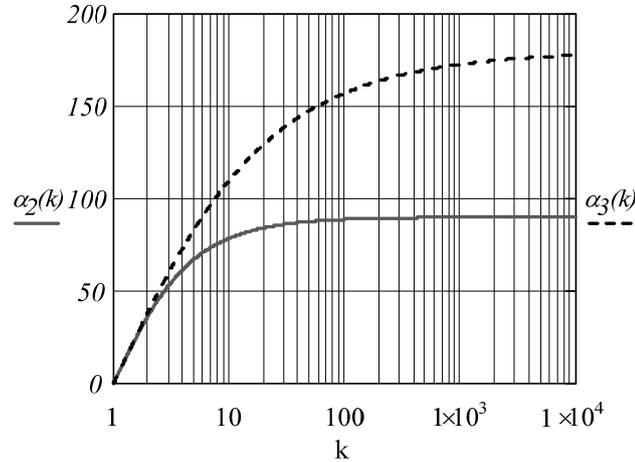
Como o avanço de fase é menor que 90° é escolhido o controlador tipo 2, controlador PI com filtro. Para definir o fator K utiliza-se a equação .

$$K = \tan\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2 \cdot 180} + \frac{\pi}{4}\right) \quad (4.31)$$

Substituindo-se os valores em , tem-se que $K = 1,914$

Assim pode-se alocar o zero do controlador um fator K abaixo da frequência de cruzamento f_{ci} e o pólo é alocado um fator K acima da frequência de cruzamento f_{ci} .

Figura 38 - Curvas de avanço de fase em função do fator K .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A frequência do zero é dada por (4.32):

$$f_z = \frac{f_{ci}}{K} \quad (4.32)$$

A frequência do pólo é dada por (4.33):

$$f_p = f_{ci} \cdot K \quad (4.33)$$

Substituindo-se os valores em (4.32) e (4.33), tem-se as frequências do zero e do pólo do controlador iguais a $f_z = 3,625 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ e $f_p = 1,197 \cdot 10^4 \text{ Hz}$, respectivamente.

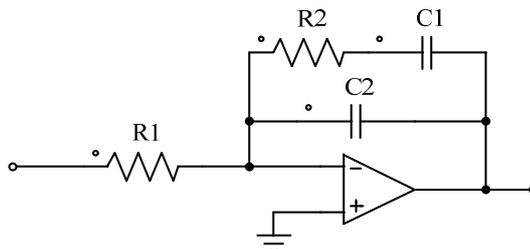
O ganho do controlador em termos de valor absoluto é dado por (4.34):

$$G = 10^{\frac{-|Av|}{20}} \quad (4.34)$$

Portanto, tem-se que o ganho em valor absoluto $G = 0,488$.

A Figura 39 apresenta o controlador proporcional-integral (PI) com filtro. Para o cálculo de seus componentes adota-se $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$.

Figura 39 - Controlador Tipo 2 (PI com filtro).



Fonte: Elaborada pelo autor.

O capacitor C_2 é definido por (4.35).

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot G \cdot K \cdot R_1} \quad (4.35)$$

Substituindo-se os valores em (4.35), tem-se:

$$C_2 = 10,09 \cdot 10^{-9} F$$

O capacitor C_1 é definido por (4.36).

$$C_1 = C_2 \cdot (K^2 - 1) \quad (4.36)$$

Substituindo-se os valores em (4.36), tem-se:

$$C_2 = 26,9 \cdot 10^{-9} F$$

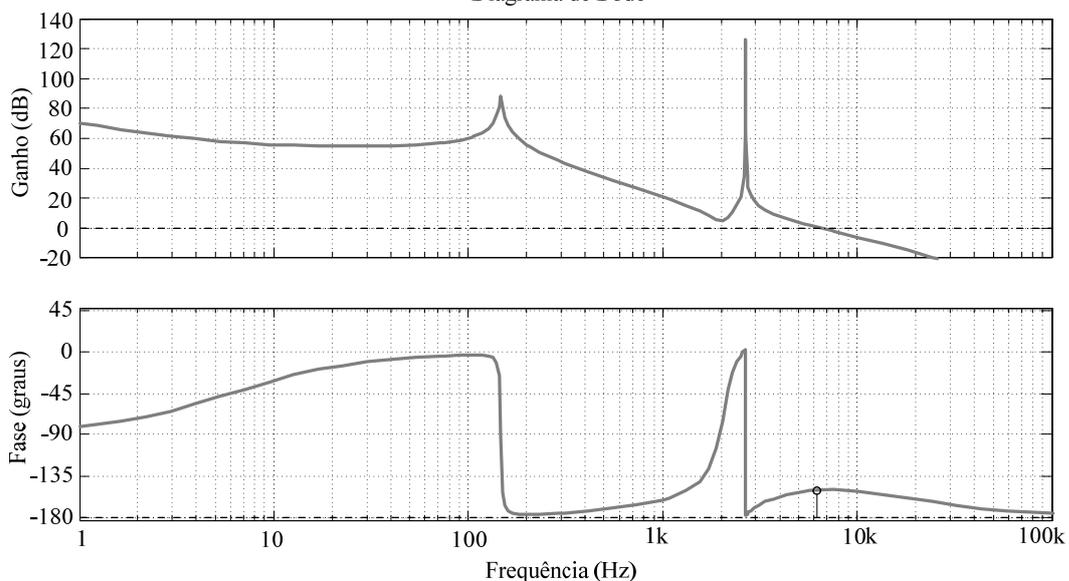
O resistor R_2 é definido por (4.37).

$$R_2 = \frac{K}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_1} \quad (4.37)$$

Substituindo-se os valores em (4.37), tem-se $R_2 = 1,812 \cdot 10^3 \Omega$.

A Figura 40 apresenta o diagrama de *Bode* de laço aberto de corrente compensada.

Figura 40 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto de corrente com compensador.
Diagrama de Bode



Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir da Figura 40 constata-se que a planta compensada agora cruza pela frequência de cruzamento $f_{ci} \cong 6,240 \text{ kHz}$ desejada e a margem de fase é em torno de 30° .

4.5. Projeto da Malha de Tensão de Saída

Para o projeto do controlador da malha de tensão são consideradas as funções de transferência apresentadas na Tabela 21 . O projeto do controlador é realizado pelo método do fator K apresentado em (VENABLE, 1983).

Para iniciar o projeto do controlador da malha de corrente devem-se determinar alguns parâmetros presentes no diagrama de blocos da malha externa de tensão apresentado na Figura 34.

Tabela 21 - Funções de transferência envolvidas com a malha de tensão.

Parâmetro
Função de transferência de laço aberto sem controlador de tensão:
$FTLA_{scv}(s) = \frac{RMO}{H_i(s)} \cdot H_v(s) \cdot Z_o(s) \cdot \frac{I_{ac\ min}}{V_{FF}^2}(s)$
Função de transferência de laço aberto com controlador de tensão:
$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_v(s)$
Função de transferência do circuito controlador de tensão (controlador PI com filtro):
$C_v(s) = \frac{1 + s \cdot C_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot s \cdot (C_1 + C_2 + s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)}$
Fator característico do circuito integrado UC3854B.
$K_{UC3854B}(s) = \frac{I_{ac\ min}}{V_{FF}^2} \cdot RMO$
Função de transferência da planta de tensão de saída:
$Z_o(s) = \frac{v_o(s)}{i_{L1}(s)} = \frac{7,525 \cdot 10^{-12} s^3 + 5,064 \cdot 10^8 s^2 - 7,824 \cdot 10^{11} s + 1,727 \cdot 10^{17}}{1,079 \cdot 10^6 s^3 + 3,222 \cdot 10^9 s^2 + 1,811 \cdot 10^{14} s + 6,856 \cdot 10^{15}}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

O ganho do sensor de tensão é dado por (4.38):

$$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_o} \quad (4.38)$$

Substituindo-se os valores em (4.38), tem-se: $H_v(s) = \frac{3}{162} = 0,018$

A partir da função de transferência de laço aberto se traça o diagrama de Bode da planta na Figura 41.

Assim, segundo recomendações da teoria de controle a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto $FTLA_{scv}(s)$ deve ser menor que um quarto da frequência da ondulação da tensão de saída (120 Hz). Portanto, optou-se por $f_{cv} = 12Hz$

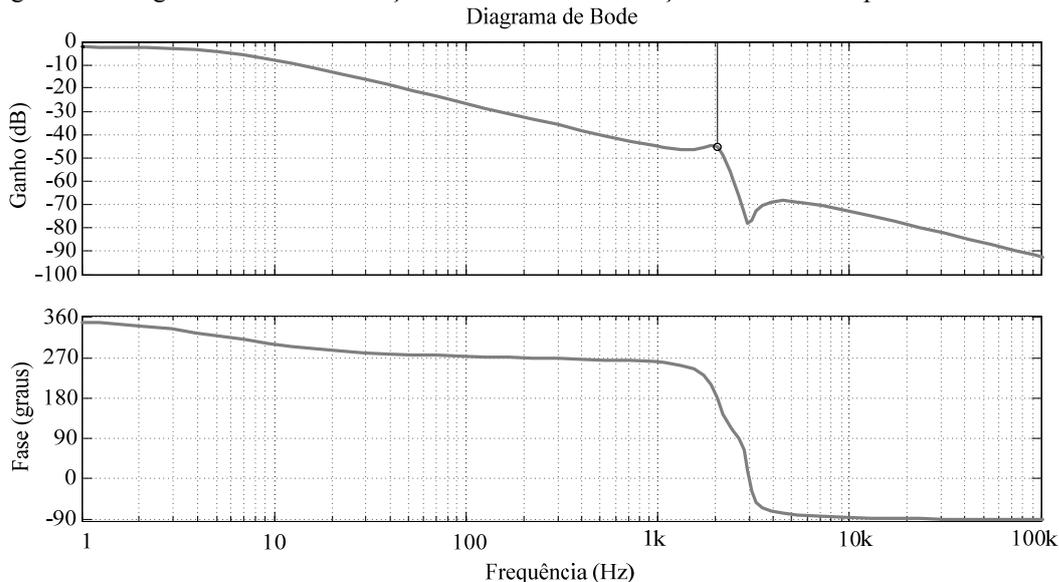
Analisando o diagrama de Bode na Figura 41 observa-se uma margem de fase $P = -63,49^\circ$. A margem de fase desejada $MF = 60^\circ$ para a malha de tensão.

O avanço de fase necessário é calculado pela equação (4.30):

$$\alpha = MF - P - 90^\circ \quad (4.39)$$

Substituindo-se os valores em (4.30), tem-se que $\alpha = 33,49^\circ$.

Figura 41 - Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como o avanço de fase é menor que 90° é escolhido o controlador tipo 2, ou seja, controlador PI com filtro. Para definir o fator K utiliza-se a equação (4.40).

$$K = \tan\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2 \cdot 180} + \frac{\pi}{4}\right) \quad (4.40)$$

Substituindo-se os valores em , tem-se: $K = 1,861$

Assim pode-se alocar o zero do controlador um fator K abaixo da frequência de cruzamento f_{cv} e o pólo é alocado um fator K acima da frequência de cruzamento f_{cv} .

As frequências do zero e do polo são dadas por (4.32) e (4.33).

Substituindo-se os valores em (4.32) e (4.33), tem-se que as frequências do zero e do polo do controlador $f_z = 6,449 \text{ Hz}$ e $f_p = 22,328 \text{ Hz}$, respectivamente.

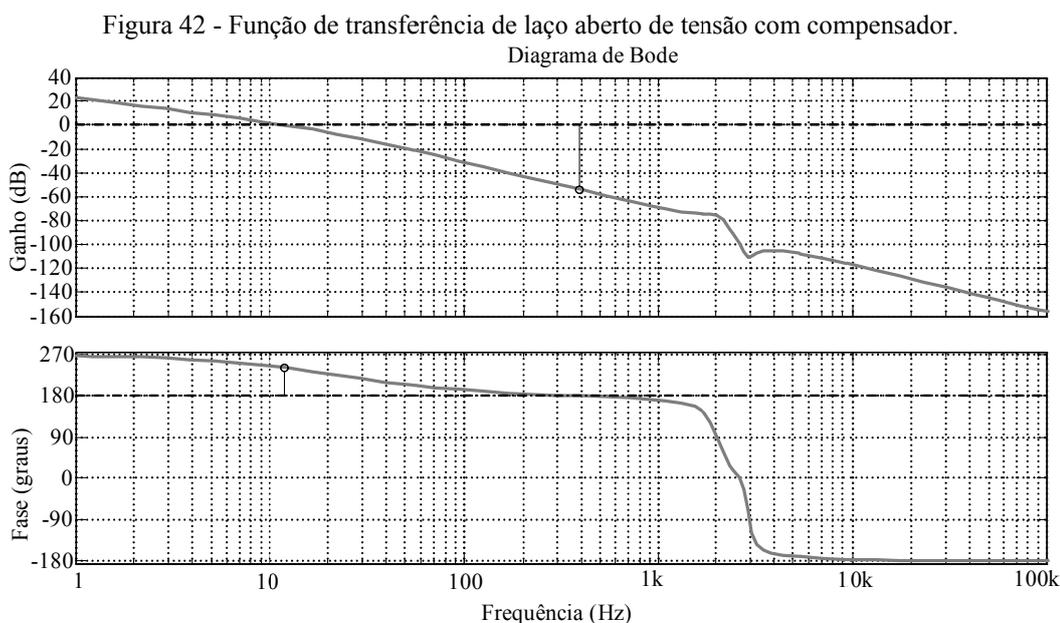
O ganho do controlador em termos de valor absoluto é dado por (4.34):

$$G = 10^{\frac{|Av|}{20}} \quad (4.41)$$

Assim o ganho em valor absoluto é: $G = 2,807$

Um controlador PI com filtro também é utilizado na malha de tensão; Novamente, adota-se $R_1 = 10\text{ k}\Omega$. Substituindo valores em (4.35), (4.36) e (4.37), tem-se que $C_1 = 625,226\text{ nF}$, $C_2 = 253,929\text{ nF}$ e $R_2 = 39,47\text{ k}\Omega$, respectivamente.

A Figura 42 apresenta o diagrama de *Bode* de laço aberto de tensão compensada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir da Figura 42 constata-se que a planta compensada agora cruza pela frequência de cruzamento $f_{cv} \cong 12\text{ Hz}$ desejada e a margem de fase em torno de $60,07^\circ$.

4.6. Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a estratégia de controle adotada para o conversor proposto. Foi feita de modelagem conversor a partir da técnica do Modelo em Espaço de Estados. A técnica de controle proposta foi baseada na técnica de controle por modo corrente média que consiste em duas malhas controle, sendo uma interna de corrente no indutor e uma externa de tensão de saída. O projeto dos controladores foi realizado através da metodologia do fator K e a implementação do controle foi realizada de forma analógica com a utilização do circuito integrado UC3854BN.

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

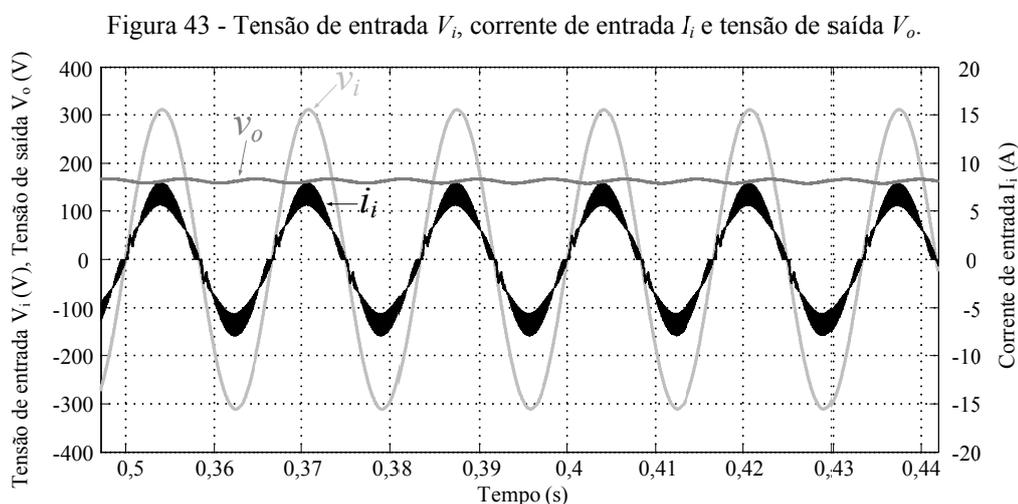
5.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais obtidos em laboratório. Para os primeiros testes foi utilizada uma carga resistiva a fim de verificar o correto funcionamento das malhas de controle de corrente e tensão. Inicialmente, o conversor foi testado via simulação computacional para validar a análise teórica realizada. Em seguida, foi realizada a montagem em laboratório do protótipo e as experimentações práticas para condições específicas de teste.

5.2. Resultados de Simulação

Para os testes iniciais foi utilizada uma carga puramente resistiva conectada à saída do conversor para validar o correto funcionamento do circuito de potência e das malhas de controle. Os resultados apresentados a seguir são para as condições de tensão nominal de entrada e carga nominal conectada à saída do conversor.

A tensão e a corrente de entrada apresentam um formato praticamente senoidal, como mostrado na Figura 43.



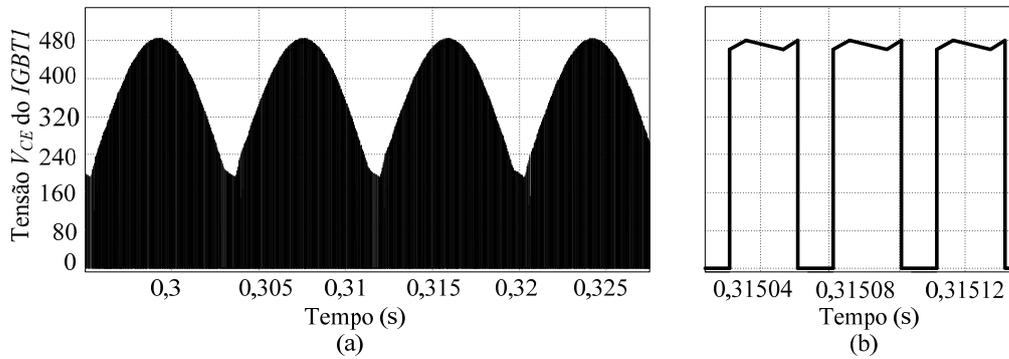
Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir da Figura 43 são observadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada apresentando um fator de potência de 0,993 para a condição de potência nominal. A taxa de distorção harmônica apresentada pela forma de onda da corrente de entrada situou-se em torno de 10,72%. O valor da tensão de saída V_o fica em torno de 162,9V.

Para o interruptor *IGBT1*, o valor máximo de tensão é igual à tensão de pico de entrada adicionada da tensão de saída, apresentando um valor máximo de 485 V como

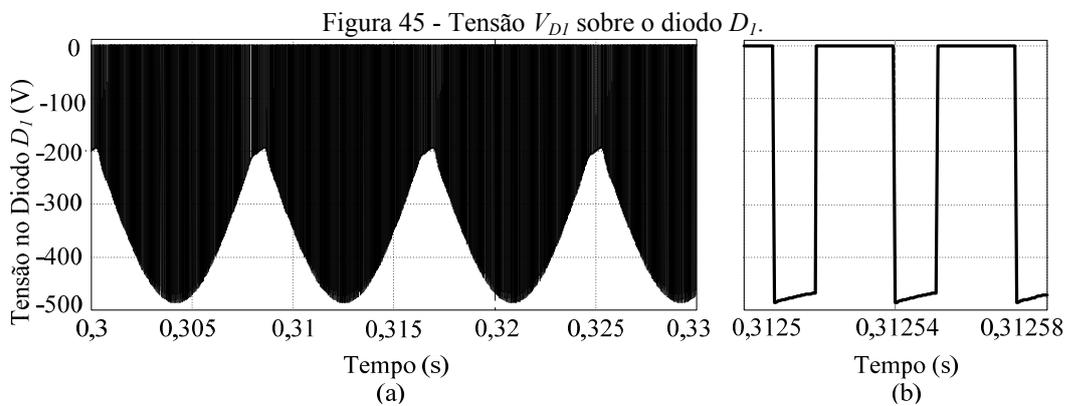
mostrado na Figura 44 (a). A Figura 44 (b) mostra em detalhe a tensão V_{ce} sobre o interruptor IGBT1.

Figura 44 - Tensão V_{ce} sobre o interruptor IGBT1.



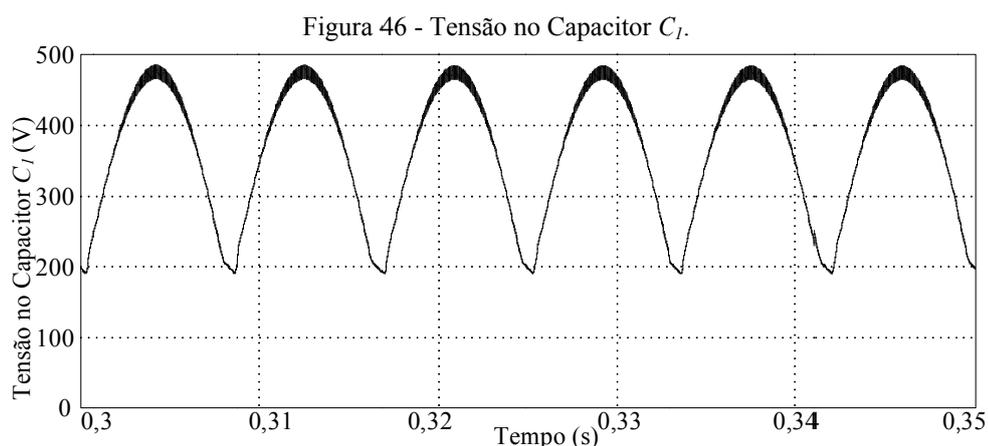
Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 45 (a) apresenta a forma de onda da tensão aplicada aos terminais do diodo D_1 e o valor do pico máximo de tensão chega a 485 V. Um detalhe na forma de onda da tensão V_{D1} sobre o diodo D_1 é ilustrado na Figura 45 (b).



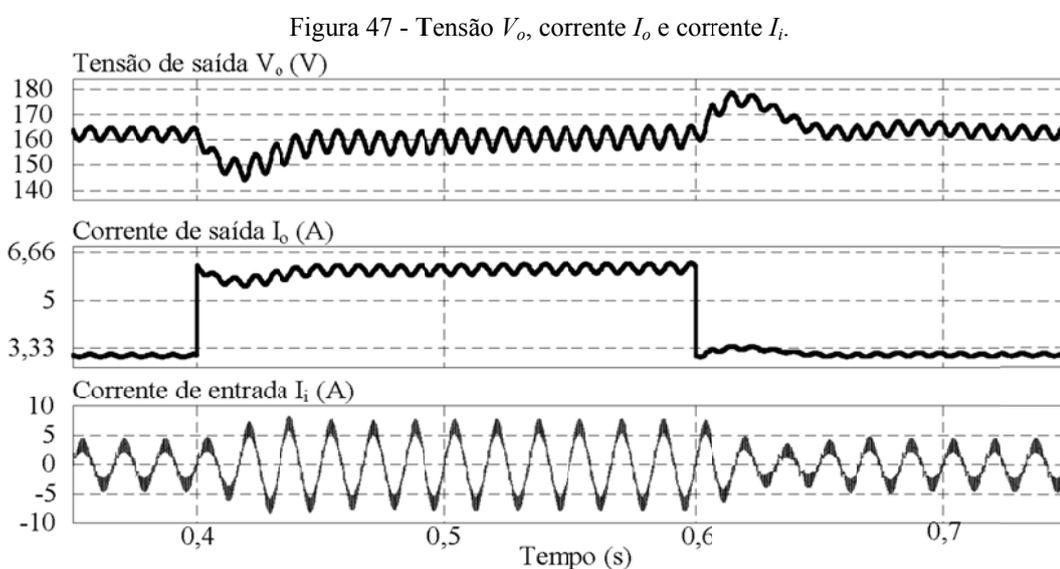
Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão V_{C1} aplicada sobre o capacitor C_1 é apresentada na Figura 46, a mesma apresenta a envoltória de uma senóide retificada. O valor máximo de tensão é igual ao pico da tensão de entrada mais a tensão de saída apresentando um valor máximo de 500 V.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 47 apresenta as formas de onda de tensão de saída V_o , corrente de saída I_o e a corrente de entrada I_i . Um degrau de carga de 50% para 100% é aplicado a saída do conversor no instante $t=0,4s$, observa-se um tempo de acomodação de aproximadamente $0,1s$. A tensão de saída V_o apresenta um sobre sinal em torno 11,11%. No instante $t=0,6s$ é aplicado um degrau decrescente de carga. Durante o degrau decrescente o conversor também apresenta um tempo de acomodação de $0,1s$.

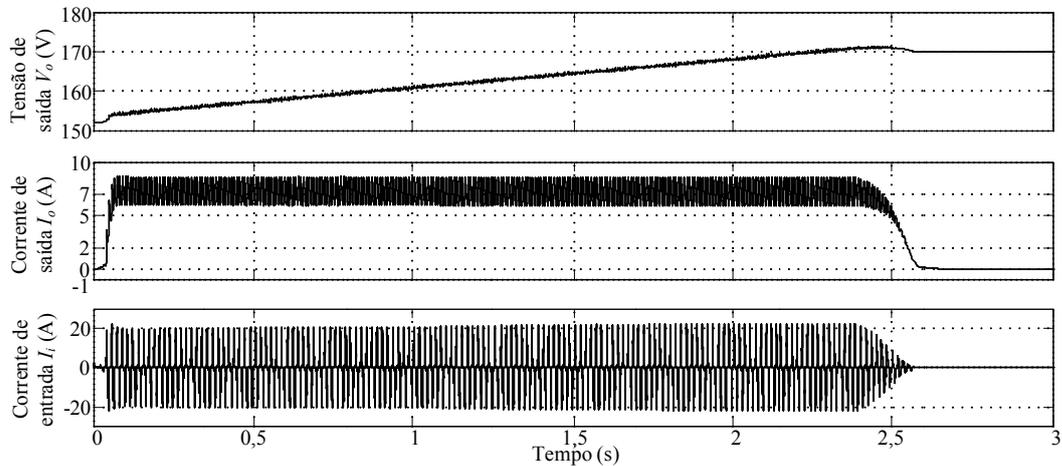


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 48 apresenta as formas de onda tensão de saída, corrente de entrada e corrente de saída para o teste com o modelo de bateria descrito no APÊNDICE F. O valor da capacitância do barramento de saída foi aumentado, visando diminuir a ondulação de corrente no banco de baterias. A maior associação de capacitores em paralelo propicia uma resistência

série equivalente menor, portanto, fazendo com que as componentes alternadas da corrente de saída do conversor circulem pelos capacitores ao invés de circular pelo banco de baterias.

Figura 48 – Formas de onda da tensão V_o , corrente I_o e corrente I_i para a condição de carregamento de um banco de baterias.



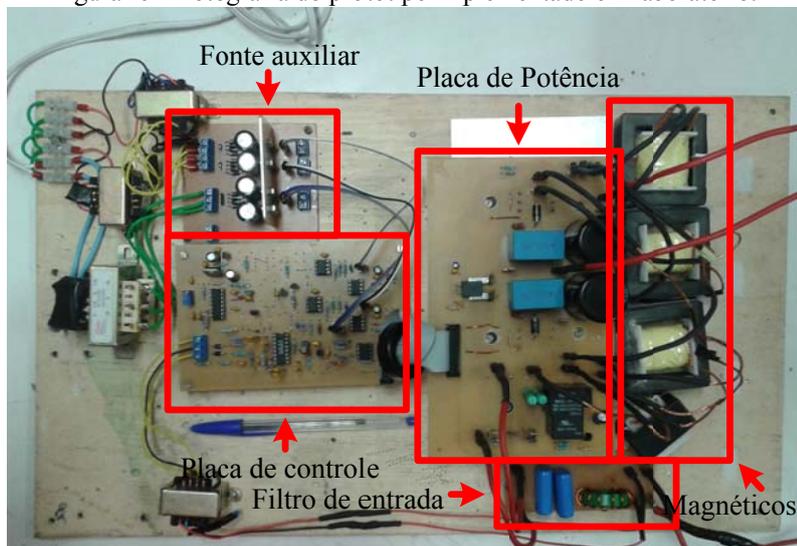
Fonte: Elaborada pelo autor.

Através das formas de onda apresentadas verifica-se o comportamento do conversor quando o mesmo é utilizado para carregar um banco de baterias com a implementação de um método de carga.

5.3. Resultados Experimentais

O protótipo experimental foi montado em laboratório utilizando placas modulares. Os esquemáticos destas placas são apresentados nos Apêndices C e D. A fotografia do protótipo é mostrada na Figura 49.

Figura 49 - Fotografia do protótipo implementado em laboratório.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os testes em laboratório foram realizados em duas condições, a primeira condição com uma carga nominal e tensão nominal de alimentação; e a segunda tendo a tensão de alimentação nominal, porém é feita a uma variação de carga para traçar a curva de rendimento e a curva do fator de potência do conversor.

5.3.1. Instrumentos Utilizados para o Ensaio Experimental

Na Tabela 22 são listados os equipamentos utilizados nos ensaios experimentais.

Tabela 22 - Equipamentos utilizados para os ensaios experimentais.

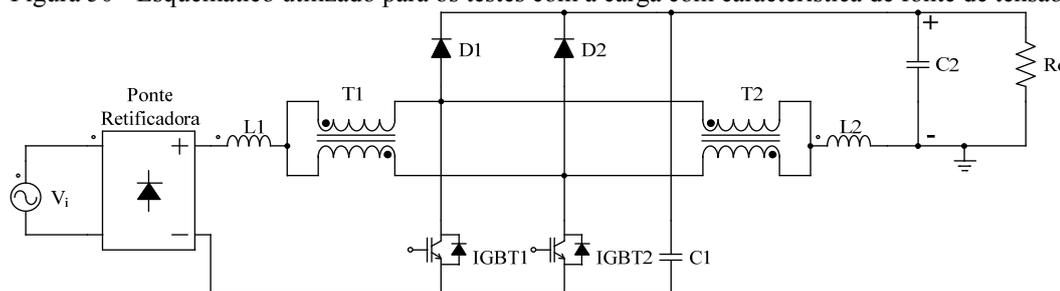
Equipamento	Descrição
Fonte CA de 30 kVA	Modelo MX30 da fabricante <i>California Instruments</i>
Osciloscópio	Modelo MS05340 da fabricante <i>Tektronix</i>
Ponteira diferencial de alta tensão	Modelo P5200 da fabricante <i>Tektronix</i>
Wattímetro digital	Modelo WT130 da fabricante <i>Yokogawa</i>
Wattímetro digital	Modelo WT200 da fabricante <i>Yokogawa</i>

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.3.2. Resultados Preliminares

Para os testes iniciais foi utilizada uma carga puramente resistiva, a fim de comprovar o correto funcionamento do conversor proposto. Na Figura 50 é apresentado o esquemático para os testes do conversor.

Figura 50 - Esquemático utilizado para os testes com a carga com característica de fonte de tensão.

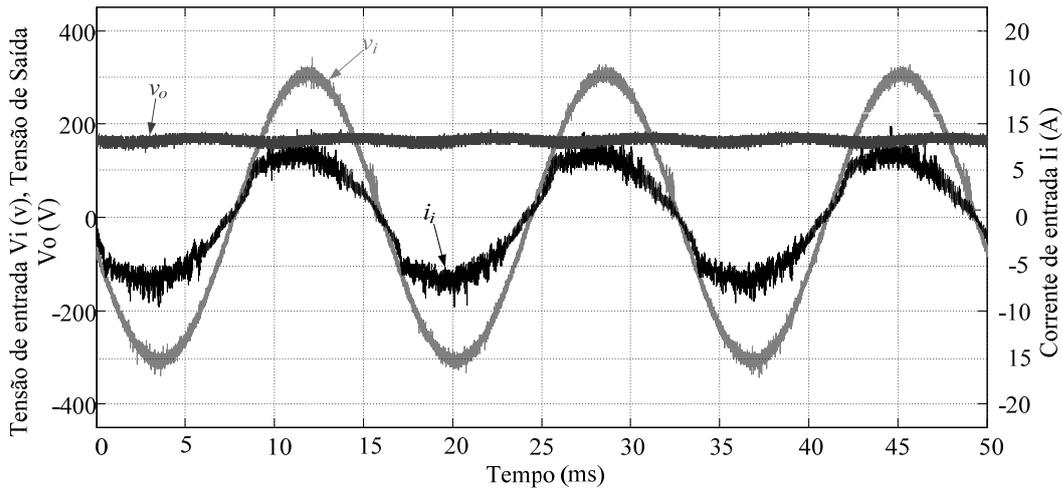


Fonte: Elaborada pelo autor.

A seguir são apresentados resultados experimentais para a tensão nominal eficaz de entrada de 220 V. A tensão e a corrente de entrada apresentam um formato aproximadamente senoidal e estão em fase, como mostrado na Figura 51. A corrente de entrada apresenta um valor eficaz de 5,16 A e a tensão de saída apresenta um valor eficaz em torno de 160,9 V, dessa forma apresentando um erro de regime de aproximadamente 0,67%.

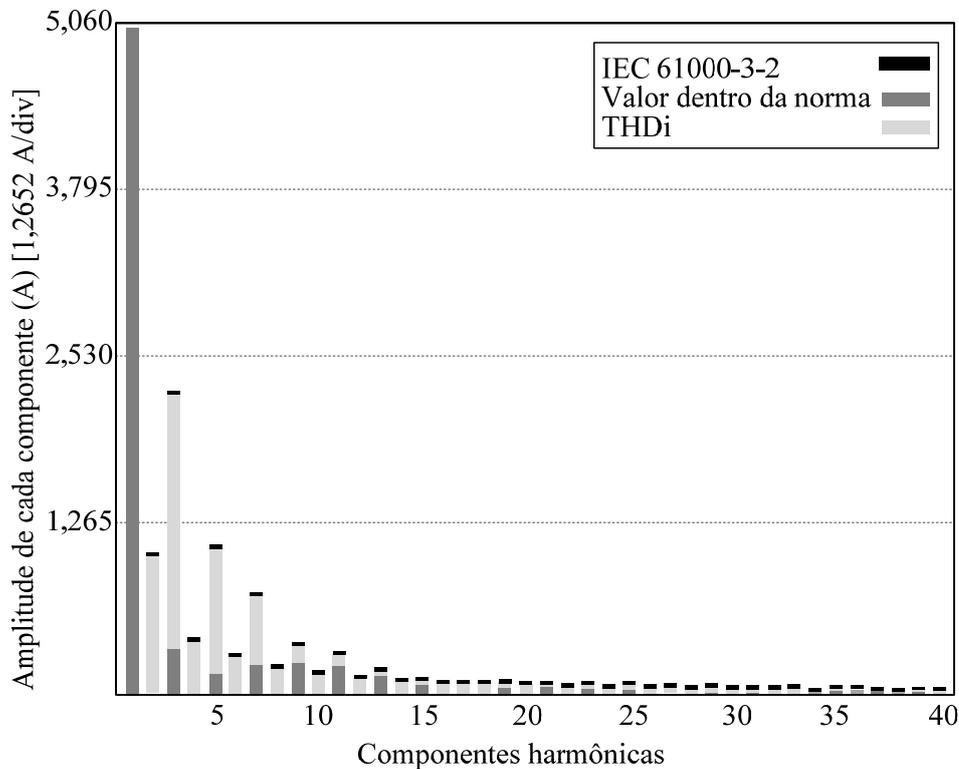
O fator de potência para a condição de potência nominal é igual a 0,99. A taxa de distorção harmônica da forma de onda da corrente de entrada é igual a 10,2%. Na Figura 52 é apresentado o espectro harmônico da corrente comparado com a norma IEC 61000-3-2, verifica-se que a corrente está em conformidade com o padrão para equipamentos classificados na Classe A.

Figura 51 - Tensão de entrada V_i (100 V/div), corrente de entrada I_i (10 A/div) e tensão de saída V_o (100 V/div); (5 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

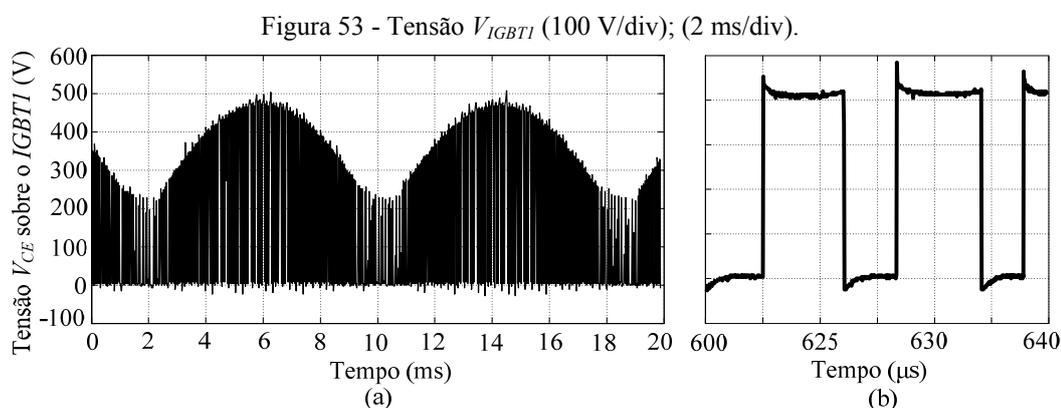
Figura 52 - Espectro harmônico da corrente de entrada



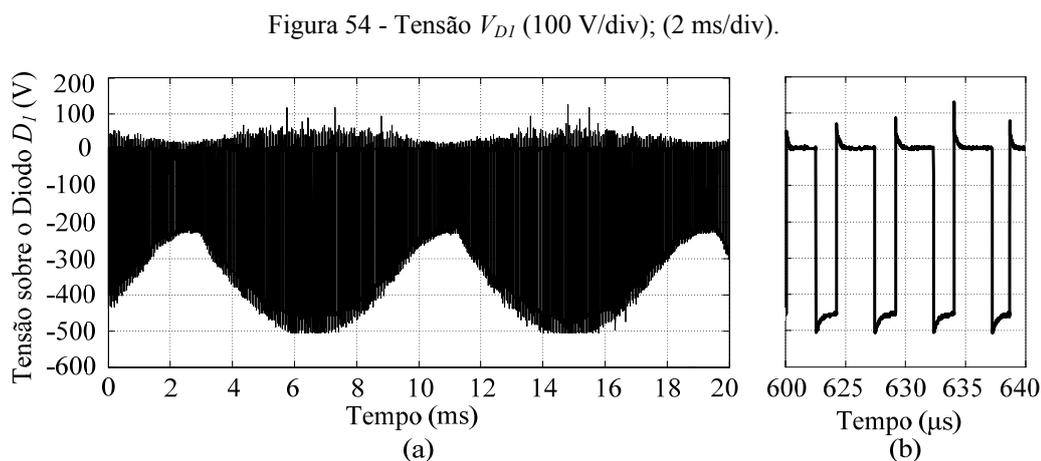
Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão V_{ce} aplicado sobre o interruptor $IGBTI$ é apresentado na Figura 53 (a), embora a tensão seja pulsada, a mesma apresenta a envoltória de uma senóide retificada. Para o interruptor $IGBTI$, o valor máximo de tensão é igual à tensão de pico de entrada mais a tensão de saída apresentando um valor máximo de 500 V. A Figura 53 (b) mostra em detalhe a tensão V_{ce} sobre o interruptor $IGBTI$.

A tensão V_{DI} aplicada sobre o diodo D_I é apresentado na Figura 54 (a), embora a tensão seja pulsada a mesma apresenta a envoltória de uma senóide retificada. O valor máximo de tensão sobre o diodo D_I é igual ao pico da tensão de entrada mais a tensão de saída apresentando um valor máximo de 500 V. A Figura 54 (b) mostra em detalhe a tensão V_{DI} sobre o diodo D_I .

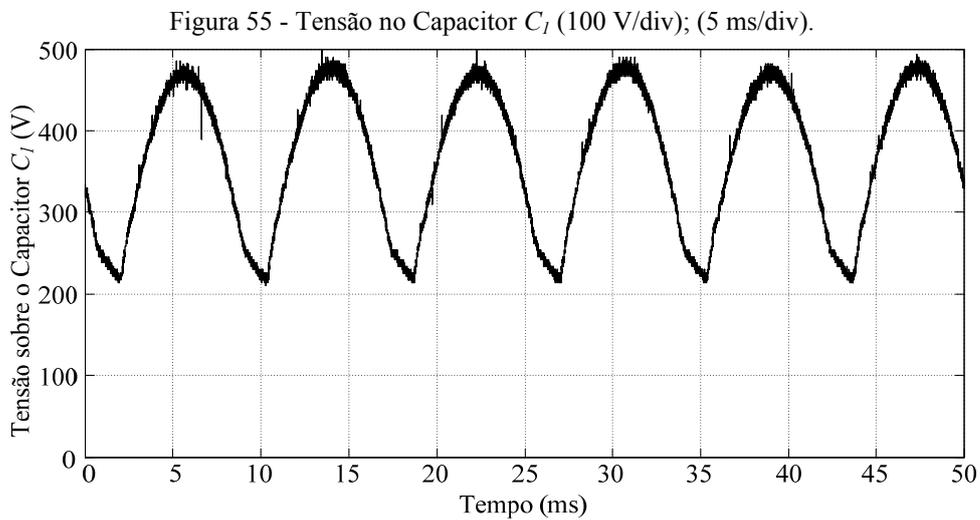


Fonte: Elaborada pelo autor.



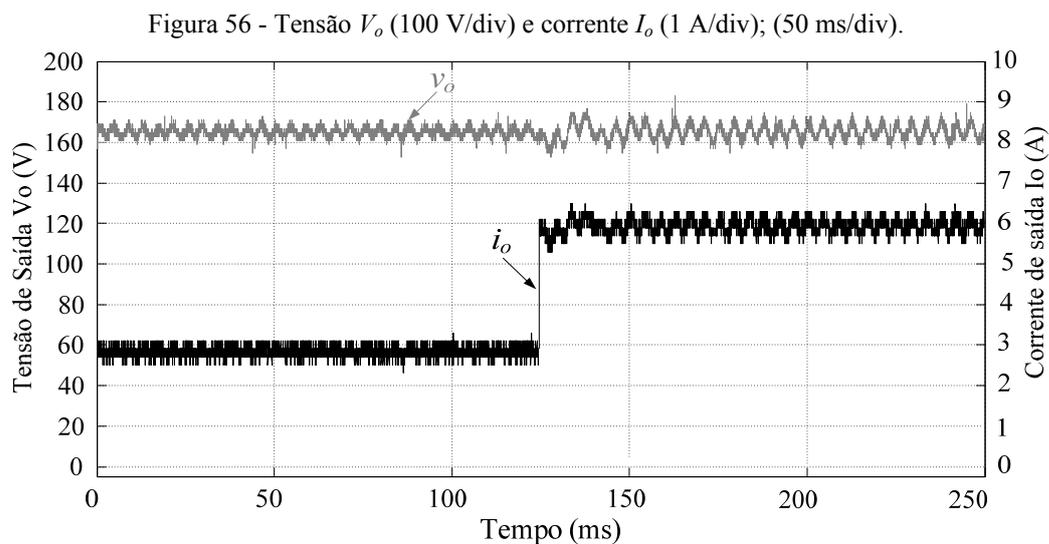
Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão V_{C1} aplicada sobre o capacitor C_1 é apresentada na Figura 55, a mesma apresenta a envoltória de uma senóide retificada. O valor máximo de tensão é igual ao pico da tensão de entrada mais a tensão de saída apresentando um valor máximo de 500 V.

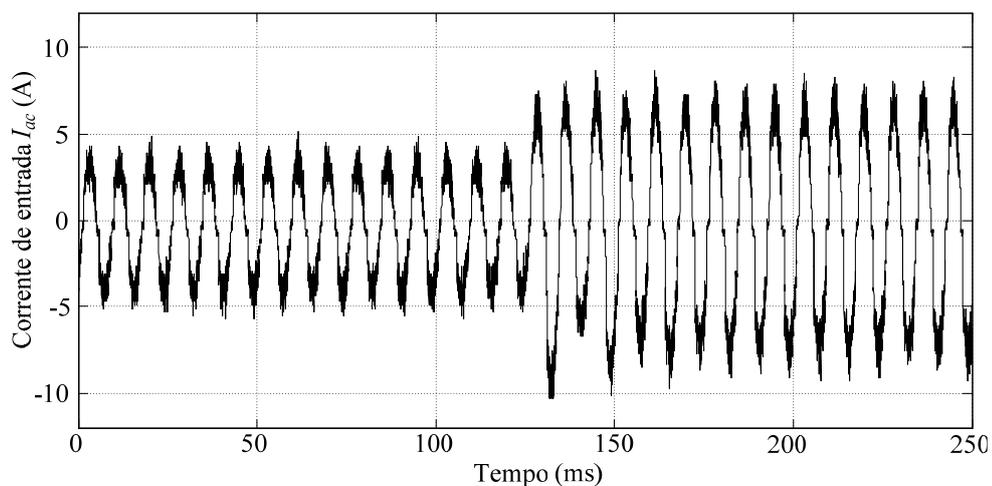


Fonte: Elaborada pelo autor.

As Figuras 57 e 58 apresentam as formas de onda de tensão de saída V_o , a corrente de saída I_o e a corrente de entrada I_i frente a um degrau de carga de 50% para 100% aplicado à saída do conversor no instante $t=0,125\text{ s}$, observa-se um tempo de acomodação de aproximadamente $0,06\text{ s}$. A tensão de saída V_o apresenta um sobre sinal em torno de 11,11%.

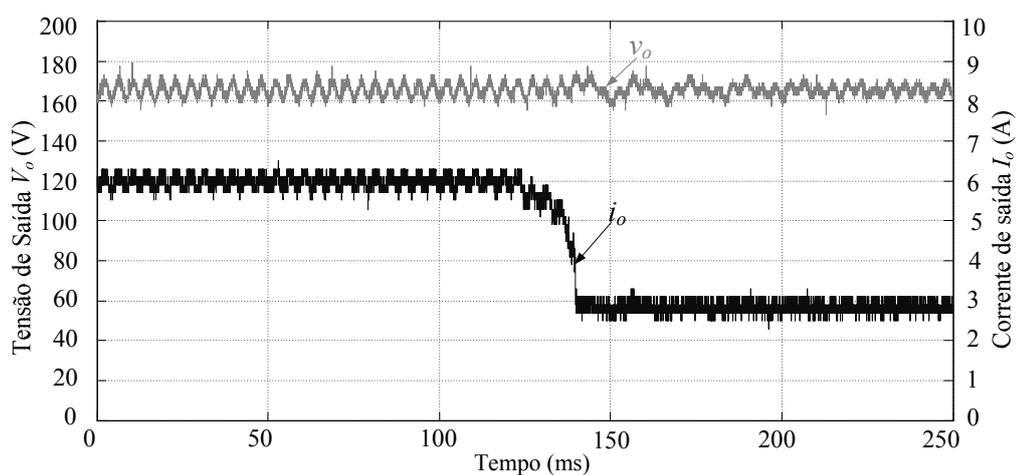


Fonte: Elaborada pelo autor.

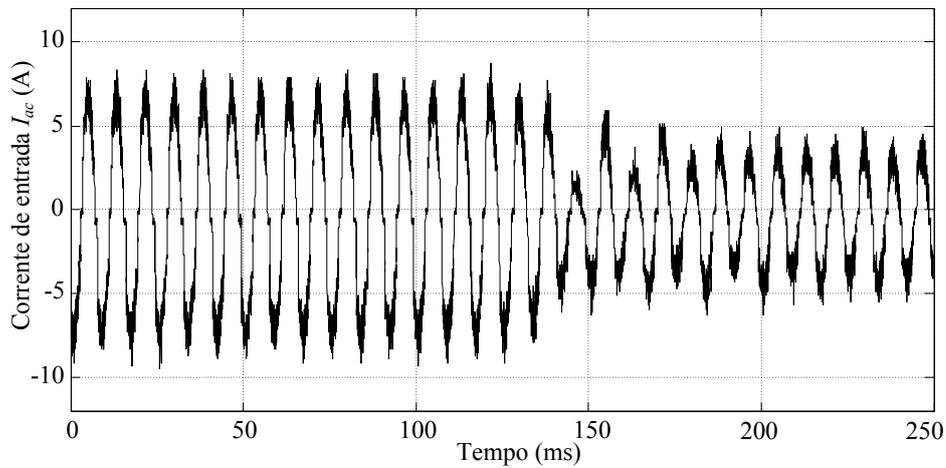
Figura 57 - Corrente I_i (5 A/div); (50 ms/div).

Fonte: Elaborada pelo autor.

As Figuras 59 e 60 apresentam as formas de onda tensão de saída V_o , corrente de saída I_o e a corrente de entrada I_i saída do conversor frente a um degrau de carga de 100% para 50% aplicado à saída do conversor no instante $t = 0,125 s$, observa-se um tempo de acomodação de aproximadamente $0,06 s$. A tensão de saída V_o apresenta um sobre sinal em torno 11,11%.

Figura 58 - Tensão V_o (100 V/div) e corrente I_o (1 A/div); (50 ms/div).

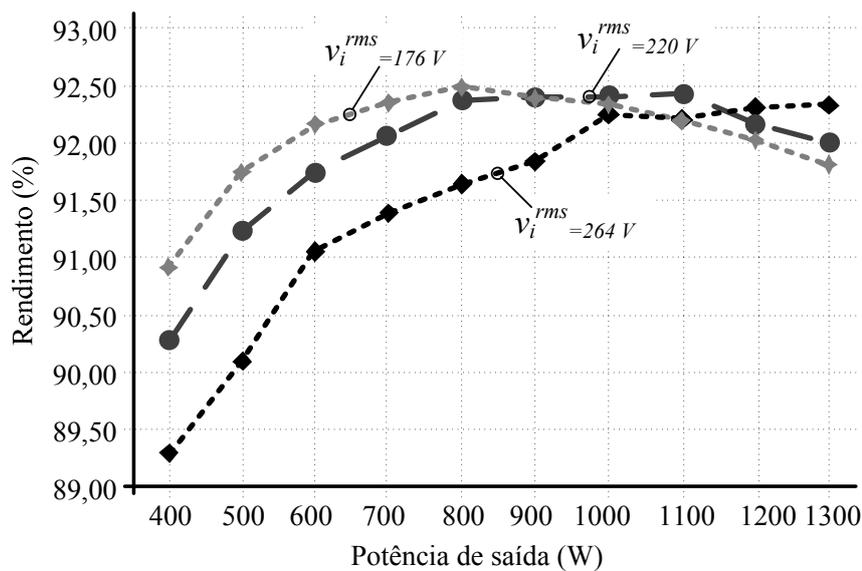
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 59 - Corrente I_i (5 A/div); (50 ms/div).

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 60 são apresentadas as curvas experimentais de rendimento da topologia em função da potência de saída para três valores de tensão da rede elétrica. Para a coleta dos dados foram utilizados os equipamentos listados na Tabela 22, e variação da potência de saída foi dada através da variação da carga resistiva conectada a saída do conversor.

Figura 60 - Curva do rendimento (%) x Potência de saída (W).



Fonte: Elaborada pelo autor.

O maior valor de rendimento que fica em torno de 92,5% e foi obtido para uma tensão eficaz de entrada de 176 V e potência de saída de 800 W. Para o valor de potência nominal e tensão da rede elétrica de 220 V eficaz foi obtido o rendimento máximo aproximadamente igual a 92,42% e o maior rendimento alcançado para a tensão de entrada de 264 V eficaz foi de 92,33% com 1300 W de potência de saída.

5.4. Conclusões

Nesse capítulo foram apresentados os resultados de simulação e experimentais obtidos em laboratório para validar a análise teórica e os projetos do circuito de potências e dos controladores. O conversor foi testado em uma simulação computacional para validar a análise teórica realizada. A montagem e a experimentação em laboratório foram realizadas sob condições específicas de teste. O conversor foi testado utilizando uma carga puramente resistiva conectada em sua saída. Na implementação prática foram encontrados problemas com ruídos no sinal de controle, que por sua vez foram filtrados com a adição de capacitores cerâmicos. Os resultados obtidos com a carga resistiva comprovam o funcionamento da topologia, pois a mesma apresentou um rendimento de aproximadamente 92,42%, taxa de distorção harmônica da corrente de entrada igual 10,2% e fator de potência igual 0,99.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foram realizadas as análises qualitativas e quantitativa, o projeto e a montagem de um protótipo do conversor ca-cc *Ćuk* baseado na CCTE para o carregamento de um banco de baterias com um estágio de processamento de energia, tendo como fonte primária a rede comercial ca de 220 V da concessionária e obtendo como resultado final um barramento de tensão cc de saída de 162 V. A topologia proposta no trabalho é uma opção interessante para aplicação em um carregador de baterias para veículos elétricos por apresentar as características elevadora e abaixadora de tensão em um único estágio de processamento de energia e possuir a característica de fonte de corrente na entrada e saída.

Após a revisão bibliográfica, fundamentou teoricamente a proposição da topologia, foi realizado um estudo teórico do conversor ca-cc *Ćuk* baseado na CCTE. Esse estudo foi dividido em duas partes: a análise qualitativa, onde foram demonstradas as etapas de operação do conversor e suas principais formas de onda; e a análise quantitativa onde foram apresentados os intervalos de tempos das etapas de operação, ganho estático e os esforços de tensão e corrente nos componentes da topologia adotada. Após a conclusão do estudo teórico foi realizado o projeto do circuito de potência e o cálculo de perdas nos componentes do conversor, dessa forma determinando o rendimento teórico do conversor.

Em seguida, a modelagem e o projeto do controle do conversor foi realizada. Assim, a partir do projeto do circuito de potência e do projeto de controle pode-se verificar o funcionamento do conversor proposto através de simulação computacional e da montagem de um protótipo em laboratório. Tanto a simulação quanto a experimentação prática respeitaram determinadas condições de testes. Durante a implementação prática foram encontrados alguns problemas referentes a ruídos no sinal de controle, que eventualmente podem provocar sobre chaveamentos e a queda de rendimento do conversor. Porém, o problema com os ruídos foi solucionado com a adição de capacitores com a função de filtrar estes ruídos.

Os resultados de simulação e experimentais obtidos foram utilizados para validar a análise teórica e o projeto do conversor. Para os resultados experimentais, os mesmos obtidos com a carga comprovam o funcionamento da topologia, pois a mesma realiza a correção do fator de potência e apresenta um rendimento de aproximadamente 92,42%. Entretanto, apresentou uma taxa de distorção harmônica da corrente de entrada igual a 10,2% e um fator de potência igual a 0,99. Embora a taxa de distorção harmônica tenha sido elevada os componentes harmônicos permaneceram em conformidade da norma IEC 61000-3-2 para

equipamentos pertencentes à classe A. Os resultados obtidos com o banco de baterias conectado ao conversor via simulação teve um baixo fator de potência em torno de 0,96 e uma alta taxa de distorção harmônica THD_i de 33,4% devido a limitação imposta pelo controle da corrente de saída I_o , todavia acredita-se que com as devidas modificações na malha de controle e a utilização de outras técnicas de controle o trabalho proposto seja uma alternativa interessante para o carregamento de banco de baterias de veículos elétricos.

Sugestões para Trabalhos Futuros

Algumas sugestões para trabalhos futuros e continuação no desenvolvimento de pesquisas a partir deste trabalho são apresentadas a seguir:

(i) uso de técnicas de comutação não dissipativa, tal como *snubbers* não dissipativos, para o aumento da eficiência da topologia;

(ii) a utilização de uma técnica de controle mais apurada, com o uso de controladores ressonantes ou controle repetitivo para o melhor seguimento de referências senoidais e rejeição a distúrbios, além de garantir um erro em regime permanente nulo para estes tipos de referências.

(iii) otimização dos magnéticos e estudo sobre possíveis acoplamentos dos elementos magnéticos com o intuito de diminuir o número de elementos magnéticos;

(iv) implementação do controle digital com o intuito de possibilitar flexibilidade na experimentação de diferentes técnicas de controle;

(v) a padronização do carregador em conformidade com a norma ABNT NBR IEC 61851-1:2013 para sistemas de recarga condutiva para veículos elétricos, contida em (ABNT, 2013).

TRABALHOS PUBLICADOS

Publicações realizadas durante o mestrado:

PACHECO, J. O. ; PETRY, C. A. ; Flávio Alberto Bardemaker Batista . Multi-platform education system of frequency inverters. In: **Industry Applications (INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012**, Fortaleza. Power Electronics, 2012.

PACHECO, J. O.; CACAU, R. G. A; BRITO JR., F. J. B.; TORRICO-BASCOPE, R. P. AC-DC Cuk converter with PFC based on three-state switching cell. In: **12th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP2013)**.

REFERÊNCIAS

ABREU, Pedro José Correia Miguel. **Carregador de Baterias Trifásico de 5kW com Fator de Potência Unitário**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores), Instituto Politécnico de Setúbal, Setúbal – Portugal, 2012.

ALMEIDA, Bruno Ricardo. **Sistema de Controle Digital para WECS de Eixo Vertical**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2012.

AMBROSIO, R. C.; TICIANELLI, A.; **Baterias de níquel-hidreto metálico, uma alternativa para as baterias de níquel-cádmio**. Química Nova. Quím. Nova vol.24 no.2 São Paulo Mar./Abril. 2001. ISSN 0100-4042

ANDERSEN, Romero Leandro. **Sistema de Interligação entre Módulos Geradores de Energia a Partir de Células a Combustível do Tipo PEM e um Banco de Baterias**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2006.

Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT). **ABNT NBR IEC 61851-1:2013 - Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos**. 2013. Disponível em: <<http://www.abntcatalogo.com.br/norma.aspx?ID=255680>>.

BARBI, I, *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*, Edição do Autor, Florianópolis, Brasil, 2000.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**. 2 ed. Florianópolis: Ed. Do Autor, 2007.

BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. Single-phase high power factor variable output voltage rectifier, using the Buck+Boost converter: control aspects, design and experimentation. In: **5th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'99)**. 1999, p. 143-148.

BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. “Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells”, *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 00. 2000*, vol.2, pp.858-863.

BASCOPE, Grover Torrico. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2001.

Battery University. **Lead-based batteries**. 2011. Disponível em: <http://batteryuniversity.com/learn/article/lead_based_batteries>. Acesso em: 29 de outubro de 2012.

BENDALL, C. A.; PETERSON, W. A. An EV on-board battery charger. In: 11th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '96). San Jose, CA, 1996. p. 26-31.

BENEDET, Ronaldo. **Projeto de Lei nº 3895/2012**. Disponível em: <http://www.camara.gov.br/proposicoesWeb/prop_mostrarintegra?codteor=993858&filename=PL+3895/2012>. Acesso em: 28 de jun. de 2012.

BRITO JÚNIOR, F. J. B. de, BASCOPE, R. P. T., DAHER, S., BASCOPE, G. V. T., "Comparative analysis of three dc-dc non-isolated buck converters", *10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2012*, pp.1-8.

Brkovic, M.; Cuk, Slobodan, "Novel single stage AC-to-DC converters with magnetic amplifiers and high power factor," Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '95, pp.447,453.

CADEX, 2003 - cadex electronics inc. battery university. 2004. disponível em: <http://www.batteryuniversity.com/index.htm> acesso em 10 de setembro 2013.

Carro elétrico: falta de tecnologia já não é desculpa. Revista Universidade Pública. Universidade Federal do Ceará – UFC. p. 33-35, ano 67, mai.-jun. 2012.

CHAN, C.C. The state of the art of electric and hybrid vehicles. In: **Anais do IEEE**, v.90, no.2, p.247-275, fev. 2002.

CHEN, M.; RINCÓN-MORA, G. A. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I–V performance. **IEEE Transactions on Energy Conversion**. v. 21, p. 504-511, jun. 2006.

Conselho Empresarial Brasileiro de Desenvolvimento Sustentável (CEBDS). **Visão Brasil 2050**. 2012. Disponível em: <http://www.cebds.org.br/media/uploads/pdf/visao_brasil_2050_-_vfinal.pdf>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

ČUK, Slobodan M. **Modelling, Analysis, and Design of Switching Converters**. Tese (Doutorado), California Institute of Technology, Pasadena, Califórnia, USA, 1977.

DIXON, Lloyd. **Average Current Mode Control of Switching Power Supplies**. Nota de aplicação. 1999. Disponível em: <http://ecee.colorado.edu/~ecen5807/course_material/papers/cpm/Dixon_1990.pdf>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

DHAMEJA, S. **Electric vehicle battery systems**. 1 ed. Estados Unidos da América: Newnes, 2002.

EPCOS AG. **Folha de dados de capacitores eletrolíticos de alumínio: Snap-in capacitors**. 2011. Disponível em: <http://www.epcos.com/inf/20/30/db/aec_09/B43501.pdf>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

ERICKSON, Robert. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2 ed. Colorado: Springer. 2001.

Freescale Semiconductor. **Single Phase On-Line UPS Using MC9S12E128: Designer Reference Manual**. 2004. Disponível em: <http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM064.pdf?fp=1>. Acesso em: 13 de ago. de 2013.

HFA16TB120 Datasheet: ULTRAFAST® Power Diode. 2004. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/hfa16tb120.pdf>>. Acesso e: 7 de jul. de 2013.

_____. **IRG4PF50WD Datasheet: Insulated Gate Bipolar Transistor with ultrafast soft recovery diode.** 2000. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irg4pf50wd.pdf>>. Acesso e: 7 de jul. de 2013.

Lithium-based batteries. 2011a. Disponível em: <http://batteryuniversity.com/learn/article/lithium_based_batteries>. Acesso em: 29 de outubro de 2012.

JAGANATHAN, S.; GAO, W. Battery charging power electronics converter and control for plug-in hybrid electric vehicle. In: **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC '09)**. 2009. p. 440-447.

KISACIKOGLU, M. C.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. Reactive power operation analysis of a single-phase EV/PHEV bidirectional battery charger. In: **IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)**. 2011. p. 585-592.

KIEHNE, H.A. Battery technology handbook. isbn 0-8247-4249-4, 2000.

LAFUENTE, C. O., **Carregador de Baterias Monifásicos para Aplicação em Veículos Elétricos.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2011

LINDEN, D.; Reddy, T.B. Handbook of Batteries. 3ª ED. MCGRAW-HILL, 2002.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados.** 3 ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2008.

MASSERANT, B. J.; STUART, T. A. A maximum power transfer battery charger for electric vehicles. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.** v. 33, p. 930-938, jul. 1997.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook.** 3rd Ed., New York: Marcel Dekker, 2004.

MILANOVIC, M.; ROSKARIC, A.; AUDA, M. Battery charger based on double-buck and boost converter. In: **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '99)**. 1999. p. 747-752.

NEWTON, A., GREEN, T. C., ANDREW, D., "AC/DC power factor correction using interleaved boost and Cuk converters," Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. (IEE Conf. Publ. No. 475), pp.293-298.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno.** 4ª edição, Prentice Hall, São Paulo, 2003.

OLIVEIRA FILHO, Herminio Miguel de. **Conversor Estático de Três Estágios para Carregamento de Baterias a partir de Sistemas Eólicos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2010

Thornton Eletrônica Ltda. **Catálogo de Núcleos de Ferrite**. 2008. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>. Acesso em: 7 de jul. de 2013.

TODD, Philip C. “UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design” Nota de aplicação U-134, UNITRODE, 1999.

Varta Company, “Electric Vehicles Batteries”, <http://www.varta-automotive.com>. Acesso em 13/08/2010.

VISHAY. GSIB2580 **Datasheet: Single-Phase Single In-Line Bridge Rectifiers**. Rev. 2013. Disponível em: < <http://www.vishay.com/docs/88646/gsib25xx.pdf>>. Acesso e: 7 de jul. de 2013.

SCHNEIDER, K. K., **Modelos Analíticos na Predição do Tempo de Vida de Baterias Utilizadas em Dispositivos Móveis**. Dissertação (Mestrado em Modelagem Matemática), Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul - UNIJUÍ, Fortaleza - RS, 2011.

PATIL, D.; SINHA, M.; AGARWAL, V. “A cuk converter based bridgeless topology for high power factor fast battery charger for Electric Vechicle application”. In: **IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC'12)**. 2012. p. 1-6.

VENABLE, H. Dean. “The K Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis.” Proc. Powercon 10. 1983. San Diego, CA. pp. H1-1 to H1-12.

APÊNDICE A – SCRIPT EM MATLAB PARA OBTENÇÃO DO MODELO CA DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR

```

%Universidade Federal do Ceará
%Script em MATLAB para obtenção do modelo de pequenos sinais
%Curso de Pós-Graduação em Enga Elétrica
%Professor: René Pastor-Torrico Bascopé, Dr.
%Mestrando: Juliano de Oliveira Pacheco

format long; close all; clear all; clc;

% Especificações do conversor Ćuk
vi=311;
vo=162;           %Tensão de saída
L1=438.183e-6;   %Indutor de entrada
L2=466.987e-6;   %Indutor de saída
C1=3.6e-6;       %Capacitor de acumulação
C2=2000e-6;      %Capacitor de saída
R=(vo^2)/1000;   %Resistência de carga
D=vo/(vo+vi);    %Razão cíclica
Dl=1-D;          %D linha
fs=50e3;         %Frequência de comutação 50 kHz
ts=1/(fs/2);     %Período de comutação

% Matriz dos elementos acumuladores de energia
K=[L1 0 0 0; 0 L2 0 0; 0 0 C1 0; 0 0 0 C2];

% Matrizes da 1ª Etapa de Operação
A1=[0 0 0 0; 0 0 -1 1; 0 1 0 0; 0 -1 0 -1/R];
B1=[1;
    0;
    0;
    0];
C1=[1 0 0 0]; %p/ saída IL(corrente de indutor)
C1_=[0 0 0 1]; %p/ saída Vo(tensão Vc=Vo)
E1=0;

% Matrizes da 2ª Etapa de Operação
A2=[0 0 -1 0; 0 0 0 1; 1 0 0 0; 0 -1 0 -1/R];
B2=[1 ;
    0;
    0;
    0];

```

```

C2=[1 0 0 0]; %p/ saída IL1(corrente de indutor)

C2_=[0 0 0 1]; %p/ saída Vo(tensão Vc2=Vo)

E2=0;

% Matrizes médias

A= D*A1+D1*A2;
B= D*B1+D1*B2;
C= D*C1+D1*C2;
C_ = D*C1_+D1*C2_;
E= D*E1+D1*E2;

% Valores em regime permanente p/ saída como corrente do indutor L1

U=vi;
X=-inv(A)*B*U;
Y=(-C*inv(A)*B+E)*U;

% Valores em regime permanente p/ saída como tensão no C2

U=vi;
X=-inv(A)*B*U;
Y_=(-C_*inv(A)*B+E)*U;

%Modelo CA de pequenos sinais.
% Saída em corrente de indutor

Ap=inv(K)*A;
Bp=[inv(K)*B inv(K)*((A1-A2)*X+(B1-B2)*U)];
Cp=C;
Ep = [E ((C1-C2)*X+(E1-E2)*U)];

% Saída em tensão Vo
Cp_=C_;
Ep_ = [E ((C1_-C2_)*X+(E1-E2)*U)];

% Funções de Transferência
% [num1, den1] = ss2tf (Ap, Bp, Cp, Ep, 1); % Determina
%FT relacionando entrada vg
[num,den] = ss2tf (Ap, Bp, Cp, Ep, 2); % Determina FT
%relacionando entrada d
[num_,den_] = ss2tf (Ap, Bp, Cp_, Ep_, 2); % Determina FT
%relacionando entrada d

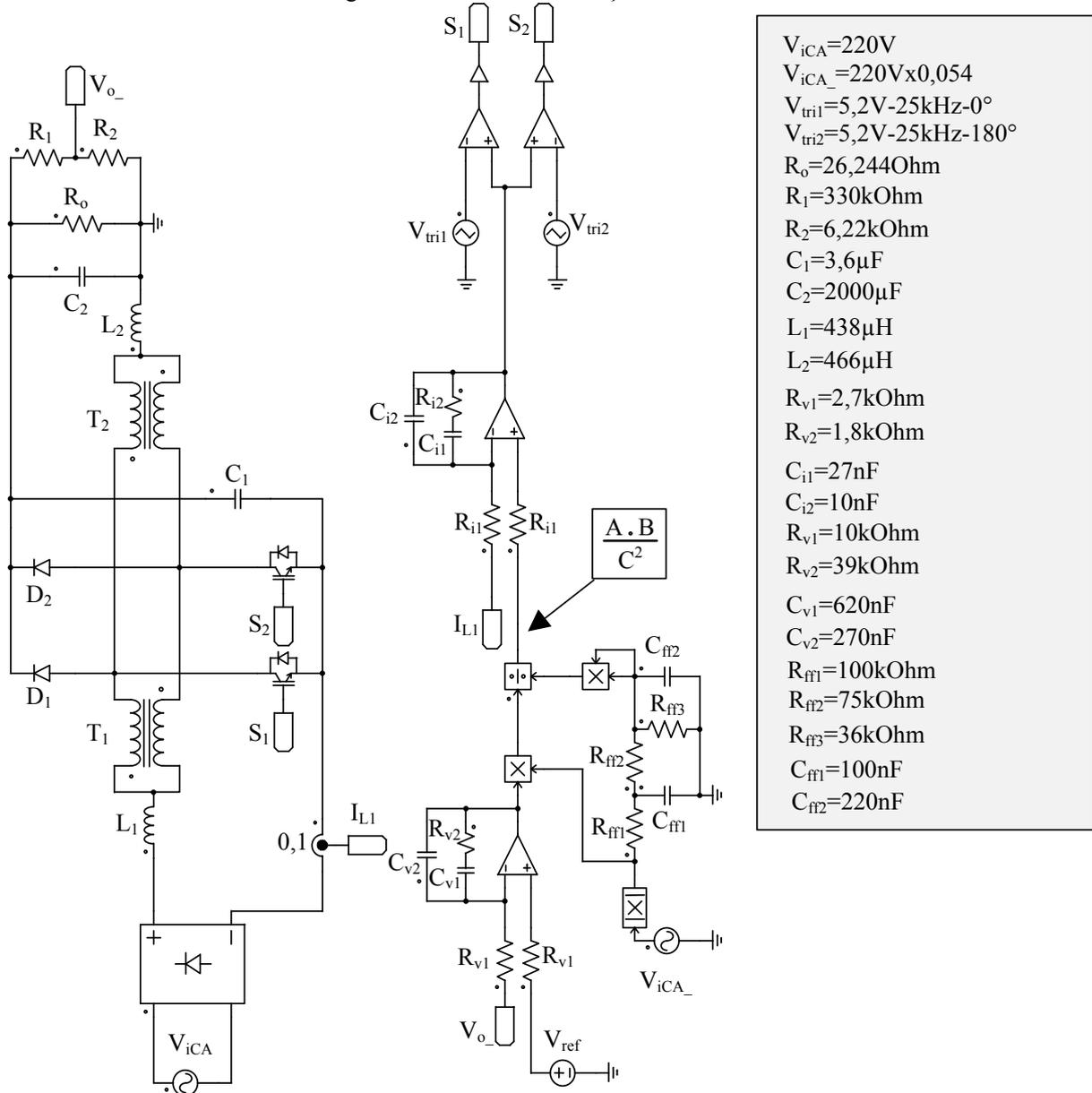
%G1 = tf (num(1,:), den); % FT il/vg
%G2 = tf (num(2,:), den); % FT vo/vg
G1 = tf (num(1,:), den); % FT il/d
G2 = tf(num_(1,:),den_); % FT vo/d

[num1,den1]=tfdata(G1,'v');
[num2,den2]=tfdata(G2,'v');
num3=num2;
den3=num1;
G3=tf(num3,den3); % FT vo/il

```

APÊNDICE B – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO

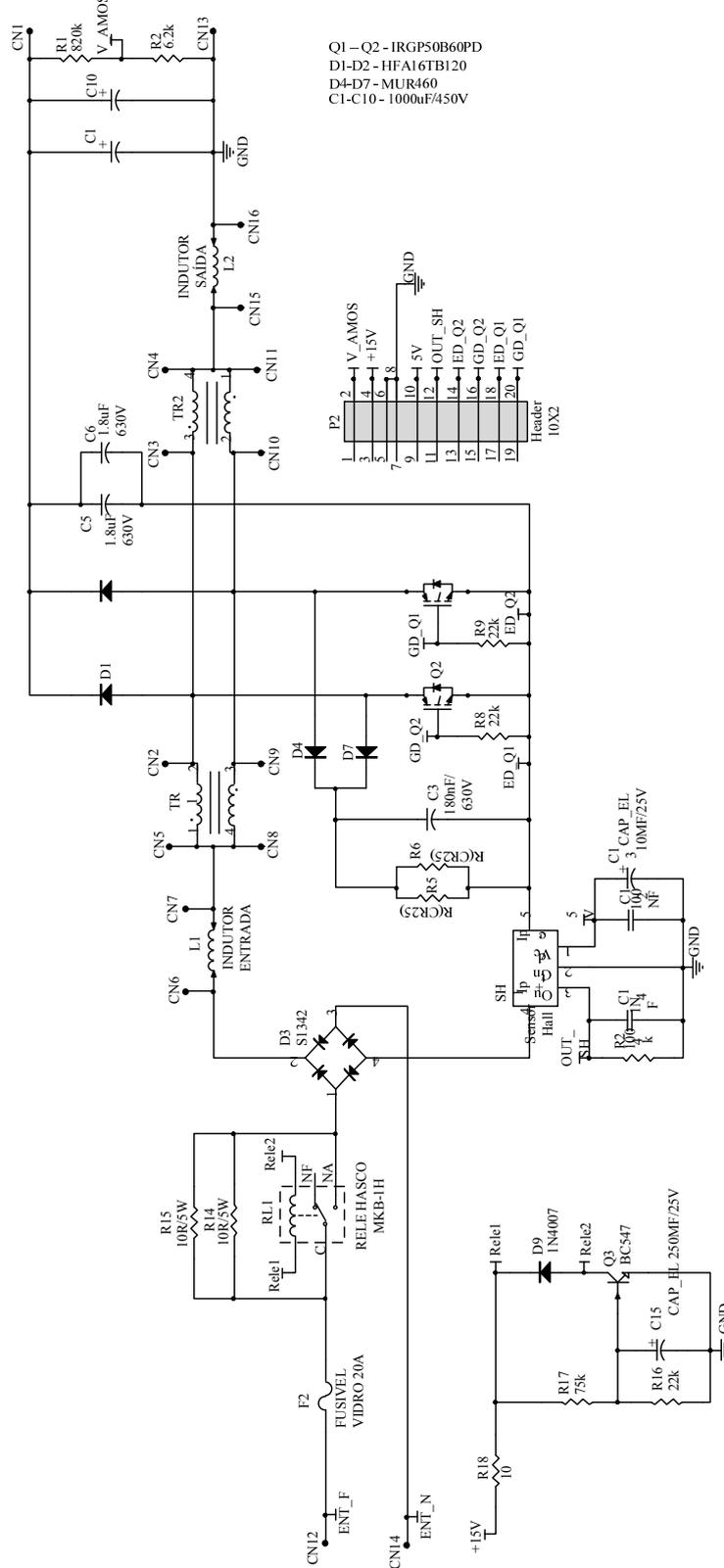
Figura 61. Circuito de simulação do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

APENDICE C – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA PLACA DE POTÊNCIA

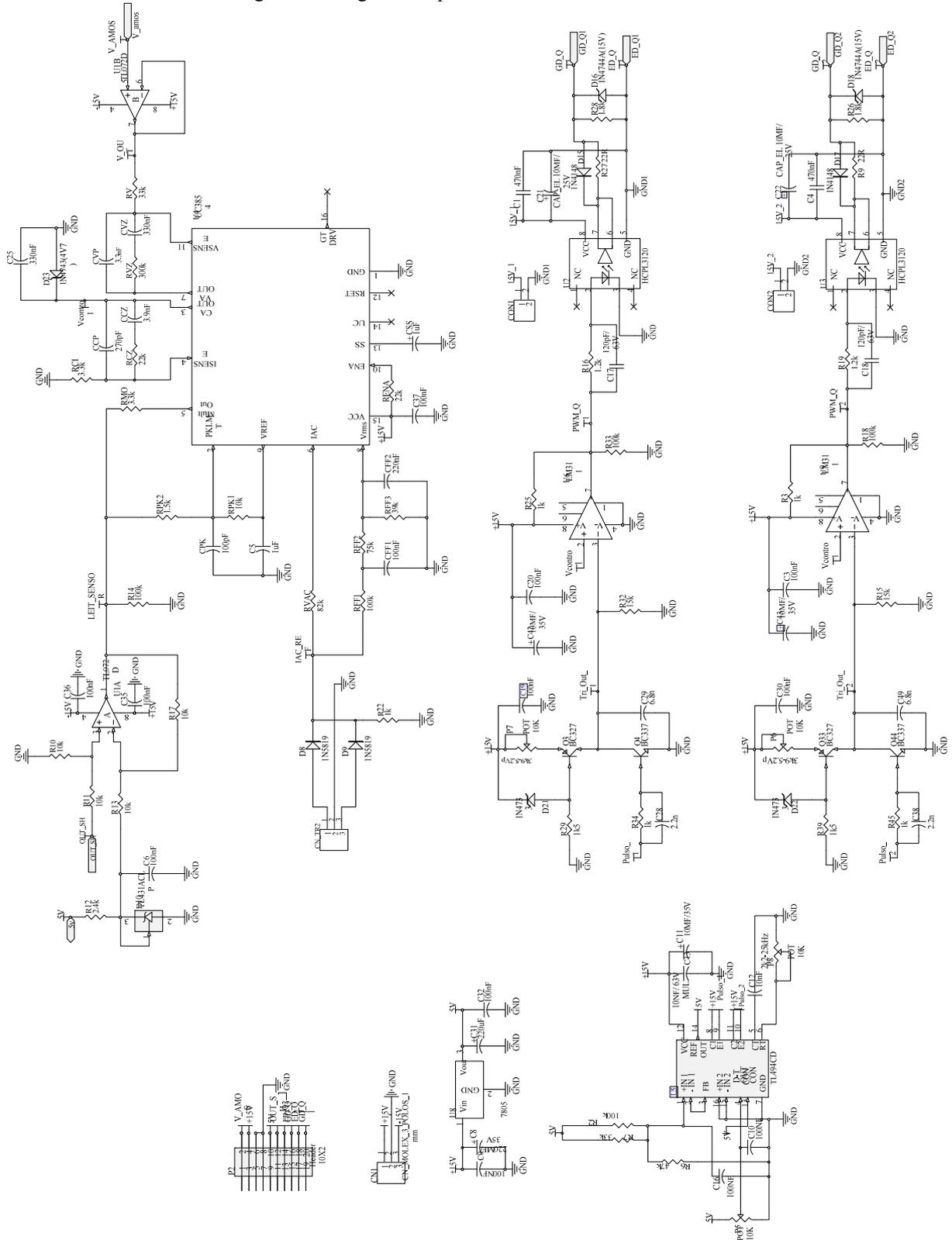
Figura 62. Diagrama esquemático da placa de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE D – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Figura 63. Diagrama esquemático do circuito de controle.



Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE E – CALCULO DOS PARAMETROS DO UC3854BN

Parâmetros Adicionais do UC3854BN

No Apêndice B foi apresentado o circuito de simulação do conversor, que foi implementado utilizando o *software* de simulação PSIM. Nota-se que, além do projeto de controle de corrente e tensão descrito anteriormente, o circuito integrado precisa de outros componentes externos adicionais, como proteção de sobrecorrente, ajuste da frequência de comutação (não utilizado nesse projeto), configuração da partida suave (não utilizado nesse projeto), entre outros. A seguir, são calculados estes parâmetros seguindo a recomendação e notas de aplicação do fabricante (TODD, Philip C., 1999).

Todos os valores obtidos para cada uma das grandezas são aproximados para o valor comercial imediatamente superior.

Limitador de pico de corrente: é um circuito adicional de proteção, utilizado para limitar a sobrecorrente durante a partida do conversor. Os valores dos resistores R_{pk1} e R_{pk2} que compõem este circuito de proteção são calculados nas equações e , respectivamente. Considerando, $R_{pk1} = 10 \text{ k}\Omega$; R_{pk2} é dado por (5.1):

$$R_{pk2} = \frac{V_{pko} \cdot R_{pk1}}{V_{ref}} \quad (5.1)$$

Malha de *feedforward*: este circuito é um filtro passa-baixa composto por capacitores e resistores calculados a seguir. Primeiro, é calculada a constante de *feedforward* na equação , em seguida é determinada a frequência de corte do filtro na equação . Assim, a partir destes parâmetros, são calculados os resistores e capacitores que compõem o filtro, como mostram as equações a .

$$K_{FF} = \frac{\%THD_{180Hz}}{\%THD_{120Hz}} \quad (5.2)$$

Substituindo os valores em (5.2), tem-se:

$$K_{FF} = \frac{1,5}{66,2} = 0,023$$

O valor da frequência f_{cFF} do filtro da malha de *feedforward* é dado pela equação (5.3):

$$f_{cFF} = 2 \cdot f_r \cdot \sqrt{K_{FF}} \quad (5.3)$$

Substituindo os valores em (5.3), tem-se:

$$f_{cFF} = 2 \cdot 60 \cdot 0,022 = 18,063 \text{ Hz}$$

A equação (5.4) define o valor da tensão V_{ff} do filtro de *feedforward*.

$$V_{ff} = \frac{V_{i\min a} \cdot R_{FF3}}{R_{FF1} + R_{FF2} + R_{FF3}} \quad (5.4)$$

O valor do resistor R_{FF1} é dado pelo fabricante, sendo $R_{FF1} = 100 \cdot 10^3 \Omega$. As tensões V_{FF} , V_{FFC} são dadas pelo fabricante e o valor da mínimo da tensão $V_{i\min_{amos}}$ é uma especificação de projeto.

$$V_{FF} = 1,5 \text{ V} \quad , \quad V_{FFC} = 4,5 \text{ V} \quad , \quad V_{i\min_{amos}} = 176 \text{ V} \quad .$$

O valor do resistor R_{FF2} é dado pela equação (5.5):

$$R_{FF2} = \frac{R_{FF1} \cdot [V_{FF} \cdot V_{i\min_{amos}} - V_{FFC}(V_{i\min_{amos}} - V_{FF}) - (V_{FF} - V_{FFC})]}{V_{FFC} \cdot (V_{i\min_{amos}} - V_{FF}) + (V_{FF} \cdot V_{FFC}) - V_{i\min_{amos}}(V_{i\min_{amos}} - V_{FF}) - V_{FFC} \cdot V_{i\min_{amos}}} \quad (5.5)$$

Substituindo os valores em (5.5), tem-se:

$$R_{FF2} = \frac{100 \cdot 10^3 \cdot [1,5 \cdot 140 - 4,5(140 - 1,5) - (1,5 - 4,5)]}{4,5 \cdot (140 - 1,5) + (1,5 \cdot 4,5) - 140 \cdot (140 - 1,5) - 4,5 \cdot 140} \cong 75 \times 10^3 \Omega$$

O valor do resistor R_{FF3} é dado pela equação (5.6):

$$R_{FF3} = \frac{V_{FF} \cdot R_{FF1} + V_{FF} \cdot R_{FF2}}{V_{i\min_{amos}} - V_{FF}} \quad (5.6)$$

Substituindo os valores em (5.6), tem-se:

$$R_{FF3} = \frac{1,5 \cdot 1 \times 10^6 + 1,5 \cdot 22 \times 10^3}{140 - 1,5} \cong 36 \cdot 10^3 \Omega$$

O valor do capacitor de filtro C_{FF1} é dado por (5.7):

$$C_{FF1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{Cff} \cdot R_{FF2}} \quad (5.7)$$

Substituindo os valores em (5.7), tem-se:

$$C_{FF1} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 18,06 + 5600} = 100 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

O valor do capacitor de filtro C_{FF2} é dado por (5.8):

$$C_{FF2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{Cffreal} \cdot R_{FF3}} \quad (5.8)$$

Substituindo os valores em (5.8), tem-se:

$$C_{FF2} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 15,78 + 27000} = 220 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

RVAC: este resistor é responsável por limitar a corrente que circula através do pino 6, seguindo-se a recomendação não se deve ultrapassar 250 μA . Desta forma, obtém-se o valor do resistor dado por .

$$RVAC = \frac{V_{ipkse-atr}}{I_{ac\max}} \quad (5.9)$$

Substituindo os valores em (5.9), tem-se:

$$RVAC = \frac{373,352 \cdot 0,055}{250 \times 10^{-6}} = 82 \cdot 10^3 \Omega$$

RMO: é responsável pela limitação de potência na entrada do conversor proposto. O resistor *RMO* é calculado mediante a equação (5.10), seguindo estritas recomendações do fabricante.

$$RMO = \frac{P_o \cdot k_{hall} \cdot k_{diff} \cdot k \cdot RVAC \cdot 2,25}{V_{ief\min}^2 \cdot \eta \cdot (V_{ea} - 1,5)} \cdot \frac{1}{a_{ff}} \quad (5.10)$$

Substituindo os valores em (5.11), tem-se:

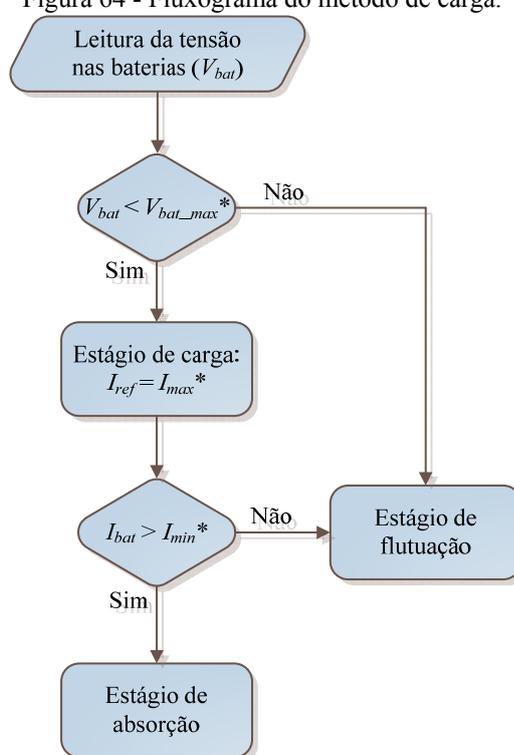
$$RMO = \frac{2527 \cdot 0,004 \cdot 2,127 \cdot 1 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 2,25}{187^2 \cdot 0,95 \cdot (6 - 1,5)} \cdot \frac{1}{68 \times 10^{-3}} = 2,7 \times 10^3 \Omega \quad (5.11)$$

APÊNDICE F – IMPLEMENTAÇÃO DO MÉTODO DE CARGA DO BANCO DE BATERIAS

Neste apêndice é apresentado o método de carga implementado em uma simulação computacional no *software* PSIM.

No item 1.4.1 foi descrito as etapas de um algoritmo de três estágios para a implementação do método de carga. Na Figura 64 é apresentado o fluxograma do método de carga implementado, o mesmo é baseado no algoritmo apresentado em (FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2004).

Figura 64 - Fluxograma do método de carga.



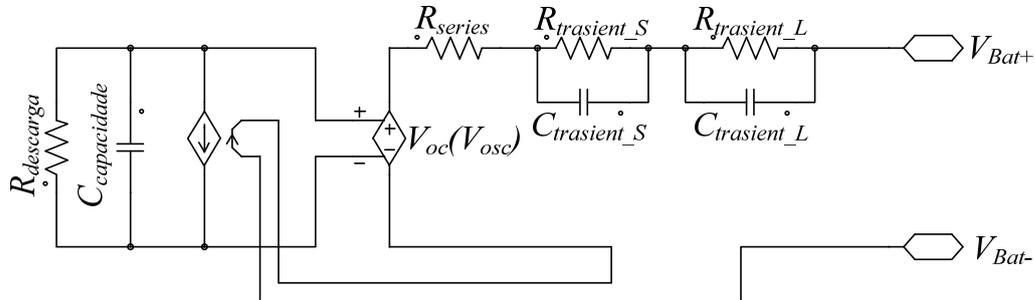
Fonte: Elaborada pelo autor.

Onde, I_{max}^* é a referência máxima da corrente, o mesmo pode ser considerado igual a 25% da capacidade das baterias; I_{min}^* é a referência mínima da corrente, o mesmo pode ser considerado igual a 5% da capacidade das baterias; $V_{bat_max}^*$ é a referência da tensão de absorção das baterias; $V_{bat_min}^*$ é a referência da tensão de flutuação das baterias.

O modelo elétrico do banco de baterias utilizado na simulação foi extraído a partir de (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006). O modelo representa de forma mais precisa as características elétricas e o comportamento dinâmico das baterias quando comparado ao modelo composto por uma resistência em série com uma capacitância. Entretanto, o mesmo

ainda não consegue representar fielmente o comportamento de uma bateria. Na Figura 65 é ilustrado o modelo elétrico do banco de baterias.

Figura 65 - Modelo elétrico do banco de baterias.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os parâmetros do modelo foram otimizados visando um melhor processamento computacional devido às limitações encontradas na máquina em que foi realizada a simulação; Os valores dos parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 23.

Tabela 23 - Parâmetros do modelo elétrico do banco de baterias.

Parâmetro	Valor
Capacitância do modelo	$C_{capacidade} = 3 \text{ F}$
Resistência de descarga	$R_{descarga} = 1 \cdot 10^6 \text{ } \Omega$
Resistência série	$R_{serie} = 270 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$
Capacitância do transiente de curto período	$C_{transiente_S} = 120 \text{ F}$
Resistência do transiente de curto período	$R_{transiente_S} = 150 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$
Capacitância do transiente de longo período	$C_{transiente_L} = 2 \cdot 10^3 \text{ F}$
Resistência do transiente de longo período	$R_{transiente_L} = 100 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$

Fonte: Elaborada pelo autor.