

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



**PROJETO INVERSOL – DESENVOLVIMENTO DE UMA
FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA COM
POSSIBILIDADE DE USO EM SISTEMA FOTOVOLTAICO**

Lucas Maciel Menezes

Fortaleza
Julho de 2007

LUCAS MACIEL MENEZES

**PROJETO INVERSOL – DESENVOLVIMENTO DE UMA
FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA COM
POSSIBILIDADE DE USO EM SISTEMA FOTOVOLTAICO**

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz

Fortaleza
Julho de 2007

LUCAS MACIEL MENEZES

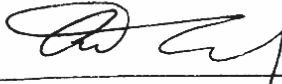
**PROJETO INVERSOL – DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE
ININTERRUPTA DE ENERGIA COM POSSIBILIDADE DE USO EM
SISTEMA FOTOVOLTAICO**

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



LUCAS MACIEL MENEZES

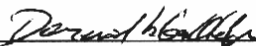
Banca Examinadora:



Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz, Dr.



Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.



Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.



Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.

Fortaleza, 06 de Julho de 2007

*A Deus,
À minha mãe Mirtania,
Ao meu pai Luiz Antônio,
Eu dedico esse trabalho.*

AGRADECIMENTOS

À FUNCAP que contribuiu com apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico. À FINEP pelo financiamento dos componentes e equipamentos utilizados pelo projeto e a MICROSOL pela parceria no projeto.

Ao professor Cícero Marcos Tavares Cruz por suas valiosas orientações, amizade, força e disponibilidade durante todo este tempo. Agradeço a confiança em mim depositada, oportunidade de trabalhar e aprender. Gostaria também de agradecer ao professor René Torrico por todas as suas colaborações desde o início do curso durante as disciplinas até a execução do projeto. Também em especial ao professor Fernando Antunes por sua contribuição direta pela minha formação tanto no Mestrado como na Graduação.

Ao professor Demercil, por todas as suas colocações na fase final desse trabalho. Ao professor Clóvis Antônio Petry por ter dedicado seu tempo para colaborar com esse projeto.

Aos professores Ruth Leão, Laurinda, José Carlos, Otacílio, Luiz Barreto e a todos do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, Conceição, Rafael, Mario, Pedro e Geraldinho, responsáveis diretamente ou indiretamente pela minha formação no programa de Mestrado.

Aos meus amigos e colegas de mestrado Tobias, Paulo Praça, Halisson, Rousseau, Eber de Castro, Gustavo, George, Edilson, Belchior, Felipe, Marcus, Sérgio Daher, Rômulo Nunes, Rômulo Leite, Rafael Amaral, Nelber, Issac, Valdeci, Mônica, André, Vandilberto, Ciro, Lívia e Carla por todas as etapas que foram vencidas e pelo companheirismo e outros que não citei. Ao meu amigo Renato Cortez por todos os momentos vividos durante a graduação.

A todos meus familiares e a minha namorada que compreenderam minha ausência durante os períodos de dedicação aos estudos. À todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

RESUMO

Resumo da dissertação apresentada à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

PROJETO INVERSOL – DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA COM POSSIBILIDADE DE USO EM SISTEMA FOTOVOLTAICO

LUCAS MACIEL MENEZES

O estudo para o desenvolvimento de uma fonte ininterrupta de energia com possibilidade de uso em sistema fotovoltaico, tem como motivação que a larga escala da produção desse tipo de equipamento possa reduzir o custo dos conversores de eletrônica de potência associados a uma instalação fotovoltaica. O projeto propõem a união de topologias de conversores, resultando em uma UPS do tipo *on-line* com tensão de entrada e de saída de 220 Volts 60 Hz, potência total de 715VA, rendimento de 88%, isolada em alta frequência e com correção do fator de potência na entrada. Sendo composta por um retificador na entrada com topologia de um conversor em ponte completa alimentado em corrente, esse conversor é responsável por prover a correção do fator de potência na entrada e da isolamento galvânica em alta frequência. Um inversor em ponte completa com filtro LC e modulação PWM unipolar, que é capaz de entregar uma tensão senoidal para a carga e um conversor *boost* de alto ganho que cumpre o papel de elevar a tensão de 24 Volts do banco de baterias para a tensão de 400 Volts do barramento de entrada do inversor. Cada conversor tem seu estudo teórico desenvolvido e ao final após as especificações e dimensionamentos são mostrados os resultados experimentais do protótipo do projeto. Quando o sistema for aproveitado em uma instalação fotovoltaica somente o inversor e o conversor *boost* de alto ganho são utilizados.

Número de paginas: 216.

Palavras-Chave: Eletrônica de Potência, fonte ininterrupta de energia, correção de fator de potência, isolamento em alta frequência, inversor, sistema fotovoltaico.

ABSTRACT

Abstract of dissertation presented at Universidade Federal do Ceará as partial of fulfillment of the requirements for the Master degree of in Electrical Engineering.

INVERSOL – DEVELOPMENT OF UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY TO BE USED IN A PHOTOVOLTAIC SYSTEM

LUCAS MACIEL MENEZES

The study of the development of ininterruptible power supply to be used in a photovoltaic system has as motivation that the wide UPS production scale can reduce the cost of power electronics converters associated with a photovoltaic system. The project proposes a topology of an on-line UPS, with 220 Volts, 60 Hz input/output voltage, 715 VA power, 88% efficiency, High frequency isolation and Power factor correction. The Project consists on a rectifier, it is responsible for providing the input power factor correction and the high frequency isolation. An inverter, it supply the load with a output sinusoidal voltage and a high gain boost converter that increase the voltage from the battery pack up to the inverter. When the project is used in a photovoltaic system, it is only used the inverter and the high gain boost converter.

Number of pages: 216.

Keywords: Power Electronics, Ininterruptible power supply, High frequency isolation, Power factor correction, Inverters, Photovoltaic system.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xiv
LISTA DE TABELAS	xxi
SIMBOLOGIA	xxiii
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1	
PROJETO INVERSOL – MOTIVAÇÕES, ESPECIFICAÇÕES E CARACTERÍSTICAS.....	3
1.1 Introdução	3
1.2 Panorama nacional da exclusão elétrica	3
1.3 Especificação do sistema	4
1.4 Características de uma UPS	6
1.4.1 <i>UPS On-line</i>	6
1.4.2 <i>UPS Off-line</i>	7
1.4.3 <i>UPS Line-interactive</i>	8
1.5 Desempenho de uma UPS	9
1.6 Características escolhidas	10
1.7 Projeto Inversol.....	11
1.8 Conversores do projeto	13
1.9 Conclusão	17
CAPÍTULO 2	
ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO RETIFICADOR COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E ISOLAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA	18
2.1 Introdução	18
2.2 Topologia do retificador	18
2.3 Topologia operando como conversor CC-CC	19
2.3.1 <i>Operação do conversor</i>	19
2.3.2 <i>Etapas de funcionamento</i>	20
2.3.3 <i>Principais formas de ondas</i>	23

2.3.4	<i>Equações básicas</i>	24
2.3.5	<i>Determinação do ganho estático</i>	26
2.3.6	<i>Determinação dos esforços</i>	27
2.3.6.1	Esforços nos interruptores S_{1-4}	28
2.3.6.2	Esforços nos diodos D_{1-4}	29
2.3.6.3	Esforços no indutor L_1	30
2.3.6.4	Esforços no transformador T_1	30
2.3.6.5	Capacitor C_1	31
2.4	Análise do conversor operando com PFC	32
2.4.1	<i>Modulação</i>	34
2.4.2	<i>Análise da razão cíclica</i>	35
2.4.3	<i>Formas de onda para operação com PFC</i>	36
2.4.4	<i>Determinação dos esforços com PFC</i>	37
2.4.4.1	Esforços nos interruptores S_{1-4} com PFC	39
2.4.4.2	Esforços nos diodos D_{1-4} com PFC.....	40
2.4.4.3	Esforços no indutor L_1 com PFC.....	41
2.4.4.4	Esforços no transformador T_1 com PFC.....	42
2.4.4.5	Esforços nos diodos D_{5-6} com PFC.....	43
2.4.4.6	Esforços no capacitor C_1 com PFC	44
2.5	Análise do acoplamento de diversas cargas	46
2.5.1	<i>Carga resistiva</i>	47
2.5.2	<i>Conversor CC-CA acoplado ao retificador</i>	48
2.5.2.1	Conversor CC-CA com carga resistiva	48
2.5.2.2	Conversor CC-CA com carga RL.....	50
2.5.2.3	Conversor CC-CA com carga não-linear com corrente pulsada	51
2.6	Conclusão	53
CAPÍTULO 3		
ANÁLISE DO INVERSOR PONTE COMPLETA		54
3.1	Introdução	54
3.2	Topologia do conversor	54
3.3	Modulação do inversor	54

3.4	Etapas de funcionamento	56
3.5	Principais formas de onda.....	61
3.6	Análise do estágio de potência	63
3.6.1	<i>Filtro LC de saída</i>	64
3.6.1.1	Indutância L_2	64
3.6.1.2	Capacitância C_2	65
3.6.2	<i>Determinação dos esforços</i>	66
3.6.2.1	Esforços nos interruptores S_{5-8}	66
3.6.2.2	Esforços nos diodos em antiparalelo dos interruptores $D_{S_{5-8}}$	67
3.6.2.3	Esforços no indutor L_2	68
3.6.2.4	Esforços no capacitor C_2	68
3.7	Estratégia de controle	69
3.8	Conclusão	70

CAPÍTULO 4

ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR <i>BOOST</i> DE ALTO GANHO.....	72	
4.1	Introdução	72
4.2	Topologia do conversor	72
4.3	Operação do conversor	73
4.4	Etapas de funcionamento	74
4.5	Principais formas de onda.....	77
4.6	Equações básicas	79
4.7	Determinação do ganho estático.....	81
4.8	Determinação dos esforços	82
4.8.1	<i>Esforços nos interruptores S_{10-11}</i>	83
4.8.2	<i>Esforços nos diodos boost D_{14-13}</i>	84
4.8.3	<i>Esforços nos diodos do dobrador de tensão D_{15-16}</i>	84
4.8.4	<i>Esforços no indutor L_4</i>	85
4.8.5	<i>Esforços no transformador T_2</i>	87
4.8.6	<i>Esforços no capacitor filtro de saída C_5</i>	88
4.8.7	<i>Esforços nos capacitores do dobrador de tensão C_{6-7}</i>	90

4.9	Potência processada pelo transformador T_2	91
4.10	Estratégia de controle	92
4.11	Conclusão	93
CAPÍTULO 5		
METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO.....		94
5.1	Introdução.....	94
5.2	Retificador	94
5.2.1	<i>Especificação do retificador</i>	94
5.2.2	<i>Projeto do retificador</i>	95
5.2.2.1	Cálculos básicos do retificador.....	95
5.2.2.2	Dimensionamento do indutor L_1	96
5.2.2.3	Dimensionamento do transformador T_1	100
5.2.2.4	Dimensionamento dos interruptores S_{1-4}	104
5.2.2.5	Dimensionamento dos diodos D_{1-4}	106
5.2.2.6	Dimensionamento dos diodos D_{5-8}	107
5.2.2.7	Dimensionamento do capacitor C_1	109
5.2.2.8	Dimensionamento do capacitor C_8	111
5.3	Inversor	111
5.3.1	<i>Especificação do inversor</i>	111
5.3.2	<i>Projeto do inversor</i>	112
5.3.2.1	Cálculos básicos do inversor	112
5.3.2.2	Dimensionamento do filtro LC.....	113
5.3.2.3	Interruptores e diodos ($S_{5-8}/D_{s_{5-8}}$)	118
5.4	<i>Boost</i> de alto ganho.....	121
5.4.1	<i>Especificação do boost de alto ganho</i>	121
5.4.2	<i>Projeto do boost de alto ganho</i>	121
5.4.2.1	Cálculos básicos do <i>boost</i> de alto ganho	122
5.4.2.2	Dimensionamento do indutor L_4	122
5.4.2.3	Dimensionamento do transformador T_2	125
5.4.2.4	Dimensionamento dos interruptores S_{10-11}	129
5.4.2.5	Dimensionamento dos diodos <i>boost</i> D_{13-14}	130

5.4.2.6	Dimensionamento dos diodos D_{15-16}	132
5.4.2.7	Dimensionamento do capacitor de saída C_5	133
5.4.2.8	Dimensionamento dos capacitores C_{6-7}	134
5.5	Conclusão	134
CAPÍTULO 6		
MODELAGEM E CONTROLE		135
6.1	Introdução.....	135
6.2	Controle do retificador.....	135
6.2.1	<i>Função de transferência do retificador</i>	136
6.2.1.1	Função de transferência da corrente do indutor	136
6.2.1.2	Função de transferência da tensão	137
6.2.2	<i>Projeto do controle do retificador</i>	138
6.2.2.1	Elementos da malha <i>feedforward</i>	138
6.2.2.2	Resistor da entrada I_{AC}	139
6.2.2.3	Cálculo do resistor R_{mo}	139
6.2.2.4	Projeto da malha de corrente	141
6.2.2.5	Projeto da malha de tensão	143
6.3	Controle do inversor	146
6.3.1	<i>Função de transferência do inversor</i>	174
6.3.2	<i>Compensador e critérios de projeto do controle do inversor</i>	148
6.3.3	<i>Projeto do compensador de tensão do inversor</i>	148
6.4	Controle do <i>boost</i> de alto ganho	151
6.4.1	<i>Função de transferência do boost de alto ganho</i>	151
6.4.2	<i>Compensador e critérios de controle do boost de alto ganho</i>	152
6.4.3	<i>Projeto do compensador de tensão do boost de alto ganho</i>	153
6.5	Conclusão	155
CAPÍTULO 7		
EXECUÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS		156
7.1	Introdução.....	156
7.2	Protótipo	157
7.3	Resultados experimentais	159

7.3.1	<i>Resultados do modo rede</i>	159
7.3.2	<i>Resultados do modo bateria</i>	166
7.4	Conclusão	171
CONCLUSÃO GERAL		172
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		175
APÊNDICE A - CARREGADOR DE BATERIAS.....		179
APÊNDICE B - FONTE AUXILIAR		197
APÊNDICE C - ESQUEMÁTICO COMPLETO		207
APÊNDICE D - EXEMPLO DE PROJETO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO.....		214

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Índices percentuais de não atendimento rural, por Estado da Federação [50].....	4
Figura 1.2 – Diagrama de blocos típico de um sistema UPS <i>on-line</i>	6
Figura 1.3 – Diagrama de blocos típico de um sistema UPS <i>off-line</i>	7
Figura 1.4 – Diagrama de blocos típico de um sistema UPS <i>Line-interactive</i>	8
Figura 1.5 – Frequência de ocorrência de interrupções em um ano típico nos Estados Unidos [10].....	11
Figura 1.6 – Diagrama de blocos do Projeto Inversol.....	12
Figura 1.7 – Diagrama de blocos do Projeto Inversol adaptado para o sistema fotovoltaico.	13
Figura 1.8 – Topologia proposta em [13 e14].....	13
Figura 1.9 – Topologia proposta em [15].....	14
Figura 1.10 – Topologia proposta em [17].....	14
Figura 1.11 – Topologia proposta em [18].....	15
Figura 1.12 – Topologia proposta em [20].....	15
Figura 1.13 – Topologia proposta em [22].....	16
Figura 1.14– Esquema completo do Projeto Inversol.	16
Figura 1.15 – Esquema do Projeto Inversol quando aproveitado em instalação fotovoltaica.....	17
Figura 2.1 – Circuito de potência do retificador.	18
Figura 2.2 – Circuito de potência do conversor CC-CC.	19
Figura 2.3 – Primeira etapa de operação do conversor.	20
Figura 2.4 – Segunda etapa de operação do conversor.	21
Figura 2.5 – Terceira etapa de operação do conversor.....	22
Figura 2.6 – Quarta etapa de operação do conversor.	22
Figura 2.7 – Principais formas de onda de tensão e corrente.....	24
Figura 2.8 – Ganho estático ideal do conversor.	27
Figura 2.9 – Circuito de potência e controle do conversor operando com PFC.	33
Figura 2.10 – Técnica de modulação.....	34

Figura 2.11 – Modulador PWM.	35
Figura 2.12 – Variação da razão cíclica para meio período da tensão de entrada.	35
Figura 2.13 – (a) Forma de onda da corrente de entrada; (b) Detalhe da corrente de entrada.	36
Figura 2.14 – (a) Forma de onda da corrente do indutor L_1 ; (b) Detalhe da corrente.	36
Figura 2.15 – (a) Forma de onda da corrente do interruptor S_1 ; (b) Detalhe da corrente.	36
Figura 2.16 – (a) Forma de onda da corrente do diodo D_1 ; (b) Detalhe da corrente.	37
Figura 2.17 – (a) Forma de onda da corrente do primário do transformador; (b) Detalhe da corrente.	37
Figura 2.18 – (a) Forma de onda da tensão do primário do transformador; (b) Detalhe da tensão.	37
Figura 2.19 – Ondulação na corrente parametrizada.	42
Figura 2.20 – Tensão instantânea parametrizada sobre C_1	45
Figura 2.21 – Potências instantâneas na entrada e saída do retificador para carga resistiva.	47
Figura 2.22 – Balanço de energia no capacitor C_1	47
Figura 2.23 – Potências instantâneas na entrada do retificador e na saída do inversor sem sincronismo.	49
Figura 2.24 – Balanço de energia no capacitor C_1	49
Figura 2.25 – Potências instantâneas na entrada do retificador e na saída do inversor com sincronismo.	49
Figura 2.26 – Potências instantâneas na entrada do retificador e na saída do inversor com sincronismo.	50
Figura 2.27 – Potências instantâneas na entrada do retificador e na saída para carga RL.	50
Figura 2.28 – Balanço de energia no capacitor C_1	50
Figura 2.29 – Potências instantâneas na entrada do retificador e na saída com carga de corrente pulsada.	51
Figura 2.30 – Balanço de energia no capacitor C_1	52
Figura 3.1 – Circuito de potência do inversor.	54

Figura 3.2 – Circuito modulador.	55
Figura 3.3 – Modulação PWM senoidal unipolar.	55
Figura 3.4 – Primeira etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo positivo.	57
Figura 3.5 – Segunda etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo positivo.	57
Figura 3.6 – Terceira etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo positivo.	58
Figura 3.7 – Quarta etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo positivo.	58
Figura 3.8 – Primeira etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo negativo.	59
Figura 3.9 – Segunda etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo negativo.	59
Figura 3.10 – Terceira etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo negativo.	60
Figura 3.11 – Quarta etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo negativo.	60
Figura 3.12 – (a) Tensão de saída antes do filtro; (b) Tensão de saída depois do filtro.	62
Figura 3.13 – (a) Corrente no indutor de filtro L_2 ; (b) Detalhe da corrente.	62
Figura 3.14 – (a) Corrente no capacitor de filtro C_2 ; (b) Detalhe da corrente.	62
Figura 3.15 – (a) Corrente no interruptor S_5 do inversor; (b) Detalhe da corrente.	62
Figura 3.16 – (a) Corrente no interruptor D_{s_5} do inversor; (b) Detalhe da corrente.	63
Figura 3.17 – Variação da razão cíclica para meio período da tensão da saída.	63
Figura 3.18 – Variação parametrizada da ondulação da corrente do indutor L_2 para um ciclo da tensão de saída.	65
Figura 3.19 – Estratégia de controle para o inversor.	69
Figura 4.1 – Circuito de potência do conversor Boost de alto ganho.	72
Figura 4.2 – Primeira etapa de funcionamento.	74
Figura 4.3 – Segunda etapa de funcionamento.	75
Figura 4.4 – Terceira etapa de funcionamento.	76
Figura 4.5 – Quarta etapa de funcionamento.	77
Figura 4.6 – Principais formas de onda de tensão e corrente.	78
Figura 4.7 – Ganho estático ideal do conversor.	81
Figura 4.8 – Variação de corrente parametrizada pela variação do ciclo de trabalho.	86
Figura 4.9 – Variação da tensão parametrizada no capacitor C_5 pela variação do ciclo de trabalho.	89

Figura 4.10 – Variação da tensão parametrizada no capacitor C_6 pela variação da razão cíclica.	91
Figura 4.11 – Relação da potência processada pelo autotransformador pela variação da relação de transformação.....	92
Figura 4.12 – Circuito de potência e controle do conversor.	93
Figura 5.1 – Topologia do retificador.....	95
Figura 5.2 – Característica potência versus frequência das tecnologias de interruptores.	104
Figura 5.3 – Modelo do diodo.	107
Figura 5.4 – Modelo do diodo.	109
Figura 5.5 – Topologia do inversor.	112
Figura 5.6 – Diagrama de bode da função de transferência do filtro LC para carga resistiva.	114
Figura 5.7 – Topologia do <i>boost</i> de alto ganho.....	121
Figura 6.1 – Planta do Retificador.....	135
Figura 6.2 – Modelo para obtenção da função de transferência do retificador.....	136
Figura 6.3 – Diagrama de Bode da dinâmica da corrente no indutor L_1 ; (a) Ganho; (b) Fase.	137
Figura 6.4 – Diagrama de Bode da função de transferência da tensão; (a) Ganho; (b) Fase.	137
Figura 6.5 – Diagrama de blocos do sistema de controle no modo corrente media do retificador.	138
Figura 6.6 – Topologia do filtro passa baixa.....	138
Figura 6.7 – Potência e corrente de entrada em relação à variação da tensão de entrada.	140
Figura 6.8 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente no indutor.....	141
Figura 6.9 – Diagrama de Bode da função de transferência de corrente a ser controlada; (a) Ganho; (b) Fase.	141
Figura 6.10 – Compensador PI com filtro.....	141
Figura 6.11 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de corrente e do controlador; (a) Ganho; (b) Fase.....	143

Figura 6.12 – Diagrama de blocos da malha de tensão.....	143
Figura 6.13 – Diagrama de Bode da FTMA da tensão; (a) Ganho; (b) Fase.	144
Figura 6.14 – Compensador PI com filtro.....	144
Figura 6.15 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão e do controlador; (a) Ganho; (b) Fase.....	146
Figura 6.16 – Planta do inversor.....	146
Figura 6.17 – Modelo para obtenção da função de transferência do inversor.	147
Figura 6.18 – Diagrama de Bode do inversor (a) Ganho (b) Fase.	147
Figura 6.19 – Compensador PID.....	148
Figura 6.20 – Diagrama de blocos do sistema de controle do inversor.	149
Figura 6.21 – Diagrama de Bode da FTLA da planta do inversor (a) Ganho (b) Fase.	149
Figura 6.22 – Diagrama de Bode da FTLA e do controlador; (a) Ganho; (b) Fase. ...	150
Figura 6.23 – Planta do boost de alto ganho e circuito de controle.	151
Figura 6.24 – Diagrama de Bode do boost de alto ganho; (a) Ganho; (b) Fase.....	152
Figura 6.25 – Compensador PID.....	152
Figura 6.26 – Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor boost de alto ganho.....	153
Figura 6.27 – Diagrama de Bode da FTMA da planta do conversor; (a) Ganho; (b) Fase.	153
Figura 6.28 – Diagrama de Bode da FTLA e do controlador; (a) Ganho; (b) Fase. ...	155
Figura 7.1 – Conversores do Projeto Inversol.....	156
Figura 7.2 – Fotografia do retificador.	158
Figura 7.3 – Fotografia do inversor.....	158
Figura 7.4 – Fotografia do conversor <i>boost</i> de alto ganho.....	159
Figura 7.5 – (a) Corrente em L_1 para meio período da tensão de alimentação 2A/div; 1ms/div (b) Detalhe da ondulação 2A/div; 4 μ s/div.....	160
Figura 7.6 – (a) Tensão em S_1 para meio período da tensão de alimentação; 2V/div; 2ms/div; (b) Detalhe da comutação; 200V/div;10 μ s/div.....	160
Figura 7.7 – (a) Esforços em T_{1p} para meio período da tensão de alimentação; 500V/div; 5A/div; 2ms/div (b) Detalhe na comutação 500V/div; 2A/div; 10 μ s/div.....	

.....	160
Figura 7.8 – (a) Esforços em T_{1s} para meio período da tensão de alimentação; 500V/div; 5A/div; 2ms/div (b) Detalhe na comutação 500V/div; 5A/div; 10 μ s/div.	161
Figura 7.9 – (a) Tensão em D_1 para meio período da tensão de alimentação; 200V/div; 1ms/div; (b) Detalhe na comutação 200V/div; 10 μ s/div.	161
Figura 7.10 – Tensão de saída do retificador V_{cc} ; 100V/div; 2ms/div.	162
Figura 7.11 – Tensão sobre o interruptor S_5 do inversor ; 200V/div; 10 μ s/div.	162
Figura 7.12 – Corrente no capacitor C_2 ; 2A/div; 5ms/div.	163
Figura 7.13 – (a) Tensão antes do filtro LC; 200V/div; 4ms/div; (b) Tensão depois do filtro LC; 200V/div; 4ms/div.	163
Figura 7.14 – Tensão e corrente de entrada; (a) Subtensão 188V; 100V/div; 5A/div; 4ms/div; (b) Tensão nominal 220V; 100V/div; 5A/div; 4ms/div; (c) Sobretensão 250V; 100V/div; 5A/div; 4ms/div;.	164
Figura 7.15 – Histograma das componentes harmônicas da corrente de entrada para tensão nominal e plena carga.	165
Figura 7.16 – Tensão e corrente de saída (a) Carga assimétrica; 100V/div; 5A/div; 10ms/div; (b) Carga resistiva; 100V/div; 2A/div; 10ms/div; (c) Carga não linear; 100V/div; 5A/div; 10ms/div.	165
Figura 7.17 – Tensão e corrente de saída (a) Entrada de carga; 200V/div; 2A/div; 50ms/div; (b) Saída de carga; 200V/div; 2A/div; 50ms/div.	166
Figura 7.18 – Curvas de rendimento do Retificador, Inversor e global para o modo rede.	167
Figura 7.19 – Corrente no indutor L_4 do <i>boost</i> de alto ganho; 10A/div; 5 μ s/div.	167
Figura 7.20 – Tensão e corrente no transformador do <i>boost</i> de alto ganho (a) Primário; 50V/div; 10A/div; 10 μ s/div; (b) Secundário; 100V/div; 10A/div; 10 μ s/div.	168
Figura 7.21 – Tensão sobre o interruptor S_{10} <i>boost</i> de alto ganho; 50V/div; 10 μ s/div.	168
Figura 7.22 – Tensão sobre os diodos (a) Diodo <i>boost</i> D_{14} ; 100V/div; 10 μ s/div; (b) Diodo do dobrador de tensão D_{16} ; 50V/div; 10 μ s/div.	169
Figura 7.23 – Tensão sobre os capacitores (a) C_5 ; 50V/div; 4 μ s/div; (b) C_6 ; 100V/div;	

4 μ s/div; (c) C ₇ ; 100V/div; 4 μ s/div;.....	169
Figura 7.24 – Tensão e corrente de entrada (a) Subtensão 21,5V; 10V/div; 20A/div; 10 μ s/div; (b) Tensão nominal 24V; 10V/div; 20A/div; 10 μ s/div; (c) Sobretensão 27,5V; 10V/div; 20A/div; 10 μ s/div.	170
Figura 7.25 – Curvas de rendimento do <i>boost</i> de alto ganho, Inversor e global para o modo bateria.	171
Figura A.1 – Topologia do carregador de baterias.	180
Figura A.2 – Topologia do carregador de baterias.	188
Figura A.3 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão.	189
Figura A.4 – Diagrama de Bode da FTMA da malha de tensão do carregador; (a) Ganho; (b) Fase.	190
Figura A.5 – Controlador PID.	190
Figura A.6 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão e do controlador; (a) Ganho; (b) Fase.	192
Figura A.7 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente.	192
Figura A.8 – Diagrama de Bode da FTMA da malha de corrente do carregador; (a) Ganho; (b) Fase.	193
Figura A.9 – Controlador PID.	193
Figura A.10 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de corrente e do compensador; (a) Ganho; (b) Fase.	195
Figura A.11 – Fotografia do carregador de baterias montado.	195
Figura B.1 – Topologia da fonte auxiliar.	198
Figura B.2 – Fotografia do protótipo.	205

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Classificação e disponibilidade de atendimento.....	5
Tabela 1.2 – Exemplos de consumidores para SIGFI 13 e SIGFI 30.	5
Tabela 2.1 – Operação do conversor.	23
Tabela 3.1 – Operação do conversor com modulação PWM senoidal unipolar.	61
Tabela 4.1 – Operação do conversor.	77
Tabela 5.1 – Resumo do projeto do indutor L_1	99
Tabela 5.2 – Resumo do projeto do transformador T_1	103
Tabela 5.3 – Especificações do interruptor escolhido para o retificador.	105
Tabela 5.4 – Especificações do diodo escolhido para a ponte em alta frequência do retificador.	106
Tabela 5.5 – Dados do diodo para cálculo das perdas.....	107
Tabela 5.6 – Especificações do diodo escolhido para a ponte retificadora de entrada do retificador.	108
Tabela 5.7 – Dados do diodo para cálculo das perdas.....	108
Tabela 5.8 – Especificações do capacitor eletrolítico do barramento CC.....	110
Tabela 5.9 – Especificações dos capacitores de polipropileno do barramento CC.....	110
Tabela 5.10 – Especificações dos capacitores de polipropileno do filtro LC do inversor.....	114
Tabela 5.11 – Resumo do projeto do indutor L_2	117
Tabela 5.12 – Dados necessários para cálculo das perdas nos interruptores e diodos do inversor.....	119
Tabela 5.13 – Resumo do projeto do indutor L_4	124
Tabela 5.14 – Resumo do projeto do transformador T_2	128
Tabela 5.15 – Especificações do interruptor escolhido para o inversor.....	130
Tabela 5.16 – Especificações do diodo <i>boost</i>	131
Tabela 5.17 – Dados do diodo para cálculo das perdas.....	131
Tabela 5.18 – Especificações do capacitor eletrolítico C_5	133
Tabela 7.1 – Comparativo para variação da alimentação.....	164
Tabela 7.2 – Comparativo para variação da carga.	166
Tabela 7.3 – Comparativo para variação da alimentação.....	169

Tabela A.1 – Resumo do projeto do indutor L_3	184
Tabela A.2 – Especificações do capacitor de filtro.	185
Tabela A.3 – Especificações do interruptor escolhido para o carregador.	186
Tabela A.4 – Especificações do diodo para o carregador.	187
Tabela A.5 – Especificações do diodo D_{14}	187
Tabela B.1 – Resumo do projeto do transformador de entrada.	200
Tabela B.2 – Resumo do projeto do transformador <i>flyback</i>	204
Tabela B.3 – Resumo do projeto do indutor L_f	205

SIMBOLOGIA

Símbolos utilizados no trabalho:

Símbolo	Significado	Unidade
α	Ângulo entre a tensão e a corrente de saída do inversor	°
β	Razão entre a tensão de saída pela tensão de entrada do retificador	-
δ	Espaço entre os núcleos magnéticos do tipo EE	mm
Δ	Diâmetro dos condutores	mm
$\Delta\Phi$	Variação de fluxo	Wb
ΔB	Variação da densidade do fluxo magnético	T
ΔI_{L_1}	Variação da corrente no indutor L_1	Ampère
Δi_{L_2}	Variação da corrente no indutor do inversor	Ampère
ΔI_{L_4}	Variação de corrente no indutor L_4	Ampère
ΔQ	Variação de carga no capacitor	Coulomb
ΔT	Elevação de temperatura	°C
ΔV_{C_1}	Variação de tensão sobre o capacitor C_1 do retificador	Volts
ΔV_{C_5}	Variação da tensão sobre o capacitor C_5	Volt
ΔV_{C_6}	Variação da tensão sobre o capacitor C_5	Volt
η_{boost}	Rendimento do conversor <i>boost</i> de alto ganho	-
η_{inv}	Rendimento do inversor	-
η_{ret}	Rendimento do retificador	-
μ_o	Permeabilidade do vácuo	H / m
ρ_{rCu}	Resistividade do cobre	$\Omega \cdot cm$
ω_o	Frequência natural do conversor	rad/s
ω_r	Frequência da rede de alimentação do retificador	rad/s
a	Relação de transformação entre os enrolamentos primários e o secundário do <i>boost</i> de alto ganho	-
A_e	Área da janela da seção de um núcleo magnético	cm^2
A_p	Produto das áreas de um núcleo magnético	cm^4
A_w	Área da janela de um núcleo magnético	cm^2
B	Excursão da densidade de fluxo magnético	T
D_{boost}	Razão cíclica dos interruptores do <i>boost</i> de alto ganho	-
D_{inv}	Razão cíclica dos interruptores do inversor	-
D_{ret}	Razão cíclica dos interruptores S_{1-4} do retificador	-

Símbolo	Significado	Unidade
F	Fator de correção do entreferro	-
f_m	Frequência da moduladora do inversor	Hertz
f_p	Frequência da portadora do inversor	Hertz
f_r	Frequência de linha da alimentação do retificador	Hertz
f_{r_o}	Frequência da tensão de saída	Hertz
$f_{s_{boost}}$	Frequência de comutação dos interruptores do <i>boost</i> de alto ganho	Hertz
$f_{s_{inv}}$	Frequência de comutação dos interruptores do inversor	Hertz
$f_{s_{ret}}$	Frequência de comutação dos interruptores do retificador	Hertz
FP_{inv}	Fator de potência da saída do inversor	-
FP_{ret}	Fator de potência da entrada do retificador	-
G	Altura da janela do núcleo EE	cm
$G_I(s)$	Função de transferência da malha de corrente	-
$G_{LC}(j \cdot \omega)$	Função de transferência do filtro LC do inversor	-
$G_V(s)$	Função de transferência da malha de tensão	-
$H_i(s)$	Função de transferência do controlador de corrente	-
$H_v(s)$	Função de transferência do controlador de tensão	-
I_A	Corrente mínima do indutor L_1 do retificador como CC-CC	Ampère
$i_b(t)$	Corrente instantânea de entrada do <i>boost</i> de alto ganho	Ampère
I_B	Corrente máxima do indutor L_1 do retificador como CC-CC	Ampère
I_{cc}	Corrente de saída do retificador	Ampère
$i_{D_1}(t)$	Corrente instantânea no diodo D_1	Ampère
$i_{D_{14}}(t)$	Corrente instantânea através do diodo D_{14}	Ampère
$i_{D_{16}}(t)$	Corrente instantânea através do diodo D_{16}	Ampère
$I_{ef C_1}$	Corrente eficaz no capacitor C_1	Ampère
$I_{ef C_2}$	Corrente eficaz no capacitor do inversor	Ampère
$I_{ef C_5}$	Corrente eficaz através do capacitor C_5	Ampère
$I_{ef C_6}$	Corrente eficaz através do capacitor C_5	Ampère
$I_{ef D_1}$	Corrente eficaz no diodo D_1	Ampère
$I_{ef D_{14}}$	Corrente eficaz através do diodo D_{14}	Ampère
$I_{ef D_{16}}$	Corrente eficaz através do diodo D_{16}	Ampère
$I_{ef D_{s5}}$	Corrente eficaz através do diodo D_{s5}	Ampère
$I_{ef L_1}$	Corrente eficaz no indutor L_1	Ampère

Símbolo	Significado	Unidade
$I_{ef L_2}$	Corrente eficaz no indutor do inversor	Ampère
$I_{ef L_4}$	Corrente eficaz através indutor L_4	Ampère
$I_{ef S_1}$	Corrente eficaz através do interruptor S_1	Ampère
$I_{ef S_5}$	Corrente eficaz através do interruptor S_5	Ampère
$I_{ef S_{10}}$	Corrente eficaz através do interruptor S_{10}	Ampère
$I_{ef T_{1p}}$	Corrente eficaz no primário do transformador do retificador	Ampère
$I_{ef T_{1s}}$	Corrente eficaz no secundário do transformador do retificador	Ampère
$I_{ef T_{2p}}$	Corrente eficaz no primário do transformador T_2	Ampère
$I_{ef T_{2s}}$	Corrente eficaz no secundário do transformador T_2	Ampère
I_g	Corrente média de entrada do <i>boost</i> de alto ganho	Ampère
I_G	Corrente média de entrada do retificador	Ampère
I_i	Corrente na entrada do retificador	Ampère
$i_i(t)$	Corrente instantânea na entrada do retificador com PFC	Ampère
$i_{in}(t)$	Corrente instantânea na entrada do retificador	Ampère
I_{L_1}	Corrente no indutor L_1 do retificador	Ampère
$i_{L_1}(t)$	Corrente instantânea no indutor L_1 do retificador	Ampère
$i_{L_4}(t)$	Corrente instantânea no indutor L_4	Ampère
I_m	Corrente mínima do indutor L_4	Ampère
I_M	Corrente máxima do indutor L_4	Ampère
$I_{med D_1}$	Corrente média no diodo D_1	Ampère
$I_{med D_{14}}$	Corrente média através do diodo D_{14}	Ampère
$I_{med D_{16}}$	Corrente média através do diodo D_{16}	Ampère
$I_{med D_{S_5}}$	Corrente média através do diodo D_{S_5}	Ampère
$I_{med S_1}$	Corrente média através do interruptor S_1	Ampère
$I_{med S_5}$	Corrente média através do interruptor S_5	Ampère
$I_{med S_{10}}$	Corrente média através do interruptor S_{10}	Ampère
$i_o(t)$	Corrente instantânea da saída do inversor	Ampère
I_{pD_1}	Corrente de pico no diodo D_1	Ampère
$I_{pD_{14}}$	Corrente de pico no diodo D_{14}	Ampère
$I_{pD_{16}}$	Corrente de pico no diodo D_{16}	Ampère
$I_{pD_{S_5}}$	Corrente de pico no diodo D_{S_5}	Ampère
$I_{p i}$	Corrente de pico da entrada do retificador com PFC	Ampère

Símbolo	Significado	Unidade
I_{pL_1}	Corrente de pico sobre o indutor L_1	Ampère
I_{pL_2}	Corrente de pico no indutor do inversor	Ampère
I_{pL_4}	Corrente de pico no indutor L_4	Ampère
$I_{p o}$	Corrente de pico da saída do inversor	Ampère
I_{pS_1}	Corrente de pico no interruptor S_1	Ampère
I_{pS_5}	Corrente de pico no interruptor S_5	Ampère
$I_{pS_{10}}$	Corrente de pico no interruptor S_{10}	Ampère
$I_{pT_{1p}}$	Corrente de pico no primário do transformador do retificador	Ampère
$I_{pT_2p_1}$	Corrente de pico no primário do transformador T_2	Ampère
I_{pT_2s}	Corrente de pico no secundário do transformador T_2	Ampère
$i_{S_1}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_1	Ampère
$i_{S_3}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_3	Ampère
$i_{S_{10}}(t)$	Corrente instantânea através do interruptor S_{10}	Ampère
$i_{S_{11}}(t)$	Corrente instantânea através do interruptor S_{11}	Ampère
$i_{T_1}(t)$	Corrente instantânea no primário do transformador	Ampère
$i_{T_2p_1}(t)$	Corrente no primário do transformador T_2	Ampère
$i_{T_2p_2}(t)$	Corrente no primário do transformador T_2	Ampère
$i_{T_2s}(t)$	Corrente no secundário do transformador T_2	Ampère
J	Densidade de corrente	A/cm^2
K_p	Fator de utilização do primário	-
K_t	Fator de topologia	-
k_u	Fator de utilização de um núcleo magnético	-
K_w	Fator de utilização da janela de um núcleo magnético	-
l_g	Entreferro de um núcleo magnético	cm
lt	Comprimento médio de um enrolamento no núcleo magnético	cm
M	Índice de modulação do inversor	-
m_{Cu}	Massa de cobre para um condutor	g
M_f	Razão da frequência de modulação	-
N	Relação de transformação do transformador T_1 do retificador	-
N_p	Número de espiras do primário do transformador T_1 do retificador	-
N_{p1}	Número de espiras do primário do transformador do <i>boost</i> de alto ganho	-
N_{p2}	Número de espiras do primário do transformador do <i>boost</i> de alto ganho	-

Símbolo	Significado	Unidade
$N_{P_{boost}}$	Número de espiras do primário do transformador do <i>boost</i> de alto ganho	-
N_s	Número de espiras do secundário do transformador do <i>boost</i> de alto ganho	-
$N_{s_{ret}}$	Número de espiras do secundário do transformador T_1 do retificador	-
P_{cond}	Perda por condução de um semicondutor	Watt
P_{Cu}	Perda no cobre de um condutor	Watt
$P_{in_{boost}}$	Potência de entrada do conversor <i>boost</i> de alto ganho	Watt
$P_{in_{carg}}$	Potência da saída do transformador para o carregador	Watt
$P_{in_{ret}}$	Potência na entrada no retificador	Watt
$p_{in_{ret}}(t)$	Potência instantânea na entrada do retificador com PFC	Watt
P_{nucleo}	Perdas em um núcleo magnético	Watt
$P_{o_{boost}}$	Potência de saída do conversor <i>boost</i> de alto ganho	Watt
$P_{o_{ret}}$	Potência na saída do retificador	Watt
$p_{o_{ret}}(t)$	Potência instantânea na saída do retificador com PFC	Watt
P_{off}	Perda por bloqueio de um semicondutor	Watt
P_{on}	Perda por entrada em condução de um semicondutor	Watt
P_{T_2}	Potência processada pelo transformador do <i>boost</i> de alto ganho	Watt
R_t	Resistência de condução do diodo	Ω
R_{thda}	Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente	$^{\circ}C/W$
$s_{o_{inv}}(t)$	Potência de saída do inversor	Watt
T_j	Temperatura da junção	$^{\circ}C$
$T_{off_{ret}}$	Período de bloqueio dos interruptores S_{1-4} do retificador	s
$T_{on_{ret}}$	Período de condução dos interruptores S_{1-4} do retificador	s
$T_{S_{boost}}$	Período de comutação dos interruptores do <i>boost</i> de alto ganho	s
$T_{s_{inv}}$	Período de comutação dos interruptores do inversor	s
$T_{S_{ret}}$	Período de comutação dos interruptores S_{1-4} do retificador	s
Th	Tempo de <i>hold-up</i> do retificador	s
THD_{V_o}	Distorção harmônica total da tensão de saída	-
V_b	Tensão de entrada do <i>boost</i> de alto ganho	Volt
$V_c(t)$	Tensão de controle	Volt
$v_{C_1}(t)$	Tensão instantânea no capacitor do retificador	Volt
V_{carg}	Tensão de pico da saída do transformador para o carregador	Volt

Símbolo	Significado	Unidade
V_{cc}	Tensão de saída do retificador	Volt
$v_{cc}(t)$	Tensão instantânea de saída do retificador	Volt
$V_{cc}(t)$	Tensão instantânea da saída do <i>boost</i> de alto ganho	Volt
$V_{cc_{max}}$	Tensão máxima de saída especificada do retificador	Volt
$V_{cc_{min}}$	Tensão mínima de saída especificada do retificador	Volt
V_d	Tensão de pico da portadora	Volt
$V_d(t)$	Tensão da portadora	Volt
$V_{D_{S_5} max}$	Tensão máxima sobre o diodo D_{S_5}	Volt
$V_{ef T_1 P}$	Tensão eficaz no primário do transformado do retificador	Volt
$V_{ef T_1 s}$	Tensão eficaz no secundário do transformado do retificador	Volt
$V_{ef T_2 P_1}$	Tensão eficaz no primário do transformador T_2	Volt
$V_{ef T_2 s}$	Tensão eficaz no secundário do transformador T_2	Volt
V_F	Queda de tensão direta	Volt
V_i	Tensão de entrada do retificador	Volt
$v_i(t)$	Tensão instantânea de entrada do retificador com PFC	Volt
$v_o(t)$	Tensão instantânea de saída	Volt
$V_{pca S_1}$	Tensão de pico sobre S_1 com o retificador com PFC	Volt
V_{p_m}	Amplitude da tensão senoidal de controle do inversor	Volt
$V_{p_{tir}}$	Amplitude da onda triangular do inversor	Volt
V_{pC_1}	Tensão máxima sobre o capacitor	Volts
V_{pC_2}	Tensão de pico no capacitor do inversor	Volt
V_{pC_5}	Tensão de pico sobre o capacitor C_5	Volt
V_{pC_6}	Tensão de pico sobre o capacitor C_5	Volt
V_{pD_1}	Tensão de pico no diodo D_1	Volts
$V_{pD_{14}}$	Tensão de pico sobre o diodo D_{14}	Volt
$V_{pD_{16}}$	Tensão de pico sobre o diodo D_{16}	Volt
$V_{p i}$	Tensão de pico na entrada do retificador com PFC	Volt
$V_{p o}$	Tensão de pico da saída do inversor	Volt
V_{pS_1}	Tensão de pico sobre o interruptor S_1	Volt
$V_{pS_{10}}$	Tensão de pico sobre o interruptor S_{10}	Volt
$V_{S_5 max}$	Tensão máxima sobre o interruptor S_5	Volt
V_t	Queda de tensão limiar	Volt

Símbolo	Significado	Unidade
$v_{T_1}(t)$	Tensão instantânea no primário do transformado do retificador	Volt
W_{c_1}	Energia no capacitor do retificador	Joule
$W_{in_{ret}}$	Energia recebida pelo retificador	Joule
$W_{o_{ret}}$	Energia entregue pelo retificador	Joule

Acrônimos e Abreviaturas:

Símbolo	Significado
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
FUNCAP	Fundação Cearense de Amparo à Pesquisa e Cultura
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PFC	<i>Power Factor correction</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SIGFI	Sistemas Individuais de Geração de Energia Elétrica com Fontes Intermitentes
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UFC	Universidade Federal do Ceará
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

INTRODUÇÃO GERAL

Com o uso racional da energia elétrica em evidência, a preocupação com a sua qualidade e continuidade é cada vez maior. São diversos os fatores e fenômenos associados a qualidade da energia elétrica. Atualmente as concessionárias de energia não são capazes de garantir a entrega de energia elétrica sem interrupções e sem distúrbios. Diante dessa situação a eletrônica de potência propõe algumas soluções para essa problemática. A Fonte Ininterrupta de Energia, tradução do nome em inglês *Uninterruptible Power Supply* (UPS) e conhecida popularmente do Brasil como *No-break*, é capaz de prover energia elétrica de forma adequada e com qualidade para uma determinada carga mesmo com os distúrbios e interrupções da tensão de fornecimento da concessionária de energia elétrica.

Na atualidade é grande a demanda por Fontes Ininterruptas de Energia tanto no Brasil como no mundo, para vários setores como sistemas industriais, sistemas de informática, telecomunicações, emergências hospitalares, atendimentos bancários e outros equipamentos sensíveis ou que necessitem da continuidade de seu funcionamento. Com essa demanda se desenvolveu uma forte e grande indústria para esse tipo de equipamento.

Com a preocupação mundial pelo acesso a energia elétrica a toda a população, o Projeto Inversol propõe uma topologia de uma Fonte Ininterrupta de Energia do tipo *on-line* com correção do fator de potência na entrada, isolamento em alta frequência e tensão de saída senoidal, que possa ser aproveitada em parte em uma instalação fotovoltaica.

A geração de energia através da conversão direta da energia solar em elétrica é mais cara comparada com formas indiretas de conversão como eólica e hidráulica [47-49]. Porém, torna-se uma solução atrativa economicamente nas instalações em locais remotos onde as outras opções não são favoráveis. Tentando contornar essa situação e obter sistemas fotovoltaicos mais baratos, estudos para todos os componentes do sistema são realizados, tentativas de melhorar o rendimento das estruturas e uso de menos componentes são opções muito consideradas. O Projeto Inversol se baseia que com a larga escala da produção de uma Fonte Ininterrupta de Energia que possa ser aproveitada em uma instalação fotovoltaica favoreça a redução do custo dos conversores de eletrônica de potência associados à essa instalação.

Esse trabalho segue a seguinte estrutura:

No Capítulo 1, é mostrada a motivação do Projeto Inversol e os fatores que levam as suas especificação e características. É feita uma pesquisa bibliográfica para analisar quais possíveis topologias podem ser aproveitadas para o projeto e ao final são mostradas as topologias eleitas para compor o sistema.

No Capítulo 2, é realizado o estudo teórico do retificador, o qual é responsável pela correção do fator de potência na entrada e isolamento galvânico em alta frequência composto por um conversor *boost* isolado. Nesse capítulo é apresentado o princípio de funcionamento do retificador e são desenvolvidas as equações que descrevem os esforços de tensão e corrente nos componentes da topologia tanto para sua operação como conversor CC-CC, quanto trabalhando como conversor CA-CC.

No Capítulo 3, é apresentada a topologia do inversor utilizado no projeto. O inversor em ponte completa tem seu princípio de funcionamento explanado e as equações que descrevem os esforços nos elementos da topologia são determinadas.

No Capítulo 4, é feito o estudo do *boost* de alto ganho que é responsável por elevar a baixa tensão do banco de baterias para o nível de tensão do barramento de entrada do inversor. Suas equações de esforços de tensão e corrente são desenvolvidas nesse capítulo.

No Capítulo 5, é realizado o projeto das estruturas de potência de cada conversor, a especificação de cada conversor é apresentada detalhadamente. As equações dos esforços calculadas nos capítulos anteriores são as bases para as especificações de cada componente do sistema.

No Capítulo 6, são extraídas as funções de transferência necessárias para o correto controle de cada conversor. O controlador para cada malha de controle é apresentado e tem o seu projeto desenvolvido também nesse capítulo.

No Capítulo 7, são mostrados os resultados experimentais do Projeto Inversol extraídos do protótipo montado, assim, verificando e comprovando os estudos teóricos dos capítulos anteriores.

CAPÍTULO 1

PROJETO INVERSOL – MOTIVAÇÕES, ESPECIFICAÇÕES E CARACTERÍSTICAS

1.1 Introdução

O desafio do atendimento em energia elétrica no Brasil é proporcional ao enfrentamento do alto nível de desigualdade social e regional do País. Partindo dessa problemática o Projeto Inversol foi idealizado, consistindo no desenvolvimento de uma fonte ininterrupta de energia elétrica, que pode ser adaptada para uso em um sistema solar. Esse tipo de equipamento fornece energia para uma determinada carga nas condições de sobretensão, subtensão e corte da alimentação.

Com a grande demanda por fontes ininterruptas de energia no mundo, ocasionada pelo uso em sistemas industriais, telecomunicações, sistemas de informática e outros sistemas com cargas sensíveis e/ou essenciais, desenvolveu-se um aumento significativo na linha de montagem da indústria. Aproveitando esse desenvolvimento industrial, o Projeto Inversol propõe que com a elaboração de uma UPS que possa ser aproveitada e utilizada em um sistema fotovoltaico, o custo dos conversores de potência associados a um sistema solar seja reduzido, pois a escala de produção de UPS é maior que a de conversores específicos para sistemas fotovoltaicos.

1.2 Panorama nacional da exclusão elétrica

Conforme dados extraídos do Censo de 2000 do Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE) [50], existiam aproximadamente dois milhões de domicílios rurais não atendidos por energia elétrica, ou seja, aproximadamente dez milhões de brasileiros que viviam no meio rural sem acesso a esse serviço público.

Com a Figura 1.1 pode-se observar as situações estaduais quanto ao nível de não atendimento de energia elétrica no meio rural. Destacando-se, principalmente, os estados das Regiões Norte e Nordeste com os maiores índices de não atendimento rural.

Tendo em vista essa situação vivida pela população rural, excluída do abastecimento elétrico, o Governo Federal elaborou o Programa LUZ PARA TODOS, que objetiva garantir o acesso ao serviço público de energia elétrica a todos os domicílios e estabelecimentos do meio rural e melhorar a prestação de serviço à população beneficiada até o ano de 2008. Esse programa se integra a outros programas sociais de desenvolvimento rural realizados pelo

Governo Federal e pelos Estados, para assegurar que o esforço de eletrificação do campo resulte em incremento da produção agrícola, proporcionando o crescimento da demanda por energia elétrica, o aumento de renda e a inclusão social da população beneficiada.

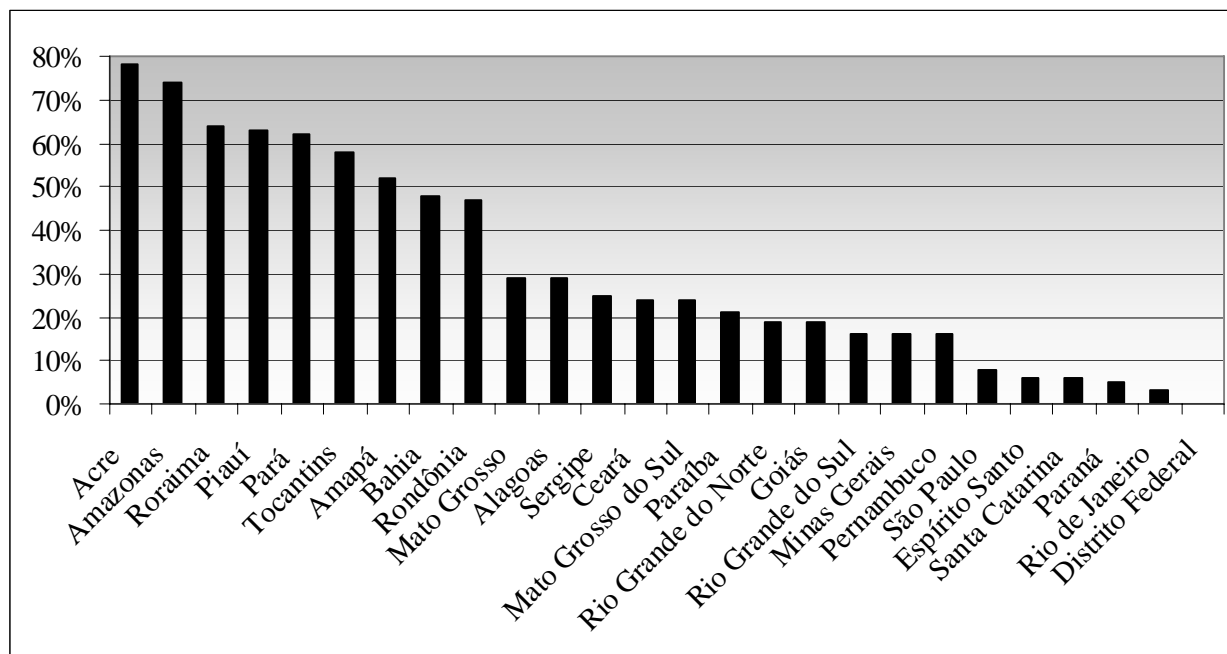


Figura 1.1 – Índices percentuais de não atendimento rural, por Estado da Federação [50].

Para alcançar seus objetivos e aperfeiçoar a utilização dos recursos públicos, o Programa LUZ PARA TODOS prioriza o atendimento com tecnologia de rede de baixo custo e de forma complementar com sistemas de geração descentralizada com rede isolada e sistemas individuais.

1.3 Especificação do sistema

As possibilidades para o atendimento à população alvo são tanto a extensão de rede convencional, como os sistemas de geração descentralizados, com redes isoladas ou sistemas individuais. A AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL) estabelece os procedimentos e condições para os sistemas de geração descentralizados individuais em sua Resolução Normativa número oitenta e três, de vinte de setembro de 2004 [51], que serve de base para as especificações do Projeto Inversol.

Esses sistemas são nomeados de Sistemas Individuais de Geração de Energia Elétrica com Fontes Intermitentes (SIGFI). Nas condições gerais da Resolução são colocadas como características obrigatórias aos SIGFI, o fornecimento da energia elétrica em corrente alternada senoidal, com o mesmo padrão de tensão e frequência predominantes nos municípios onde estiver o sistema e deve estar enquadrado em uma das classes de

atendimento explicitadas na Tabela 1.1.

Tabela 1.1 – Classificação e disponibilidade de atendimento.

Classe de Atendimento	Consumo diário de referência (Wh/dia)	Autonomia mínima (Dias)	Potência mínima disponibilizada (W)	Disponibilidade mensal (kWh)
SIGFI 13	435	2	250	13
SIGFI 30	1000	2	500	30
SIGFI 45	1500	2	700	45
SIGFI 60	2000	2	1000	60
SIGFI 80	2650	2	1250	80

Para exemplificar a classificação dos sistemas, a Tabela 1.2 mostra o perfil de consumidor típico para o SIGFI 13 e SIGFI 30.

Tabela 1.2 – Exemplos de consumidores para SIGFI 13 e SIGFI 30.

Consumidor típico para SIGFI 13 - Pequena Residência				
Cargas	Qty.	Pot. (W)	Uso diário (h)	Consumo diário (Wh)
Lâmpadas Fluorescente compacta 11W	3	13	4	156
Televisão 14"	1	60	3	180
Aparelho de som	1	20	2	40
Total =				376

Consumidor típico para SIGFI 30 - Escola Rural				
Cargas	Qty.	Pot. (W)	Uso diário (h)	Consumo diário (Wh)
Lâmpadas Fluorescente compacta 11W	8	13	8	832
Televisão 14"	1	60	1	60
Vídeo Cassete	1	40	1	40
Total =				932

Com base nessa Resolução normativa são retiradas a potência e a característica da saída do Projeto Inversol. Como o projeto é realizado no estado do Ceará, a tensão e a frequência de saída são de acordo com os padrões da Companhia Energética do Ceará (COELCE), ou seja, uma tensão de valor eficaz de 220 Volts, forma de onda senoidal e frequência de 60 Hz. Em relação à potência, elegeu-se a classificação SIGFI 30, que obriga uma potência de saída mínima de 500 Watts.

Mesmo com as características da saída definidas, isso não é o bastante para que todo o Projeto Inversol seja especificado. As demais especificações e propriedades são escolhidas

para que a UPS tenha o menor número de adaptações quando for utilizada em uma instalação fotovoltaica.

1.4 Características de uma UPS

Segundo [1], a UPS ideal deve ser capaz de entregar a energia elétrica e, simultaneamente, prover a condição necessária para o perfeito funcionamento da carga. Portanto, essa UPS ideal deve ter as seguintes características: Regulação senoidal com baixa distorção harmônica total (THD), inferior a 5%, na tensão de saída independente das variações da tensão de alimentação ou da carga, transição instantânea entre os modos de operação, corrente de entrada senoidal com baixo THD e com correção do fator de potência (PFC), alta confiabilidade, alta eficiência, baixa interferência eletromagnética, baixo ruído, isolamento galvânica, baixa manutenção, baixo custo e peso e tamanho reduzidos. Ainda em [1], existe a classificação dos tipos de UPS que são nomeadas em UPS *on-line* ou UPS de dupla conversão, UPS *off-line* ou UPS *standby* e UPS *Line-interactive*.

1.4.1 UPS On-line

A UPS do tipo *on-line* consiste em um retificador, carregador de baterias, bancos de baterias e um conversor CC-CA, essa topologia também é conhecida como dupla conversão [2-4]. A Figura 1.2 mostra o diagrama de blocos dessa configuração. Essa topologia tem a característica de alta confiabilidade no suprimento de energia, minimizando os distúrbios elétricos da alimentação.

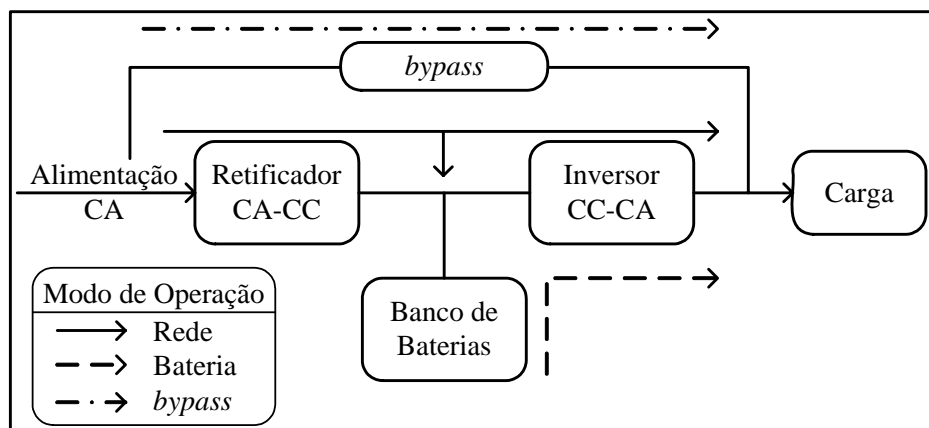


Figura 1.2 – Diagrama de blocos típico de um sistema UPS *on-line*.

Um retificador/carregador supre o barramento CC onde estão ligados o inversor e o banco de baterias, com isso o conversor CA-CC processa tanto a energia entregue ao inversor quanto a que supre o carregamento do banco de baterias. O banco de baterias é usado para alimentar a carga durante um determinado tempo de autonomia, na ausência da fonte de

alimentação. O inversor é responsável por entregar a energia para a carga de forma adequada e o seu funcionamento ocorre tanto quando a UPS está operando no modo rede como no modo bateria. A chave *bypass* é utilizada para conectar a carga diretamente a fonte de alimentação CA no caso de alguma falta ou mau funcionamento dos conversores.

Essa topologia apresenta como vantagens em relação às outras configurações: a aceitação de grandes variações da tensão da fonte de alimentação; a carga não sofre com as perturbações da entrada; o tempo de transferência entre modo rede e modo bateria praticamente zero; a frequência de saída pode ser igual ou diferente da alimentação; o estágio retificador pode operar com correção do fator de potência e pode ser feita a isolação em alta frequência.

1.4.2 UPS Off-line

A configuração de UPS *off-line* também é conhecida como UPS *standby* ou UPS *line-preferred* [2 e 3]. A Figura 1.3 apresenta a topologia desse tipo de UPS, que consiste em um conversor CA-CC para carregar as baterias, banco de baterias, conversor CC-CA e uma chave estática.

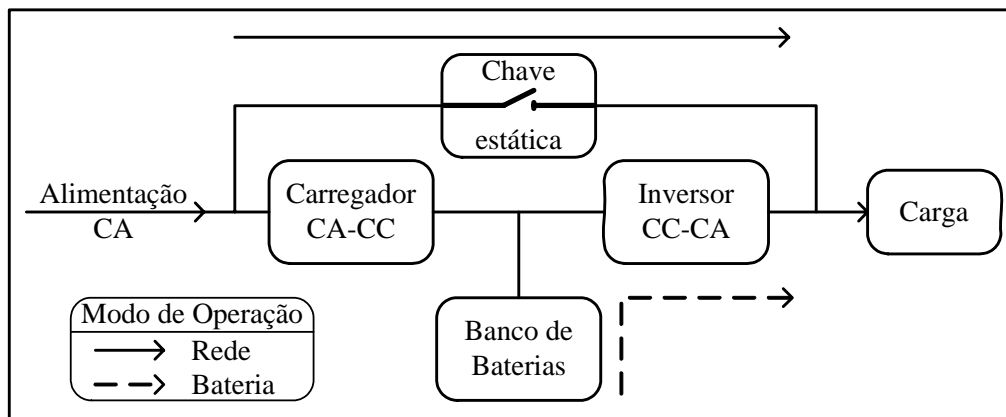


Figura 1.3 – Diagrama de blocos típico de um sistema UPS *off-line*.

A chave estática permanece fechada durante a operação normal no modo rede. Dessa forma a carga é alimentada diretamente pela fonte de alimentação CA, sem nenhum processamento da energia entregue. O conversor CA-CC funciona apenas para o carregamento das baterias, o qual é dimensionado para uma potência menor que o da topologia *on-line*, pois não processa a potência demandada pela carga. Com isso, o custo da topologia *off-line* é menor comparado ao da *on-line*. O Inversor é projetado para atender a potência máxima da carga, ficando conectado em paralelo com a rede de alimentação, permanecendo desligado enquanto o modo rede estiver ativado. Seu funcionamento ocorre quando existe falta da alimentação CA ou para situações de perturbações na entrada. No modo

bateria de operação, a carga é alimentada pela energia acumulada nas baterias através do inversor pelo período de autonomia do banco de baterias. A transição entre os modos rede e bateria deve acontecer rapidamente sem prejuízos para a carga.

Essa topologia apresenta como vantagens em relação às outras configurações: custo reduzido; tamanho pequeno; e como desvantagens: impossibilidade da regulação da tensão de saída no modo rede devido à chave estática conectar a carga diretamente à entrada; tempo de transição crítico entre os modos de operação para determinadas cargas; baixo desempenho para cargas não-lineares.

1.4.3 UPS *Line-interactive*

A topologia do sistema UPS *Line-interactive* é apresentado na Figura 1.4 e consiste de uma chave estática na entrada, seguida, de um indutor em série, um conversor bidirecional, que cumpre papel tanto de conversor CA-CC, quanto CC-CA, e um banco de baterias. A configuração *Line-interactive* tem a possibilidade de operar como uma UPS *on-line* ou como uma UPS *off-line*, para isso não é exigido o indutor série.

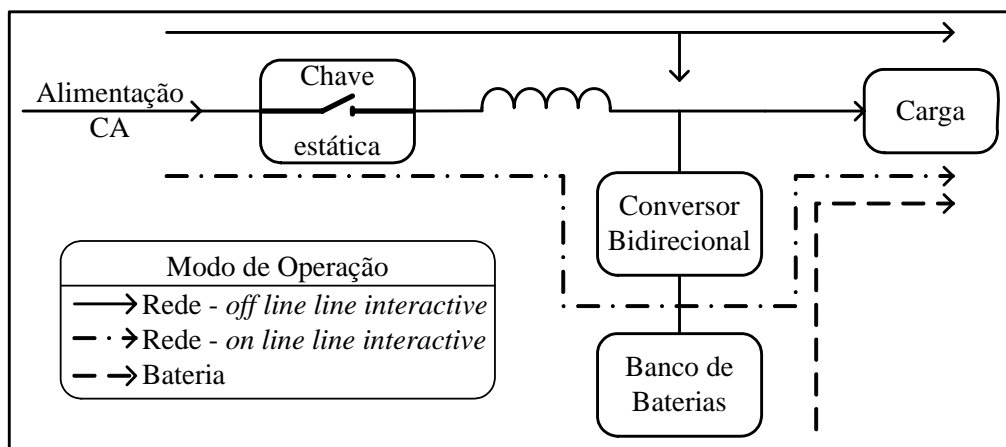


Figura 1.4 – Diagrama de blocos típico de um sistema UPS *Line-interactive*.

Mesmo com essa possibilidade, a maioria dos sistemas UPS *Line-interactive* operam como uma UPS *on-line*, pois assim é possível fazer a correção do fator de potência da entrada e a regulação da tensão de saída no modo rede [1].

Quando a alimentação CA está dentro das tolerâncias aceitas, a carga é alimentada diretamente pela rede. O conversor bidirecional, conectado em paralelo, funciona como um carregador de baterias. Nesse instante, também é possível que o conversor bidirecional supra os reativos, a fim de que exista a correção do fator de potência na entrada e uma regulação da tensão de saída, segundo [2] e [5]. Quando existir corte da rede de alimentação ou alguma perturbação na entrada, a carga é alimentada no modo bateria. Nesse modo, a chave estática é

aberta e a energia acumulada nas baterias é entregue à carga através do conversor bidirecional, que funciona como um inversor.

Como vantagens dessa topologia: seu dimensionamento é mais simples e o custo menor comparado a topologia *on-line*; existe a possibilidade de fazer a correção do fator de potência da entrada, sendo que apresenta melhor rendimento do que a topologia *on-line*, já que não processa toda a potência demandada pela carga. E como desvantagens: a isolação só é possível na entrada do sistema ou na saída, isso significa que o transformador isolador é projetado para frequência de linha; não há regulação da tensão de saída no modo rede de operação, quando a carga está conectada diretamente à entrada CA.

1.5 Desempenho de uma UPS

De acordo com [1], o desempenho dos sistemas UPS tem evoluído em muitos fatores. O primeiro deles e o mais importante é a qualidade da tensão de saída. Essa tensão deve ser senoidal com um baixo THD, de valor inferior a 5%, mesmo para a condição de cargas não-lineares e não balanceadas. Sua regulação, mesmo em situações de transientes de carga, deve apresentar variações menores do que 2%, sendo capaz de manter constante o valor da tensão de saída.

Levando em consideração a eletrônica de potência, a topologia de UPS *on-line* tem desempenho superior para esse fator comparada às UPS *line-interactive* e UPS *off-line*. Isso se deve a conexão em série do inversor na configuração *on-line* na operação nos modos rede e bateria. A configuração da UPS *Line-interactive* pode ter desempenho equivalente ao da *on-line* nesse fator, quando o seu inversor trabalha continuamente no modo rede e bateria.

O segundo fator, também muito importante, é em relação à corrente de entrada que deve estar em fase e seguir a tensão de entrada. Para aplicações com potência superior a 1 kW, a técnica de correção do fator de potência ativa é comumente utilizada. Essa técnica pode ser empregada com retificadores PWM controlados [6] ou com retificadores com conversores CC-CC com correção de fator de potência [7]. Esse tipo de correção é aplicado somente para as topologias de UPS *on-line* e UPS *off-line*. Para o sistema de UPS *line-interactive* o PFC é feito pelo controle do ângulo entre a tensão e a corrente de entrada, como apresentado em [8].

Outro fator é o desempenho da transição do modo rede para o modo bateria. Nesse quesito, a configuração de UPS *on-line* é superior às demais, devido à natureza da sua topologia, que faz com que o tempo seja praticamente zero para a transferência. Já no sistema

de UPS *line-interactive* o tempo de transferência depende do período necessário para que a energia das baterias seja processada pelo conversor bidirecional e entregue à carga. Na configuração de UPS *off-line* esse tempo é o mais longo de todos, comparado aos da UPS *on-line* e *line-interactive*, dependendo da velocidade do sensor de presença da alimentação CA e do tempo necessário para o inversor iniciar seu funcionamento.

Um importante aspecto é o isolamento galvânico, que é desejado devido à aplicação ou por alguma regulamentação que obrigue a isolação. Isso é feito na maioria dos casos simplesmente com a inserção de um transformador de baixa frequência em 50 Hz ou 60 Hz na entrada ou na saída da UPS. Entretanto, como o tamanho do transformador é inversamente proporcional ao valor da sua frequência de trabalho, conversores que operam com transformador em alta frequência podem ser usados visando a diminuição de peso e volume [9]. Contudo, isso só é possível na topologia de UPS *on-line*.

1.6 Características escolhidas

A escolha das características para o Projeto Inversol é baseada na possibilidade de que a UPS proposta, possa ser utilizada com o menor número de ajustes e adaptações em um sistema fotovoltaico. Para a escolha da topologia a ser usada no projeto, foi excluída a configuração de UPS *off-line* pelo motivo de seu inversor ser dimensionado apenas para o período de autonomia das baterias. Também foi abandonado o esquema da UPS *line-interactive*, por utilizar um conversor bidirecional e o seu inversor só trabalha com plena carga durante o tempo de autonomia das baterias. A condição do fluxo de energia bidirecional seria subutilizada em uma instalação fotovoltaica de sistemas isolados, para a filosofia da instalação clássica.

Assim, a topologia elegida é a UPS *on-line*, que pode ser adaptada com poucas alterações, comparada às outras configurações, para o sistema fotovoltaico. Porém, somente a escolha da topologia não é suficiente para concretização do projeto. Outras propriedades foram eleitas para o Projeto Inversol como a correção do fator de potência, justificada para atender à norma IEC61000-3-2. Isolando-se o sistema, para atendimento à norma IEC 60601-1-1, faz-se a opção pelo transformador operando em alta frequência, com o objetivo de diminuir o seu volume e peso.

Baseado em uma autonomia adequada e nos níveis de tensão típicos de sistemas fotovoltaicos foi feita a escolha das características do banco de baterias. Com a preocupação de atender pelo menos mais de 50% dos eventos de interrupção da fonte de alimentação CA,

em consulta à [10], que apresenta conforme a Figura 1.5, a frequência de ocorrência das interrupções no fornecimento em um ano típico nos Estados Unidos, essa fonte é utilizada pela carência de informações sobre as ocorrências brasileiras. Definiu-se o tempo de 20 minutos para o período de funcionamento do modo bateria, que é capaz de superar mais que 57% das ocorrências.

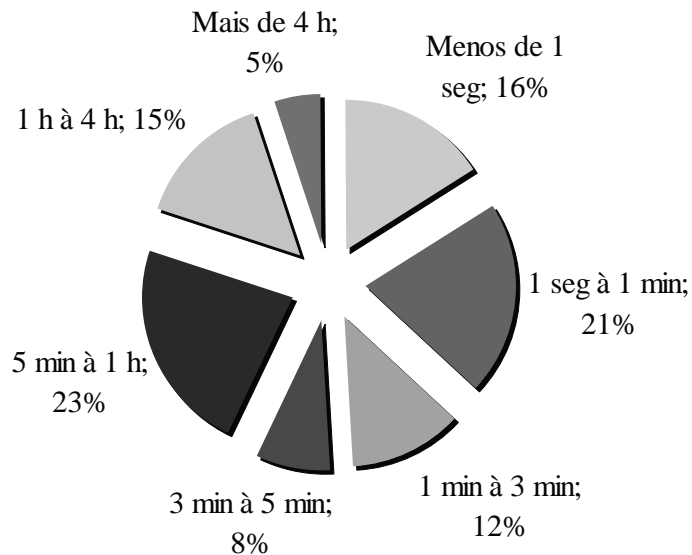


Figura 1.5 – Frequência de ocorrência de interrupções em um ano típico nos Estados Unidos [10].

Um valor baixo para o nível de tensão do banco de baterias foi escolhido, para que a associação série de baterias seja pequena. Assim minimizando a manutenção do sistema e aumentando a vida útil das baterias [11]. Portanto, o Projeto Inversol utiliza duas baterias de 12 Volts em série com tensão total do banco de baterias de 24 Volts, que é a tensão típica para sistemas fotovoltaicos de pequeno porte [11]. O exemplo do dimensionamento do banco de baterias para o sistema fotovoltaico está descrito no Apêndice D.

1.7 Projeto Inversol

Após a discussão sobre as características, fatores de desempenhos e especificações desejadas, já é possível traçar o desenho geral do Projeto Inversol. O cenário geral do projeto é descrito a seguir:

- Topologia de UPS *on-line*;
- Entrada com correção ativa do fator de potência;
- Sistema isolado em alta frequência;
- Tensão de saída alternada regulada em 220 Volts;

- Frequência da tensão alternada de saída de 60 Hz;
- Forma de onda senoidal para a tensão de saída, com THD inferior a 5%;
- Banco de baterias de 24 Volts;
- Autonomia das baterias de 20 minutos;
- Potência de saída de 500 Watts.

A Figura 1.6 apresenta o Projeto Inversol em diagrama de blocos. Consistindo em uma UPS do tipo *on-line* com retificador na entrada, responsável pela correção do fator de potência e a isolamento em alta frequência, possuindo duas saídas, uma para suprir o inversor e a outra para o carregador de baterias, seu funcionamento somente acontece no modo rede. Um carregador de bateria responsável pela correto carregamento do banco de baterias. Um banco de baterias que acumula energia para ser usada na falta da alimentação CA. Um conversor CC-CC elevador, que faz a adequação do baixo nível de tensão do banco de baterias para o nível de tensão do barramento CC e um inversor, que processa toda potência demandada pela carga tanto no modo rede com no modo bateria, entregando uma tensão senoidal na saída.

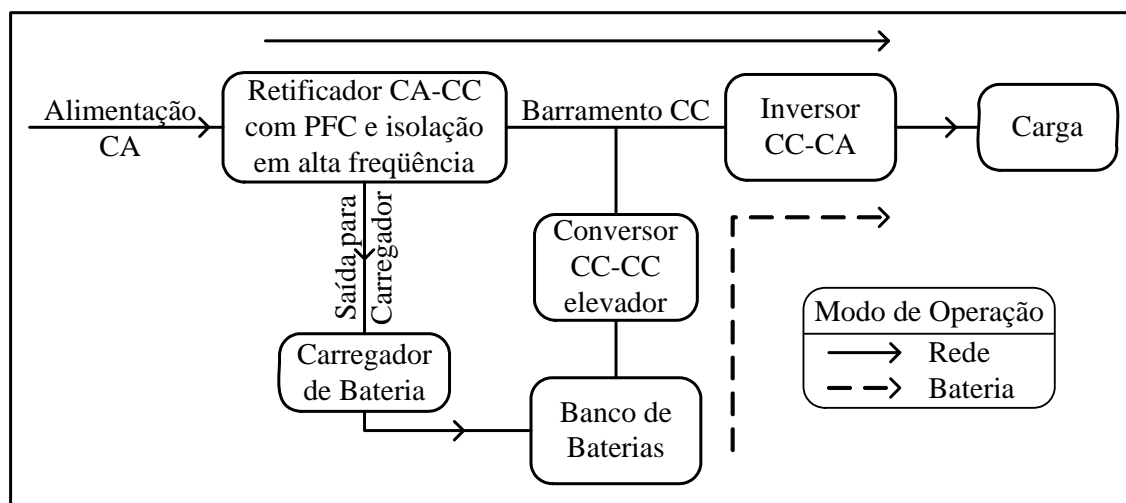


Figura 1.6 – Diagrama de blocos do Projeto Inversol.

As modificações necessárias para que a UPS proposta no Projeto Inversol seja aproveitada em uma instalação fotovoltaica são mostradas na Figura 1.7. Essas alterações visam que a UPS fique somente com a configuração do modo bateria, que é composto pelo banco de baterias, o conversor CC-CC elevador e o inversor. O retificador de entrada e o carregador de bateria são descartados, pelo motivo de não existir o modo rede para esse sistema. A fonte primária de energia para esse caso é o conjunto de painéis fotovoltaicos que pode ser acoplado diretamente ao banco de baterias, ou através de um conversor regulador de carga com controle para retirar a máxima potência dos painéis, o mesmo que conversor com

seguidor do ponto de máxima potência (MPPT) [53-56]. A prática desse conversor com controle MPPT reduz o custo total do sistema em torno de 10-15% segundo [12].

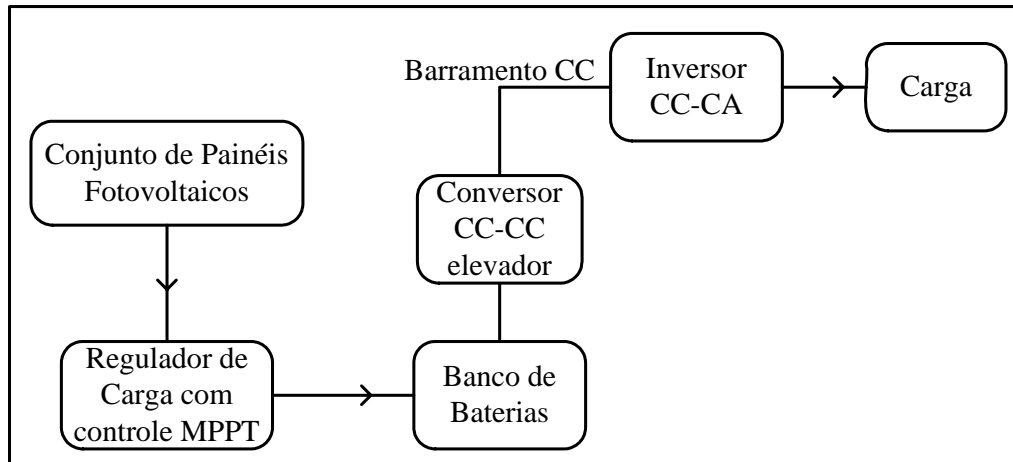


Figura 1.7 – Diagrama de blocos do Projeto Inversol adaptado para o sistema fotovoltaico.

1.8 Conversores do projeto

Com o panorama geral do projeto desenhado, é possível fazer a escolha dos conversores do sistema. A busca por topologias para o Projeto Inversol consiste em encontrar esquemas capazes de realizar todas as características citadas. A pesquisa foi realizada através de algumas soluções de UPS apresentadas na literatura com transformador operando em alta frequência [13-20]. Algumas dessas topologias são analisadas para se saber qual se ajusta melhor às propostas do Projeto Inversol.

A primeira análise é feita na topologia proposta em [13 e 14] e mostrada na Figura 1.8, que é uma UPS *on-line* com isolamento em alta frequência, entrada com PFC e um inversor em ponte completa com modulação por largura de pulso (PWM) e com filtro LC. Apresenta as seguintes desvantagens: a comutação dissipativa; uma composição de várias baterias em série, para compor o barramento CC; a corrente drenada do banco de baterias é de forma pulsada, assim diminuindo a eficiência das baterias. Mesmo assim, esse esquema atende aos requisitos do Projeto Inversol com exceção do banco de baterias, que tem uma grande associação de baterias em série.

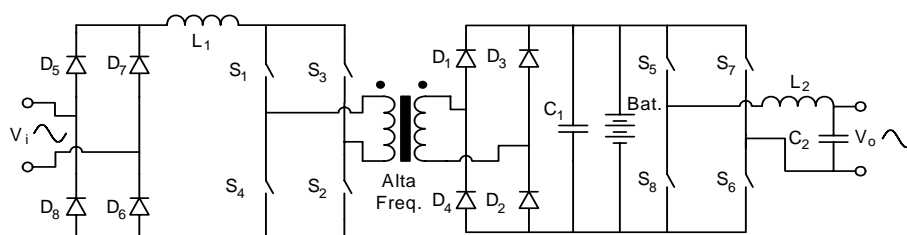


Figura 1.8 – Topologia proposta em [13 e 14].

A Figura 1.9 apresenta o esquema proposto por [15], que consiste em um conversor *push-pull* modificado alimentado em corrente, transformador em alta frequência e inversor em ponte completa com PWM e com filtro LC na saída. Essa topologia apresenta vantagem comparada à configuração de [13 e 14], pois apresenta menos semicondutores durante a transferência de energia entre a entrada e a saída. Porém, tem como desvantagens: a comutação dissipativa; tensão reversa nos interruptores S_{1-4} com o dobro do valor da tensão de entrada; o grande número de baterias série para formação do barramento CC. Dessa forma, essa proposta atende ao Projeto Inversol, menos pela necessidade do grande número de baterias em série.

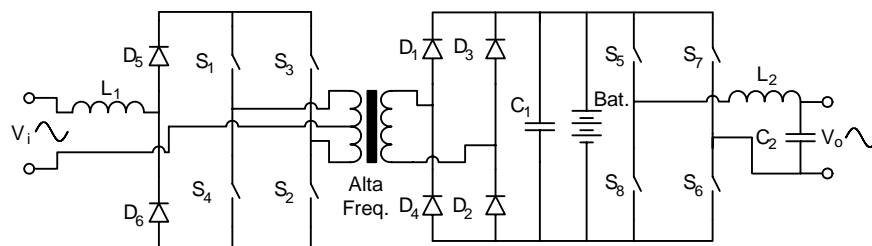


Figura 1.9 – Topologia proposta em [15].

O esquemático sugerido em [17] pode ser visto na Figura 1.10, que é composto de um retificador, conversor em ponte completa, transformador em alta frequência, um conversor *boost* e um inversor em ponte completa com modulação PWM e com filtro LC. Essa configuração tem como vantagens: a comutação suave no estágio do conversor em ponte completa da entrada; correção do fator de potência; flexibilidade da tensão do banco de baterias. A topologia corresponde às propostas do Projeto Inversol, menos pela necessidade de associação de muitas baterias em série, mesmo com o conversor *boost* para elevar a tensão dos acumuladores ao nível do barramento do inversor, pois a topologia do conversor *boost* clássico mesmo trabalhando com um ganho alto não é capaz de atingir a tensão requerida para o funcionamento do inversor [21].

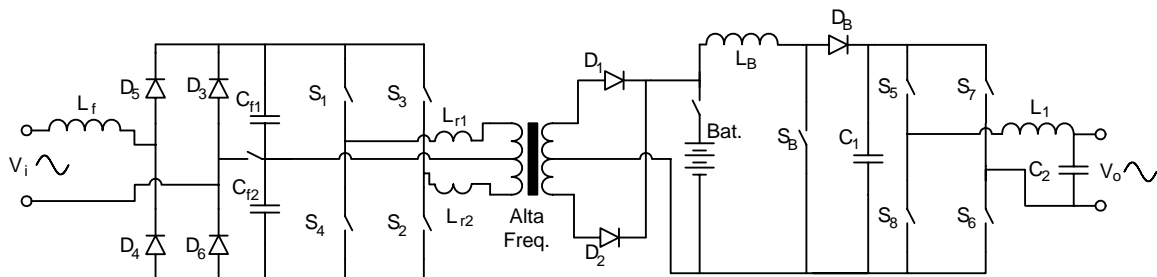


Figura 1.10 – Topologia proposta em [17].

Na Figura 1.11 é mostrada a configuração proposta por [18], que consiste em um conversor série ressonante com PFC, um transformador em alta frequência, o banco de

baterias, que se liga ao sistema através de um conversor ponte completa e depois ao transformador, e um inversor meia ponte com modulação PWM e com filtro LC. Essas características acatam aos requisitos do Projeto Inversol, mas seu modo bateria torna-se menos eficiente comparado às outras topologias vistas, pelo simples fato de ter mais conversores ligando as baterias à saída e também por passar pelo transformador.

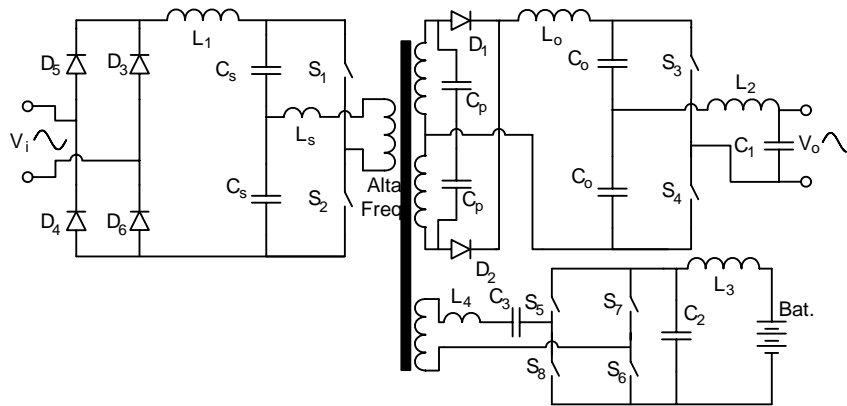


Figura 1.11 – Topologia proposta em [18].

É observada na Figura 1.12, a configuração sugerida em [20], que é composta por um conversor série ressonante, transformador operando em alta frequência, um conversor bidirecional para fazer a carga das baterias e a compensação dinâmica de energia e um inversor ponte completa. Possui como vantagens: a correção do fator de potência; comutação suave com zero de corrente; inversor operando com a frequência da fonte de alimentação. Essa estrutura atende as condições do Projeto Inversol, mas seu banco de baterias deve ter uma grande associação série para compor o barramento CC, pois o conversor bidirecional funciona como um conversor *buck*.

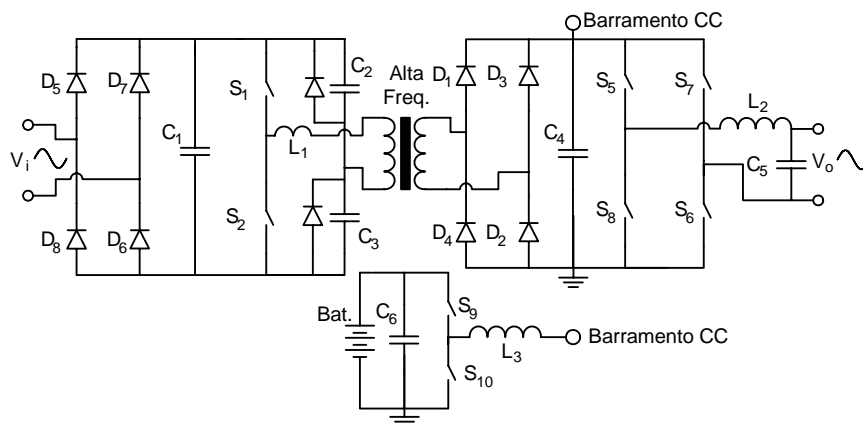


Figura 1.12 – Topologia proposta em [20].

Por meio da pesquisa bibliográfica apresentada foi observado que todas as topologias no modo bateria não satisfazem a proposta do Projeto Inversol. Com isso a inserção de um conversor elevador de alto ganho entre a bateria e o barramento CC se faz necessária, para

que uma das topologias mostradas anteriormente possa ser aproveitada. Na busca por uma topologia capaz de operar com altos ganhos, foi encontrada a solução proposta por [22], mostrada na Figura 1.13. Essa topologia é baseada em uma célula de comutação de três estados proposta por [23] e apresenta como característica uma baixa ondulação da corrente de entrada, operação do indutor com o dobro da frequência de comutação, alto ganho estático e rendimento de 95%.

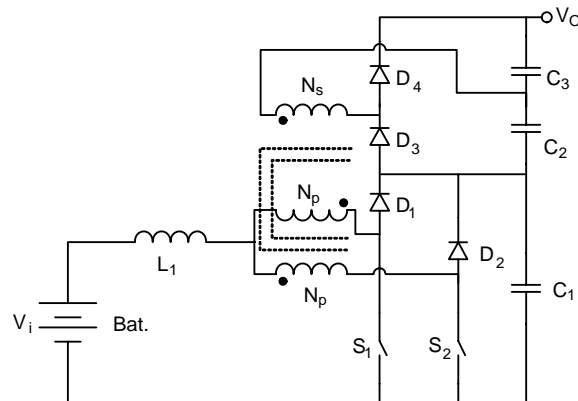


Figura 1.13 – Topologia proposta em [22].

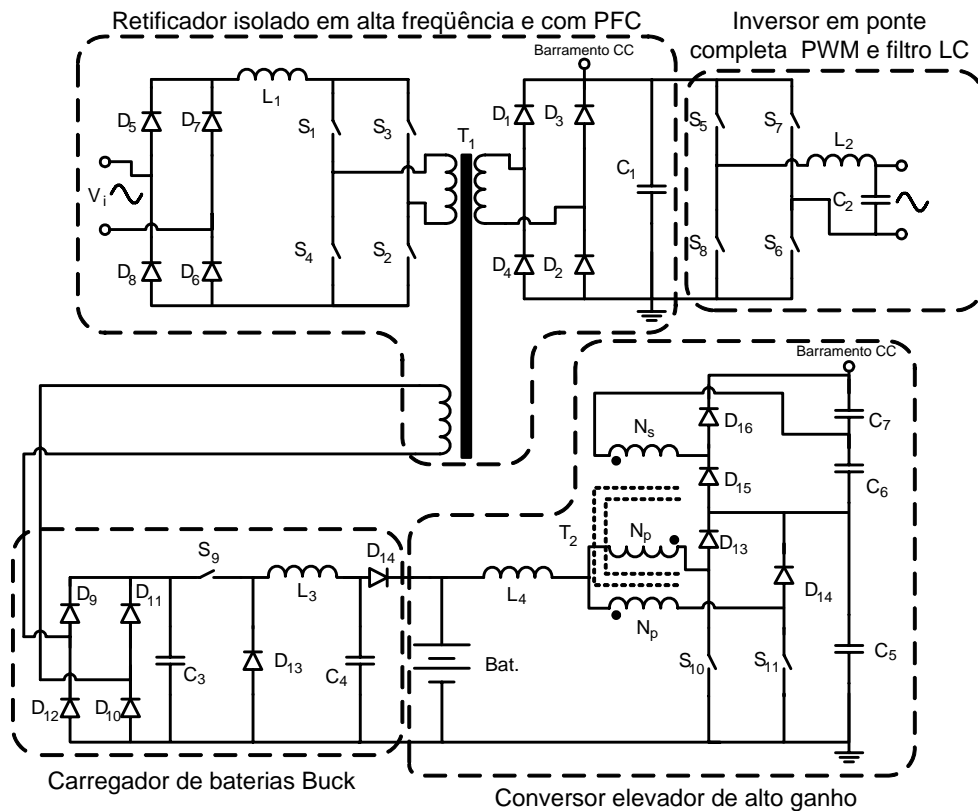


Figura 1.14– Esquema completo do Projeto Inversol.

Em relação ao carregador de bateria foi escolhida a topologia clássica do conversor *buck* [21], a justificativa da sua escolha ocorreu devido o seu controle para o carregamento de baterias ser de fácil implementação e apresenta maior rendimento comparada às topologias

que trabalham com o interruptor na sua região linear. Com isso já é possível traçar o desenho completo do Projeto Inversol, que é mostrado na Figura 1.14. Assim a proposta do Projeto Inversol é composta pela topologia proposta por [13 e 14], no seu modo bateria utiliza a solução mostrada em [22] e para fazer o carregamento das baterias usa um conversor *Buck*. Essas escolhas foram feitas com o objetivo de atender às características do Projeto Inversol, visando melhor rendimento, simplicidade e possibilidade de compartilhar os circuitos de controle.

Na Figura 1.15, é observada a configuração do sistema quando aproveitado para um sistema fotovoltaico. Essa configuração é composta apenas pelos conversores CC-CC de alto ganho e o inversor.

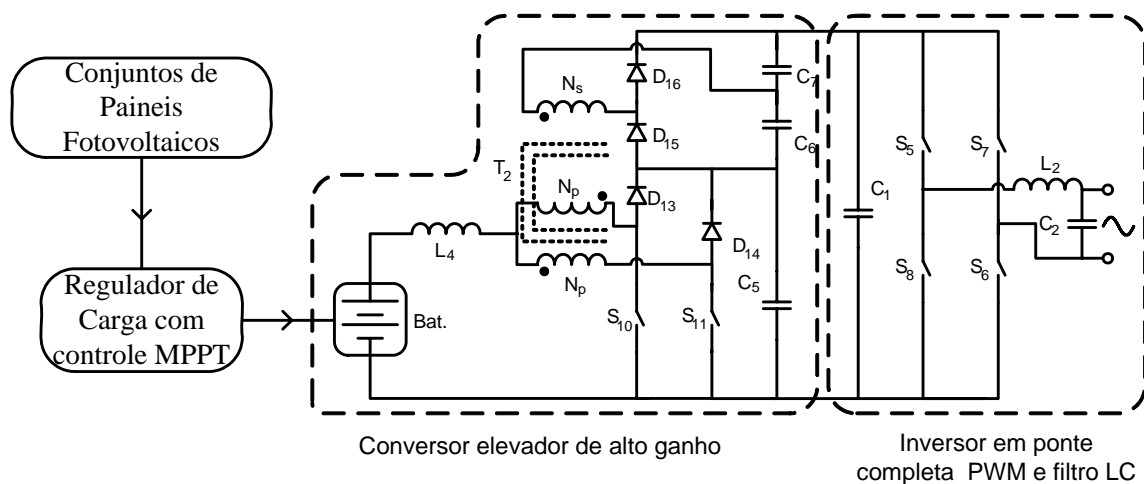


Figura 1.15 – Esquema do Projeto Inversol quando aproveitado em instalação fotovoltaica.

1.9 Conclusão

Conclui-se que a idéia de desenvolver uma UPS que possa ser aproveitada em uma instalação fotovoltaica pode ser concretizada com o Projeto Inversol, utilizando a topologia proposta. Para encontrar essa topologia se fez uma busca minuciosa pelas características, níveis de tensões e conversores que atendessem a proposta do projeto. Essa topologia respeita todas as características sugeridas, ou seja, a entrada com correção do fator de potência, corrente de entrada com baixa taxa de distorção harmônica, isolamento galvânica com o transformador operando em alta frequência, banco de baterias com baixo nível de tensão e saída com forma de onda senoidal.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO RETIFICADOR COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E ISOLAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA

2.1 Introdução

A topologia a ser estudada, apresentada em [13 e 14], também aparece em [9]. Essa estrutura opera como um conversor *boost* e seu adequado funcionamento depende do comando aplicado aos interruptores. Assim os interruptores devem trabalhar com comando em sobreposição para a correta operação do conversor.

Uma análise qualitativa e quantitativa do conversor é realizada, no modo de condução contínua, com o objetivo de determinar as equações dos esforços nos componentes. Isso é feito primeiramente para o sistema operando como conversor CC-CC e depois como CA-CC.

2.2 Topologia do retificador

A topologia do retificador é mostrada na Figura 2.1, sendo composta pelos seguintes componentes:

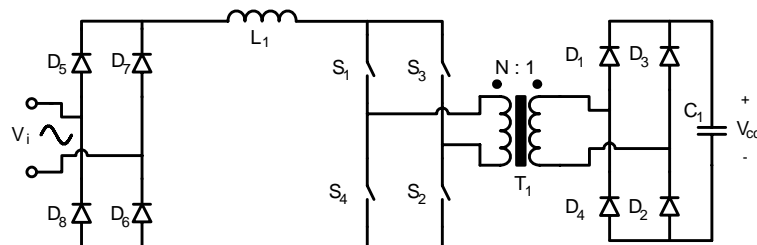


Figura 2.1 – Circuito de potência do retificador.

- L_1 : Indutor;
- S_{1-4} : Interruptores de potência;
- T_1 : Transformador em alta frequência;
- D_{1-4} : Ponte retificadora comutando em alta frequência;
- D_{5-8} : Ponte retificadora comutando na frequência da tensão de entrada;
- C_1 : Capacitor filtro de saída;
- V_i : Tensão de entrada;

- V_{cc} : Tensão de saída.

Para o estudo teórico são adotadas as seguintes considerações:

- Os interruptores são ideais;
- Os diodos são ideais;
- O transformador é ideal;
- O capacitor filtro de saída é uma fonte de tensão constante;
- A frequência de comutação dos interruptores é constante.

A relação de transformação N é definida como sendo a relação entre o número de espiras do primário e do número de espiras do secundário:

$$\frac{N_p}{N_{s_{ret}}} = N . \quad (2.1)$$

No qual:

N_p : Número de espiras do enrolamento primário do transformador;

$N_{s_{ret}}$: Número de espiras do enrolamento do secundário do transformador.

2.3 Topologia operando como conversor CC-CC

A Figura 2.2 apresenta o conversor operando como CC-CC, esse esquema é conhecido como *full-bridge isolated boost converter* [9]. Para facilitar, primeiramente é realizada a análise para essa topologia, assim facilitando o seu estudo. A entrada CA e a ponte retificadora de entrada são substituídas por uma fonte CC e também é adicionado um resistor R_1 na saída do conversor para representar a sua carga.

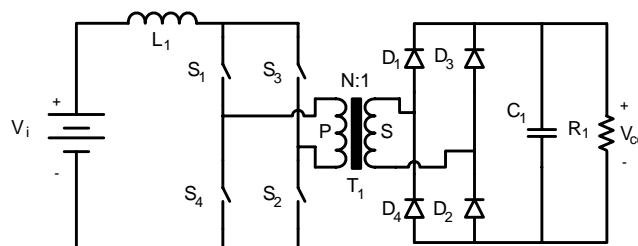


Figura 2.2 – Circuito de potência do conversor CC-CC.

2.3.1 Operação do conversor

O correto funcionamento do conversor acontece quando a tensão de entrada V_i é menor

que a tensão de saída referida ao lado primário do transformador $N \times V_{cc}$. A razão cíclica (D_{ret}) dos interruptores é definida em (2.2) como a relação entre o tempo de condução de um interruptor e o período de comutação, variando na faixa de $0,5 \leq D_{ret} \leq 1$. Os interruptores S_1 e S_2 têm o mesmo sinal de comando, assim como os interruptores S_3 e S_4 que funcionam com o mesmo comando. Além disso, o comando de S_1 e S_2 está defasado de 180° do comando de S_3 e S_4 , assim, trabalhando em sobreposição (*overlapping*).

$$D_{ret} = \frac{T_{on_{ret}}}{T_{S_{ret}}} \quad (2.2)$$

Na qual, $T_{S_{ret}}$ e $T_{on_{ret}}$ são: o período de comutação dos interruptores do retificador e o tempo de condução dos interruptores, respectivamente.

2.3.2 Etapas de funcionamento

Para um período de comutação, o conversor apresenta quatro etapas de operação, como mostrado pelas Figuras 2.3, 2.4, 2.5 e 2.6, onde está marcado em **negrito** o caminho de circulação da corrente. O funcionamento desse conversor é similar ao do *boost* clássico, com uma etapa de acumulação de energia e outra de transferência de energia. Cada etapa é descrita detalhadamente a seguir.

Primeira etapa (t_0-t_1): Armazenamento de energia no indutor.

A partir do instante $t=t_0$, todos os interruptores estão em condução. A tensão de entrada é aplicada sobre o indutor L_1 , cuja corrente cresce linearmente e esta se divide igualmente entre os braços do conversor. Dessa maneira, toda energia entregue pela fonte de alimentação é armazenada no indutor. Nesta etapa não acontece transferência de energia da fonte de alimentação para a carga. Portanto os diodos D_{1-4} ficam bloqueados e a carga é alimentada pelo capacitor C_1 .

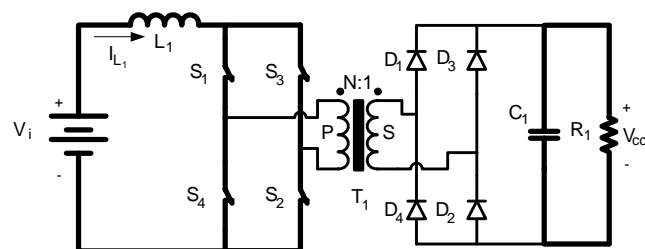


Figura 2.3 – Primeira etapa de operação do conversor.

A variação da corrente para essa etapa de operação é definida pela seguinte equação

diferencial (2.3).

$$L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} - V_i = 0 \quad (2.3)$$

Na qual, L_1 , $i_{L_1}(t)$ e V_i são: indutância, corrente de entrada e tensão da fonte de alimentação, respectivamente.

O final desta etapa acontece com a abertura dos interruptores S_{3-4} , no instante t_1 que é dado na equação a seguir:

$$t_1 - t_o = \frac{2 \cdot D_{ret} - 1}{2} \cdot T_{s_{ret}} \quad (2.4)$$

Segunda etapa (t_1-t_2): Transferência de energia para a carga.

No instante $t=t_1$, os interruptores S_3 e S_4 são bloqueados, S_1 e S_2 permanecem em condução. A corrente que circula pelo indutor é a mesma através do primário do transformador. Essa corrente decresce linearmente devido à inversão da tensão sobre o indutor, sendo definida pela equação diferencial (2.5). A energia armazenada no indutor durante a primeira etapa, mais a energia da fonte de alimentação são transferidas para a carga e para o capacitor através do secundário do transformador e dos diodos D_1 e D_2 .

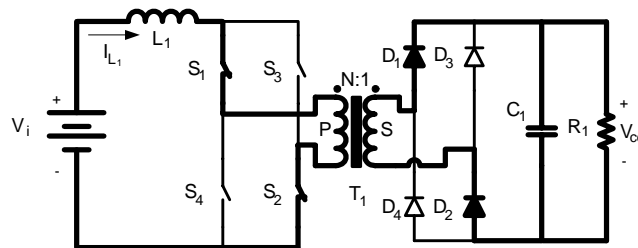


Figura 2.4 – Segunda etapa de operação do conversor.

$$L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} - V_i + N \cdot V_{cc} = 0 \quad (2.5)$$

No qual, V_{cc} é a tensão de saída do conversor.

O final dessa etapa acontece com a entrada em condução dos interruptores S_{3-4} no instante t_2 dado pela equação (2.6) e tem duração dada por (2.7).

$$t_2 = \frac{T_{s_{ret}}}{2} \quad (2.6)$$

$$t_2 - t_1 = (1 - D_{ret}) \cdot T_{s_{ret}} \quad (2.7)$$

Terceira etapa (t₂-t₃): Armazenamento de energia no indutor.

No instante t=t₂, os interruptores S₃ e S₄ entram em condução e os interruptores S₁ e S₂ permanecem em condução. Esta etapa de operação é igual à primeira. A equação diferencial de variação da corrente é definida por (2.8).

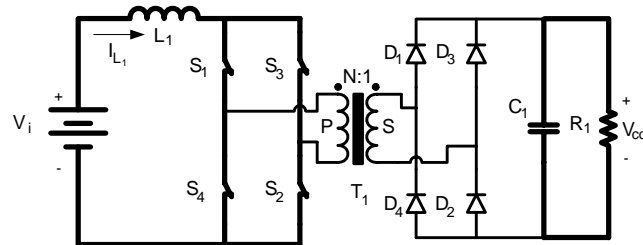


Figura 2.5 – Terceira etapa de operação do conversor.

$$L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} - V_i = 0. \quad (2.8)$$

O final desta etapa acontece com a abertura dos interruptores S₁₋₂ em t₃, no instante dado por (2.9) e a duração por (2.10).

$$t_3 = D_{ret} \cdot Ts_{ret} \quad (2.9)$$

$$t_3 - t_2 = \frac{2 \cdot D_{ret} - 1}{2} \cdot Ts_{ret} \quad (2.10)$$

Quarta etapa (t₃-t₄): Transferência de energia para a carga.

No instante t=t₃, S₃ e S₄ permanecem em condução enquanto S₁ e S₂ são bloqueados. Essa etapa acontece da mesma forma que a segunda etapa, com a diferença que a transferência de energia para carga é feita através dos interruptores S₃ e S₄ e dos diodos D₃ e D₄. A variação de corrente no indutor é representada pela equação (2.11).

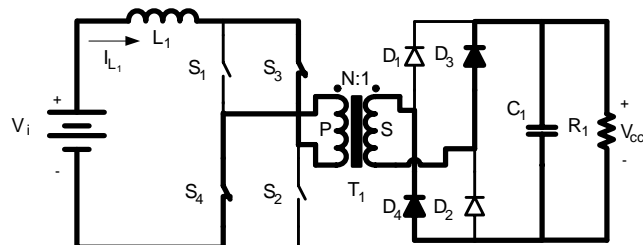


Figura 2.6 – Quarta etapa de operação do conversor.

$$L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} - V_i + N \cdot V_{cc} = 0 \quad (2.11)$$

O final desta etapa acontece com a entrada em condução dos interruptores S_{1-2} no instante t_4 que é dado na equação (2.12) e sua duração é dada por (2.13).

$$t_4 = Ts_{ret} \quad (2.12)$$

$$t_4 - t_3 = (1 - D_{ret}) \cdot Ts_{ret} \quad (2.13)$$

A Tabela 2.1 mostra o resumo das etapas de operação do conversor.

Tabela 2.1 – Operação do conversor.

Modo	Interruptores em condução	Energia em L_1	Tensão aplicada ao transformador
Armazenando	$S_1 S_2 S_3 S_4$	Carregando	Zero
Transferência	$S_1 S_2$	Descarregando	Positiva
Armazenando	$S_1 S_2 S_3 S_4$	Carregando	Zero
Transferência	$S_3 S_4$	Descarregando	Negativa

2.3.3 Principais formas de ondas

As principais formas de onda de tensão e corrente nos diferentes elementos do conversor são apresentadas na Figura 2.7. Todas as formas de onda foram determinadas tomando como base os sinais de comando dos interruptores e as correntes de entrada máxima I_B e mínima I_A . Essas correntes são calculadas no item 2.3.6. Observa-se que a ondulação nos componentes reativos aparece com o dobro da frequência de comutação.

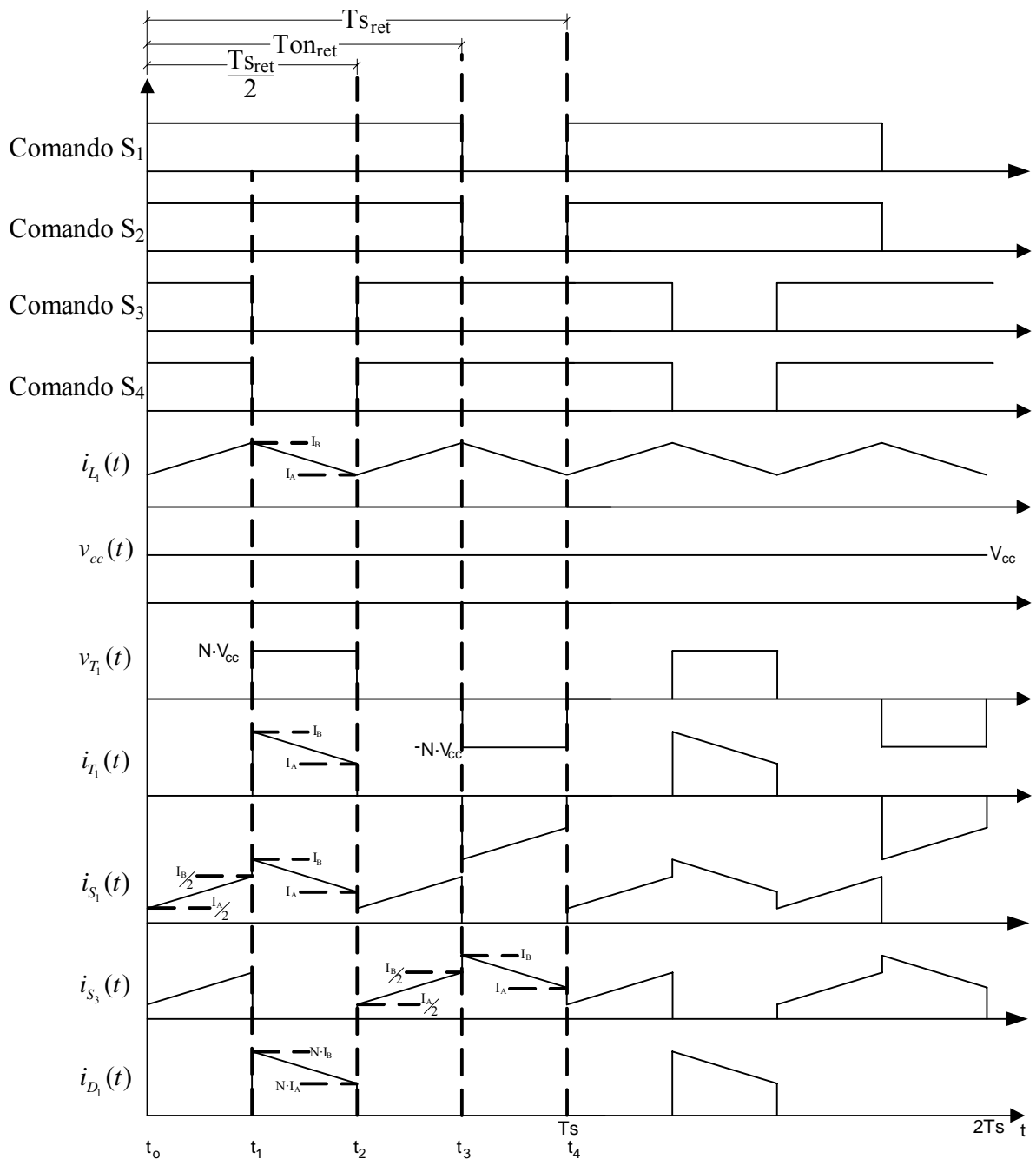


Figura 2.7 – Principais formas de onda de tensão e corrente.

No qual, $v_{cc}(t)$, $v_{T_1}(t)$, $i_{T_1}(t)$, $i_{S_1}(t)$, $i_{S_3}(t)$, $i_{D_1}(t)$ são: tensão instantânea de saída; tensão instantânea no primário do transformador; corrente instantânea no primário do transformador; corrente instantânea no interruptor S_1 ; corrente instantânea no interruptor S_3 ; e corrente instantânea no diodo D_1 , respectivamente.

2.3.4 Equações básicas

Com a análise das principais formas de onda mostradas na Figura 2.7, são determinadas

as equações que conduzem cada etapa de operação. Essas equações instantâneas representam os esforços nos componentes do conversor em um período de comutação e são utilizadas para a determinação dos valores eficazes e médios.

A corrente instantânea através do indutor L_1 é a mesma corrente instantânea de entrada. A corrente instantânea na entrada é definida pelas equações (2.14) e (2.15).

$$i_{in}(t) = i_{L_1}(t) \quad (2.14)$$

$$i_{in}(t) = \begin{cases} I_A + \frac{V_i}{L_1} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_B + \frac{V_i - N \cdot V_{cc}}{L_1} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_A + \frac{V_i}{L_1} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_B + \frac{V_i - N \cdot V_{cc}}{L_1} \cdot t & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.15)$$

No qual:

I_A – Corrente mínima de entrada;

I_B – Corrente máxima de entrada.

A corrente instantânea pelo interruptor S_1 é definida em (2.16).

$$i_{S_1}(t) = \begin{cases} \frac{I_A}{2} + \frac{V_i}{2 \cdot L_1} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_B + \frac{V_i - N \cdot V_{cc}}{L_1} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_A}{2} + \frac{V_i}{2 \cdot L_1} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.16)$$

A corrente no diodo D_1 é definida por (2.17).

$$i_{D_1}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ N \cdot \left(I_B + \frac{V_i - N \cdot V_{cc}}{L_1} \cdot t \right) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.17)$$

A corrente no primário do transformador T_1 é definida por (2.18).

$$i_{T_{1p}}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_B + \frac{V_i - N \cdot V_{cc}}{L_1} \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ -I_B - \frac{V_i - N \cdot V_{cc}}{L_1} \cdot t & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (2.18)$$

2.3.5 Determinação do ganho estático

A análise para determinação do ganho estático é baseada na conservação de energia. É considerado que os interruptores operam com frequência fixa e razão cíclica variável.

A energia cedida pela fonte de alimentação em um período de comutação é dada pela equação (2.19).

$$W_{in_{ret}} = V_i \cdot I_{L_1} \cdot T_{s_{ret}} \quad (2.19)$$

No qual:

I_{L_1} – Corrente do indutor;

$W_{in_{ret}}$ – energia cedida pela fonte de alimentação.

A energia recebida pela carga é definida pela equação (2.20).

$$W_{o_{ret}} = V_{cc} \cdot I_{L_1} \cdot N \cdot 2 \cdot T_{off_{ret}} \quad (2.20)$$

No qual:

$W_{o_{ret}}$ – energia recebida pela carga;

$T_{off_{ret}}$ – Tempo que os interruptores S_{1-4} permanecem bloqueados durante o período de comutação.

Considerando o sistema ideal, ou seja, sem perdas, a energia entregue é a mesma energia cedida, portanto:

$$W_{in_{ret}} = W_{o_{ret}} \quad (2.21)$$

Dessa forma:

$$V_i \cdot I_{L_1} \cdot T_{s_{ret}} = V_{cc} \cdot I_{L_1} \cdot N \cdot 2 \cdot T_{off_{ret}} \quad (2.22)$$

Reagrupando (2.22), encontra-se (2.23).

$$\frac{V_{cc} \cdot N}{V_i} = \frac{1}{2 \cdot (1 - D_{ret})}. \quad (2.23)$$

O ganho estático ideal em função da variação da razão cíclica é mostrado na Figura 2.8. A curva descreve o comportamento da tensão de saída pela tensão de entrada do conversor com a variação do ciclo de trabalho. Onde se percebe que o ganho pode ser modificado pela relação de transformação do transformador. Assim, diferente da topologia clássica do conversor *boost*, permite tensões de saída V_{cc} menores que a entrada V_i .

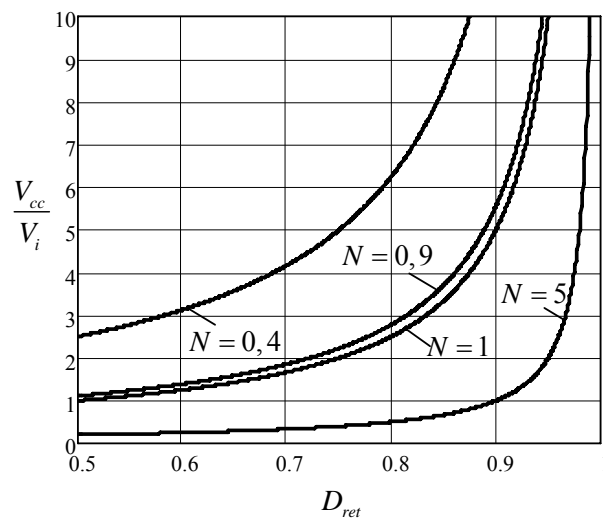


Figura 2.8 – Ganho estático ideal do conversor.

2.3.6 Determinação dos esforços nos componentes

Primeiramente são determinadas as correntes mínima e máxima de entrada descrita por I_A e I_B . Estes parâmetros são encontrados a partir da corrente média de entrada, que é definida em função da potência média de saída.

A potência média de entrada é definida por:

$$P_{in_{ret}} = \frac{P_{o_{ret}}}{\eta_{ret}}. \quad (2.24)$$

No qual:

$P_{in_{ret}}$ – Potência de entrada do conversor;

$P_{o_{ret}}$ – Potência de saída do conversor;

η_{ret} – Rendimento do conversor.

O valor da corrente média de entrada é definido como I_G .

$$I_G = \frac{1}{T_{S_{ret}}} \int_0^{T_{S_{ret}}} i_{in}(t) \cdot dt \quad (2.25)$$

Substituindo a equação (2.15) em (2.25), obtém-se:

$$I_G = \frac{1}{2} \cdot (I_A + I_B). \quad (2.26)$$

A corrente média da entrada, também pode ser expressa em função da potência de saída:

$$I_G = \frac{P_{o_{ret}}}{\eta_{ret} \cdot V_i}. \quad (2.27)$$

Da primeira expressão da equação (2.15), no instante t_1 , tem-se:

$$I_B = I_A + \frac{V_i}{L_1} \cdot \frac{(2 \cdot D_{ret} - 1)}{2} \cdot T_{S_{ret}}. \quad (2.28)$$

Do sistema de equações (2.26) e (2.28), obtém-se I_A e I_B .

$$I_A = I_G - \frac{2 \cdot D_{ret} - 1}{4 \cdot L_1 \cdot f_{s_{ret}}} \cdot V_i \quad (2.29)$$

$$I_B = I_G + \frac{2 \cdot D_{ret} - 1}{4 \cdot L_1 \cdot f_{s_{ret}}} \cdot V_i \quad (2.30)$$

No qual:

$f_{s_{ret}}$ – frequência de comutação dos interruptores

2.3.6.1 Esforços nos interruptores S_{1-4}

Os esforços de tensão e correntes são calculados somente para o interruptor S_1 , os esforços para os interruptores S_2 , S_3 e S_4 são os mesmos de S_1 .

A máxima tensão sobre o interruptor S_1 é a tensão no lado primário do transformador do conversor, definido por (2.31).

$$V_{pS_1} = N \cdot V_{cc}. \quad (2.31)$$

Aplicando-se a definição de valor médio sobre a corrente instantânea do interruptor S_1 .

$$I_{med S_1} = \frac{1}{T_{S_{ret}}} \cdot \int_0^{T_{S_{ret}}} i_{S_1}(t) \cdot dt \quad (2.32)$$

Substituindo a equação (2.16) em (2.32), o valor médio é igual a:

$$I_{med\ S_1} = \frac{1}{2} \cdot I_G \cdot \quad (2.33)$$

Por definição de valor eficaz sobre a corrente instantânea em S_1 , tem-se:

$$I_{ef\ S_1} = \sqrt{\frac{1}{T_{S_{ret}}} \cdot \int_0^{T_{S_{ret}}} i_{S_1}(t)^2 \cdot dt} \cdot \quad (2.34)$$

Substituindo a equação (2.16) em (2.34), obtém-se:

$$I_{ef\ S_1} = \frac{I_G}{2} \cdot \sqrt{3 - 2 \cdot D_{ret}} \cdot \quad (2.35)$$

O valor da corrente de pico em S_1 é a corrente máxima de entrada, a qual é igual à equação dada em (2.30), assim:

$$I_{pS_1} = I_G + \frac{2 \cdot D_{ret} - 1}{4 \cdot L_1 \cdot f_{s_{ret}}} \cdot V_i \cdot \quad (2.36)$$

2.3.6.2 Esforços nos diodos D_{1-4}

Os esforços de tensão e correntes são somente calculados para o diodo D_1 , os esforços para os diodos D_2 , D_3 e D_4 são os mesmos de D_1 .

A máxima tensão reversa sobre o diodo D_1 é a tensão de saída.

$$V_{pD_1} = V_{cc} \quad (2.37)$$

Aplicando-se a definição de valor médio, a corrente em D_1 é expressa por:

$$I_{med\ D_1} = \frac{1}{T_{S_{ret}}} \cdot \int_0^{T_{S_{ret}}} i_{D_1}(t) \cdot dt \cdot \quad (2.38)$$

Substituindo a equação (2.17) em (2.38), o valor médio em D_1 é igual a:

$$I_{med\ D_1} = (1 - D_{ret}) \cdot N \cdot I_G \cdot \quad (2.39)$$

A corrente eficaz no diodo D_1 é definida por (2.40).

$$I_{ef\ D_1} = \sqrt{\frac{1}{T_{S_{ret}}} \cdot \int_0^{T_{S_{ret}}} i_{D_1}(t)^2 \cdot dt} \cdot \quad (2.40)$$

Substituindo a equação (2.17) em (2.40), obtém-se:

$$I_{ef D_1} = I_G \cdot N \cdot \sqrt{1 - D_{ret}} \quad (2.41)$$

O valor da corrente de pico é encontrado pela equação (2.30) referida ao secundário.

$$I_{pD_1} = I_G \cdot N + \frac{2 \cdot D_{ret} - 1}{4 \cdot L_1 \cdot f_{sret}} \cdot \frac{V_i}{N} \quad (2.42)$$

2.3.6.3 Esforços no indutor L_1

A variação de corrente no indutor L_1 é encontrada pela diferença entre o valor máximo da corrente de entrada I_B e a corrente mínima de entrada I_A .

$$\Delta I_{L_1} = I_B - I_A \quad (2.43)$$

Substituindo as equações (2.30) e (2.29) em (2.43), tem-se como resultado a variação de corrente:

$$\Delta I_{L_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot D_{ret} - 1}{L_1 \cdot f_{sret}} \cdot V_i \quad (2.44)$$

A corrente eficaz no indutor L_1 é definida por (2.45).

$$I_{ef L_1} = \sqrt{\frac{1}{T_{sret}} \cdot \int_0^{T_{sret}} i_{in}(t)^2 \cdot dt} \quad (2.45)$$

Substituindo a equação (2.15) em (2.45), obtém-se:

$$I_{ef L_1} = I_G \quad (2.46)$$

Ressalta-se que a aproximação do valor eficaz pelo valor médio é feita levando em consideração que a ondulação da corrente é pequena, caso contrário o valor eficaz é superior.

O valor da corrente de pico no indutor é o mesmo da entrada, portanto:

$$I_{pL_1} = I_G + \frac{2 \cdot D_{ret} - 1}{4 \cdot L_1 \cdot f_{sret}} \cdot V_i \quad (2.47)$$

2.3.6.4 Esforços no transformador T_1

A corrente eficaz no transformador é obtida pela equação (2.48).

$$I_{ef T_{1p}} = \sqrt{\frac{1}{T_{sret}} \cdot \int_0^{T_{sret}} i_{T_{1p}}(t)^2 \cdot dt} \quad (2.48)$$

Substituindo a equação (2.18) em (2.48), obtém-se:

$$I_{ef T_{1p}} = I_G \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D_{ret})}. \quad (2.49)$$

A corrente eficaz no secundário é encontrada pela multiplicação da relação de transformação do transformador pela corrente do primário.

$$I_{ef T_{1s}} = N \cdot I_{ef T_{1p}} \quad (2.50)$$

Portanto:

$$I_{ef T_{1s}} = I_G \cdot N \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D_{ret})}. \quad (2.51)$$

A tensão no enrolamento secundário é zero para as etapas de carregamento do indutor e a tensão de saída V_{cc} para as etapas de transferência de energia para a carga. Aplicando a definição de valor eficaz, tem-se:

$$V_{ef T_{1s}} = \sqrt{\frac{1}{T_{S_{ret}}} \cdot 2 \cdot \int_{t_1}^{t_2} V_{cc}^2 \cdot dt}. \quad (2.52)$$

Assim obtém-se:

$$V_{ef T_{1s}} = V_{cc} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D_{ret})}. \quad (2.53)$$

Com a tensão secundária é possível obter a tensão primária através da relação de transformação, assim:

$$V_{ef T_{1p}} = N \cdot V_{ef T_{1s}}. \quad (2.54)$$

Portanto:

$$V_{ef T_{1p}} = N \cdot V_{cc} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D_{ret})}. \quad (2.55)$$

O valor da corrente de pico no primário do transformador tem o mesmo valor da equação (2.30).

$$I_{pT_{1p}} = I_G + \frac{2 \cdot D_{ret} - 1}{4 \cdot L_1 \cdot f_{s_{ret}}} \cdot V_i \quad (2.56)$$

2.3.6.5 Capacitor C_1

A tensão máxima sobre o capacitor é a tensão de saída.

$$V_{pC_1} = V_{cc} \quad (2.57)$$

A variação de tensão nos terminais do capacitor é encontrada através da variação de tensão para a etapa de carregamento do indutor. Nessa etapa o capacitor é descarregado com uma corrente constante de valor igual à corrente de saída I_{cc} , assim:

$$I_{cc} = C_1 \cdot \frac{\Delta V_{C_1}}{t_2 - t_1} \quad (2.58)$$

No qual I_{cc} é a corrente de saída do conversor.

Substituindo as equações (2.6), (2.4) e usando a relação de ganho para as correntes, encontra-se (2.59) como resposta.

$$\Delta V_{C_1} = I_G \cdot N \cdot (1 - D_{ret}) \frac{2 \cdot D_{ret} - 1}{C_1 \cdot f_{s_{ret}}} \quad (2.59)$$

A corrente no capacitor é a corrente de saída nas etapas de carregamento do indutor e a diferença da corrente no diodo pela corrente de saída nas etapas de transferência de energia para carga. Aplicando a definição de valor eficaz, tem-se:

$$I_{ef C_1} = \sqrt{\frac{1}{T_{s_{ret}}} \cdot \left(2 \cdot \int_0^{t_1} (i_{D_1}(t) - I_{cc})^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_{t_1}^{t_2} (-I_{cc})^2 \cdot dt \right)} \quad (2.60)$$

Assim obtém-se:

$$I_{ef C_1} = I_G \cdot N \cdot \sqrt{6 \cdot D_{ret}^2 - 4 \cdot D_{ret} - 2} \quad (2.61)$$

2.4 Análise do conversor operando com PFC

A topologia de potência e o circuito de comando dos interruptores do conversor são mostrados na Figura 2.9. Percebe-se que a fonte de alimentação de tensão contínua é substituída por uma fonte de alimentação alternada (60 Hz) e uma ponte retificadora de onda completa. O conversor segue o mesmo princípio de funcionamento apresentado para operação como CC-CC anteriormente. Dessa maneira, é apresentado o estágio de potência com um elevado fator de potência que emula uma resistência, do ponto de vista da rede.

Para obter um alto fator de potência na entrada e controlar a tensão de saída, o conversor deve possuir duas malhas de controle [24-30]. A malha de corrente tem a função de garantir uma corrente senoidal na entrada e em fase com a tensão de entrada CA. Por outro lado, a malha de tensão tem a função de controlar a tensão de saída quando houver variação do fluxo

de potência.

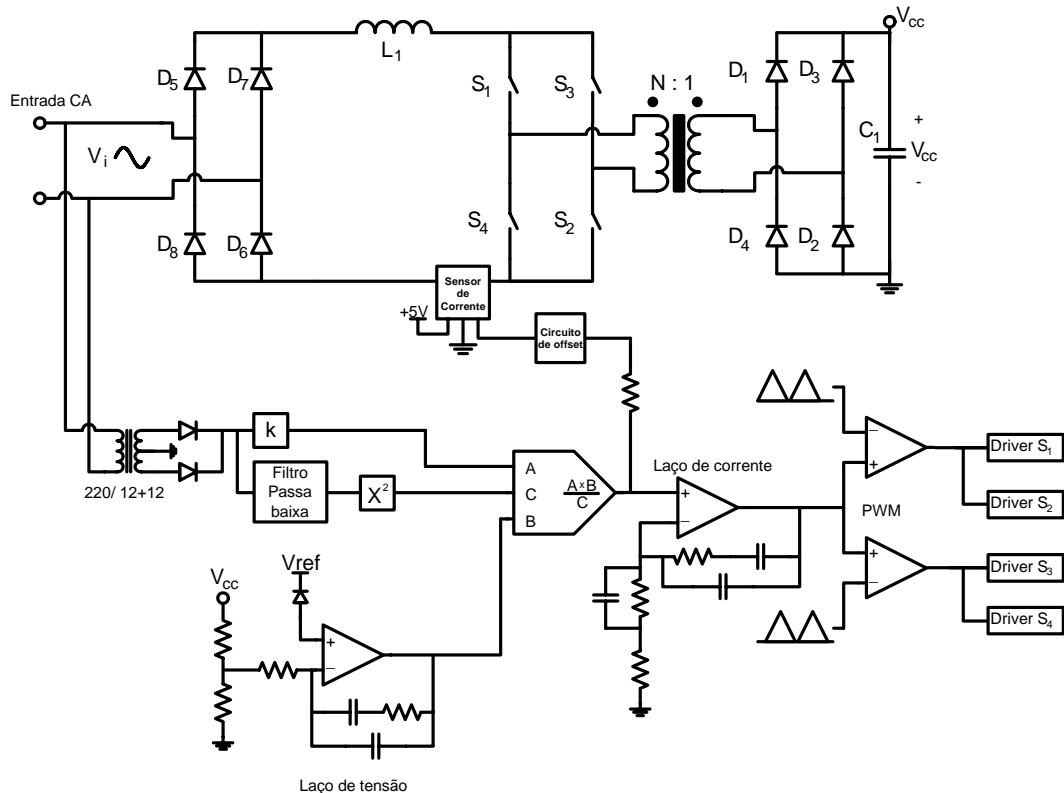


Figura 2.9 – Circuito de potência e controle do conversor operando com PFC.

Para emular o conversor como uma carga resistiva é utilizada a lógica baseada em um multiplicador/divisor analógico, que gera em sua saída uma corrente de referência que irá dar forma à corrente de entrada, cujas entradas apresentam as seguintes características:

- Sincronismo (entrada A): define o formato e frequência da corrente de referência e é obtido a partir da tensão retificada V_i ;
- Sinal do regulador da tensão de saída (entrada B): ajusta a amplitude da corrente conforme varia a carga;
- Realimentação da tensão de entrada (entrada C): a rede de entrada é atenuada e filtrada, informando ao multiplicador/divisor um nível de tensão CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada da rede de alimentação. Através dessa entrada ajusta-se a amplitude da corrente de referência conforme a tensão de entrada de alimentação CA varie.

Portanto, quando houver uma variação de carga, a amplitude da corrente de referência também varia, ou ainda, se para a mesma carga a tensão de alimentação variar, implica em mudança na corrente de entrada. Assim, garantindo que a tensão de saída permaneça constante.

A corrente de referência é comparada com uma amostra da corrente real que circula através do indutor. Essa comparação faz com que a corrente de entrada siga a corrente média instantânea programada, conseguindo assim um fator de potência unitário.

O controle usado é baseado no princípio de operação do circuito integrado UC3854 da TEXAS INSTRUMENTS [31]. Esse tipo de controle é conhecido como Modo de Controle por Corrente Média ou em inglês por *Average Current Mode Control*.

2.4.1 Modulação

Para conseguir o princípio de operação do conversor, é necessária uma técnica de modulação adequada para o comando dos interruptores. Essa modulação é baseado na comparação de uma forma de onda triangular denominada $V_d(t)$, de magnitude V_d e período T_s , com uma tensão de controle linear V_c que varia de zero a V_d como é ilustrado na Figura 2.10. Ambos os sinais passam por um comparador PWM e na saída do comparador são obtidos os sinais de controle dos interruptores. Dependendo da magnitude do sinal da tensão de controle, a razão cíclica varia de 0% a 100%.

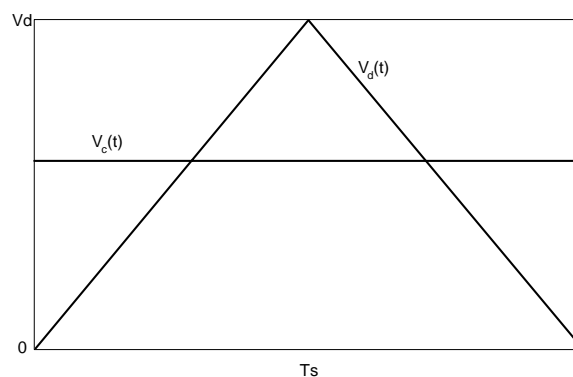


Figura 2.10 – Técnica de modulação.

Aplicando este princípio, são obtidos os sinais de controle dos interruptores do conversor. Como é necessário gerar dois sinais de comando defasados em 180° e com mesma frequência, foram utilizados para a topologia duas triangulares deslocadas em 180° , que são comparadas com a mesma tensão de controle como mostra a Figura 2.11.

Para o correto funcionamento do conversor, a tensão de controle não pode ter valor inferior à metade da amplitude da onda triangular. A tensão de controle é limitada em $V_d/2 \leq V_c(t) \leq V_d$.

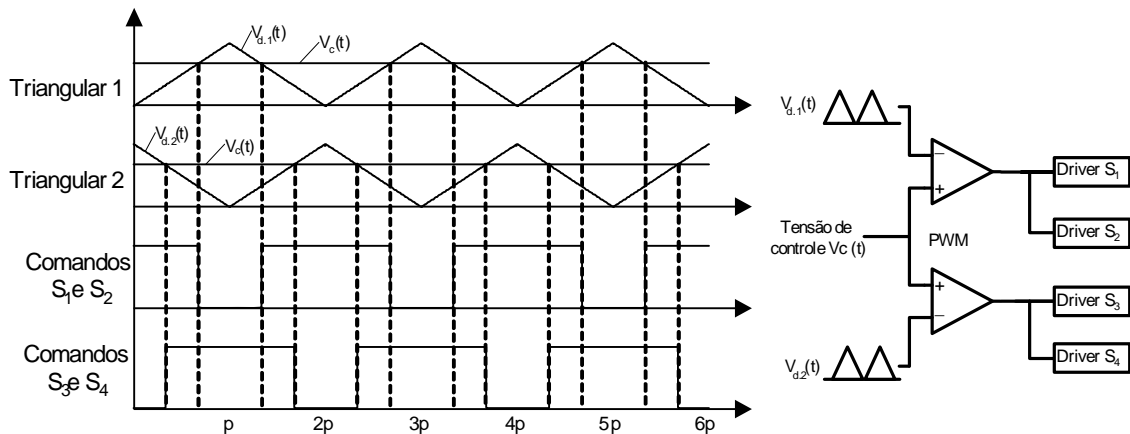


Figura 2.11 – Modulador PWM.

2.4.2 Análise da razão cíclica

A tensão na entrada do conversor varia instantaneamente em função do seu ângulo, provocando uma variação do ciclo de trabalho dos interruptores com período igual à metade do período da tensão de entrada. A partir do ganho calculado em (2.23), é determinada a razão cíclica em função do ângulo da tensão de entrada, assim:

$$D_{ret}(\omega t) = 1 - \frac{V_{pi} \cdot \text{sen}(\omega t)}{2 \cdot V_{cc} \cdot N} \quad 0 \leq \omega t \leq \pi. \quad (2.62)$$

No qual: V_{pi} é o valor de pico da tensão de entrada CA.

A Figura 2.12 ilustra o comportamento de razão cíclica em um semiciclo da tensão de entrada, baseado em uma tensão de pico V_{pi} de 311 Volts, uma tensão de saída V_{cc} de 400 Volts e relação de transformação N igual à 1.

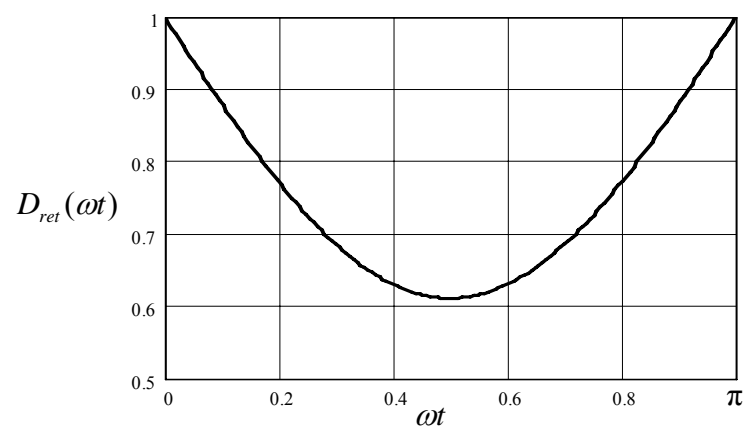


Figura 2.12 – Variação da razão cíclica para meio período da tensão de entrada.

2.4.3 Formas de onda para operação com PFC

Com o conversor operando com a correção do fator de potência, o circuito apresenta três frequências fundamentais. A primeira frequência é de comutação dos interruptores, a segunda é da metade do período da tensão de entrada e a terceira a própria frequência da tensão de entrada. A seguir são mostradas as principais formas de onda para o período da frequência de linha com o detalhe na frequência de comutação.

A forma de onda da corrente de entrada do retificador é mostrada na Figura 2.13.

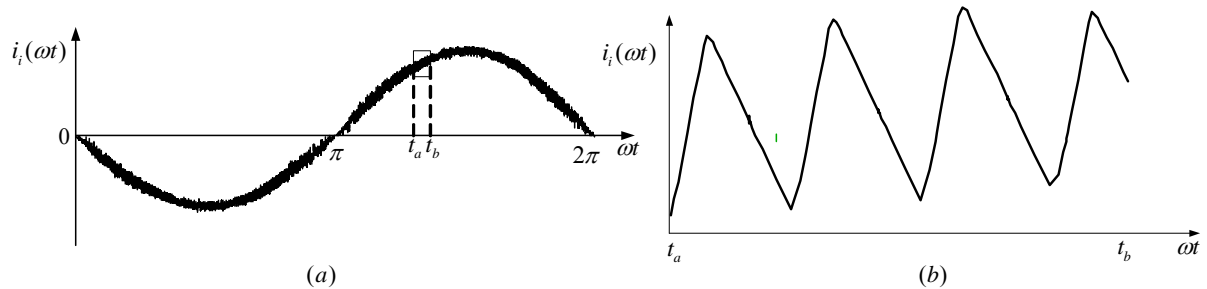


Figura 2.13 – (a) Forma de onda da corrente de entrada; (b) Detalhe da corrente de entrada.

A forma de onda da corrente no indutor é mostrada na Figura 2.14.

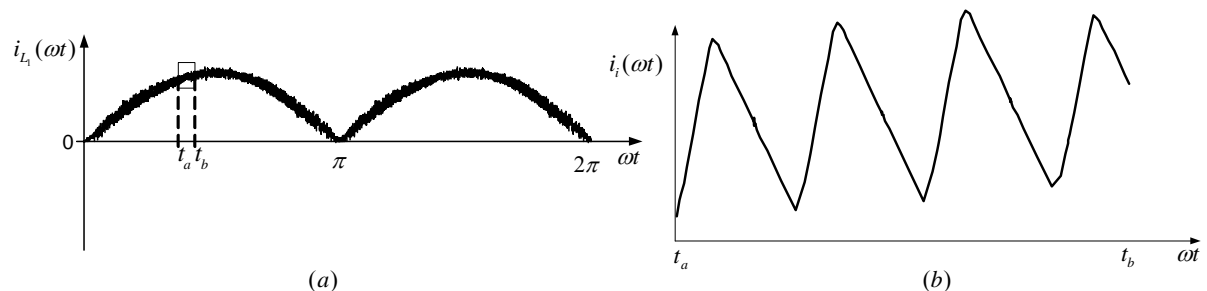


Figura 2.14 – (a) Forma de onda da corrente do indutor L_1 ; (b) Detalhe da corrente.

A forma de onda da corrente no interruptor S_1 é apresentada na Figura 2.15.

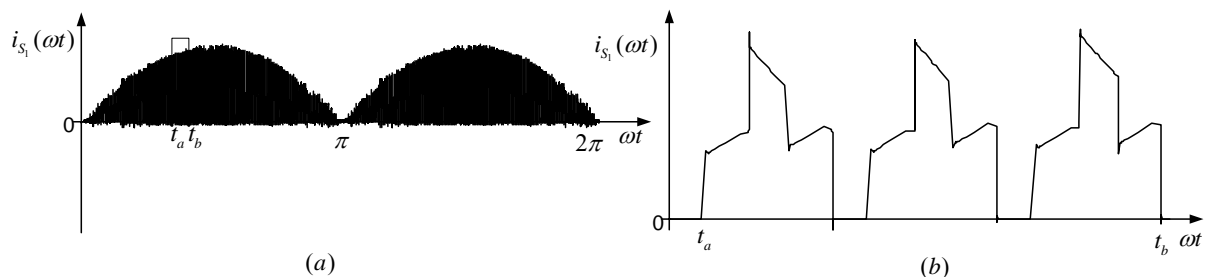


Figura 2.15 – (a) Forma de onda da corrente do interruptor S_1 ; (b) Detalhe da corrente.

Na Figura 2.16 é mostrada a forma de onda para a corrente do diodo D_1 .

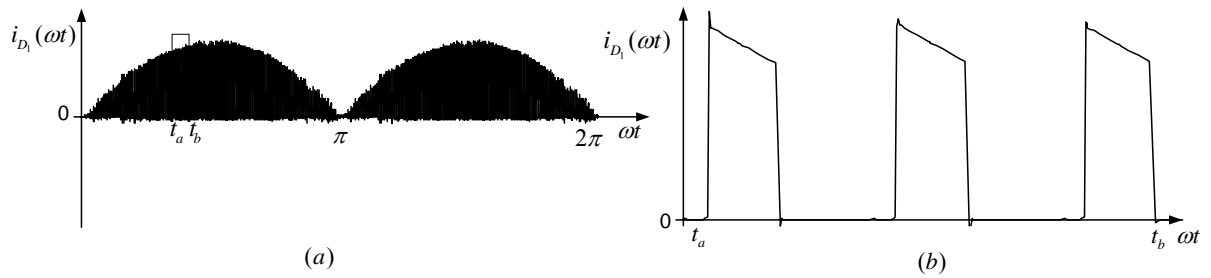


Figura 2.16 – (a) Forma de onda da corrente do diodo D_1 ; (b) Detalhe da corrente.

Na Figura 2.17 é apresentada a forma de onda para a corrente do primário do transformador T_1 .

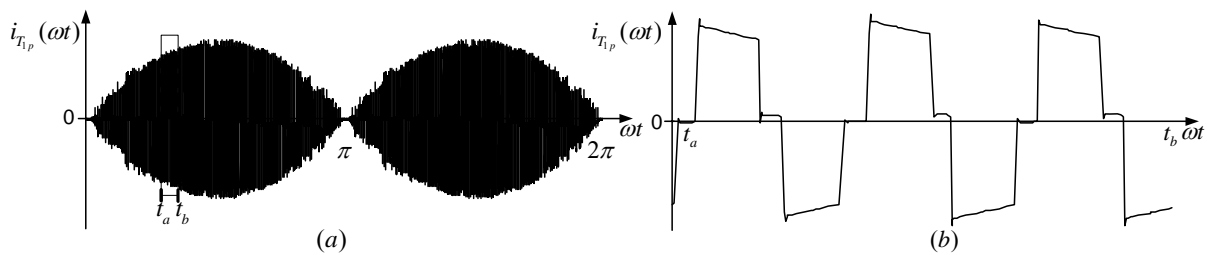


Figura 2.17 – (a) Forma de onda da corrente do primário do transformador; (b) Detalhe da corrente.

Na Figura 2.18 é observada a tensão sobre o primário do transformador T_1 .

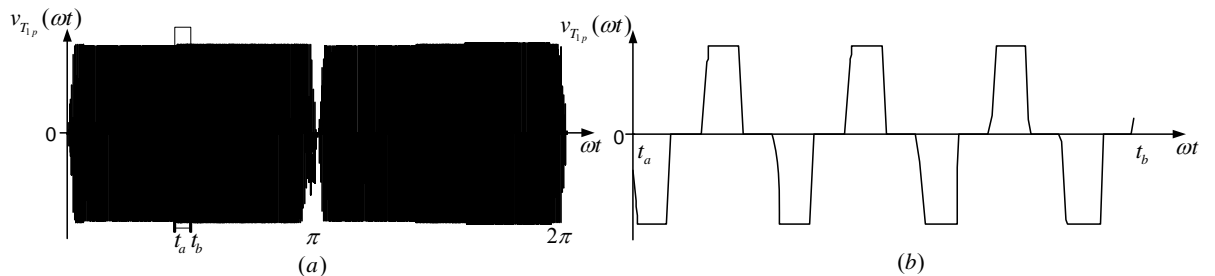


Figura 2.18 – (a) Forma de onda da tensão do primário do transformador; (b) Detalhe da tensão.

2.4.4 Determinação dos esforços para operação com PFC

Para análise dos esforços com o conversor operando com PFC é assumido que o fator de potência do conversor é unitário. Isto significa que a tensão de entrada e a corrente de entrada são senoidais e sem deslocamentos.

$$v_i(t) = V_{p_i} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.63)$$

$$i_i(t) = I_{p_i} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.64)$$

No qual:

$v_i(t)$: Tensão instantânea de entrada da fonte de alimentação CA;

$i_i(t)$: Corrente instantânea de entrada da fonte de alimentação CA;

I_{p_i} : Corrente de pico da entrada da fonte de alimentação CA.

A potência instantânea é definida pela equação (2.65).

$$P_{in_{ret}}(t) = V_{p_i} \cdot I_{p_i} \cdot \text{sen}(\omega t)^2 \quad (2.65)$$

Como a tensão de saída é mantida constante, a potência média de entrada $P_{in_{ret}}$ pode ser expressa em função da potência de saída $P_{o_{ret}}$ e o rendimento η_{ret} .

$$P_{in_{ret}} = \frac{1}{2} \cdot V_{p_i} \cdot I_{p_i} \quad (2.66)$$

$$P_{o_{ret}} = V_{cc} \cdot I_{cc} \quad (2.67)$$

$$P_{in_{ret}} = \frac{P_{o_{ret}}}{\eta_{ret}} \quad (2.68)$$

Substituindo as equações (2.66) e (2.67) em (2.68), tem-se:

$$I_{p_i} = 2 \cdot \frac{V_{cc} \cdot I_{cc}}{V_{p_i} \cdot \eta_{ret}} \quad (2.69)$$

Um parâmetro β é definido como a relação entre a tensão de saída e a tensão de pico de entrada, sendo adimensional.

$$\beta = \frac{V_{cc}}{V_{p_i}} \quad (2.70)$$

Com isso, tem-se:

$$I_{p_i} = 2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} \quad (2.71)$$

Para facilitar e simplificar a análise dos esforços as seguintes considerações são feitas:

- Todos os esforços determinados anteriormente são expressos em função de ωt ;
- A corrente média de entrada para um período de comutação I_G é substituída pela corrente média instantânea;

$$i_i(\omega t) = I_{p_i} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi ; \quad (2.72)$$

$$i_i(\omega t) = 2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi; \quad (2.73)$$

- Os esforços são calculados para cada semiciclo da rede;
- A tensão de entrada V_i na análise do conversor funcionando como CC-CC é substituída por $v_i(t)$ dada na equação (2.63);
- A razão cíclica é substituída pela equação (2.62).

2.4.4.1 Esforços nos interruptores S_{1-4} com PFC

Os esforços de tensão e correntes são calculados para o interruptor S_1 , os esforços para os interruptores S_2 , S_3 e S_4 são os mesmos de S_1 .

A tensão máxima é igual à tensão de saída referida ao primário do transformador:

$$V_{pcaS_1} = N \cdot V_{cc}. \quad (2.74)$$

Para um semiciclo da tensão da rede, o valor médio em S_1 instantâneo é obtido com a substituição de (2.73) em (2.33).

$$i_{med_{ca}S_1}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \left(2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \text{sen}(\omega t) \right) \quad (2.75)$$

Por definição de valor médio, tem-se:

$$I_{med_{ca}S_1} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_{med_{ca}S_1}(t) \cdot dt. \quad (2.76)$$

Substituindo a equação (2.75) em (2.76) e resolvendo a integral encontra-se (2.77).

$$I_{med_{ca}S_1} = 2 \cdot \frac{I_{cc} \cdot \beta}{\pi \cdot \eta_{ret}}. \quad (2.77)$$

Para encontrar a corrente eficaz em S_1 substitui-se (2.62) e (2.73) em (2.35).

$$i_{ef_{ca}S_1}(\omega t) = 2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \sqrt{3 - 2 \cdot \left(1 - \frac{\text{sen}(\omega t)}{2 \cdot N \cdot \beta} \right)} \quad (2.78)$$

Por definição de valor eficaz, tem-se (2.79).

$$I_{ef_{ca}S_1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_{ef_{ca}S_1}^2(t) \cdot dt} \quad (2.79)$$

Substituindo a equação (2.78) em (2.79) e resolvendo a integral. Tem-se:

$$I_{ef_{ca}S_1} = \frac{I_{cc}}{2 \cdot \eta_{ret}} \cdot \sqrt{2 \cdot \beta \cdot \frac{\pi \cdot \beta \cdot N + 2}{\pi \cdot N}}. \quad (2.80)$$

A corrente de pico tem o mesmo valor do pico da entrada, dado por:

$$I_{pS_1} = 2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}}. \quad (2.81)$$

2.4.4.2 Esforços nos doidos D₁₋₄ com PFC

Os esforços de tensão e correntes são calculados para o diodo D₁, mas os esforços para os diodos D₂, D₃ e D₄ são os mesmos de D₁.

A tensão reversa máxima sobre o diodo D₁ é igual à tensão de saída.

$$V_{pD_1} = V_{cc} \quad (2.82)$$

A expressão da corrente média instantânea é obtida através da substituição de (2.62) e (2.73) em (2.39).

$$i_{med_{ca}D_1}(\omega t) = 2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot sen(\omega t) \cdot N \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{sen(\omega t)}{2 \cdot N \cdot \beta} \right) \right] \quad (2.83)$$

Aplicando-se definição de valor médio, a corrente é expressa por:

$$I_{med_{ca}D_1} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_{med_{ca}D_1}(t) \cdot dt. \quad (2.84)$$

Substituindo a equação (2.83) em (2.84), o valor médio da corrente em D₁ é igual a (2.85).

$$I_{med_{ca}D_1} = \frac{4 \cdot I_{cc}}{\pi^2 \cdot \eta_{ret}} \quad (2.85)$$

A equação da corrente eficaz instantânea em D₁ é obtida através da substituição de (2.62) e (2.73) em (2.41).

$$i_{ef_{ca}D_1}(\omega t) = 2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot sen(\omega t) \cdot N \cdot \sqrt{1 - \left(1 - \frac{sen(\omega t)}{2 \cdot N \cdot \beta} \right)} \quad (2.86)$$

Por definição de valor eficaz, tem-se (2.87).

$$I_{efcaD_1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{efcaD_1}(t) \cdot dt} . \quad (2.87)$$

Substituindo a equação (2.86) em (2.87), obtém-se:

$$I_{efcaD_1} = \frac{I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \beta \cdot N}{\pi}} \quad (2.88)$$

O valor da corrente de pico é o mesmo valor do da corrente de entrada determinado na equação (2.71) referida ao secundário, assim:

$$I_{pcaD_1} = 2 \cdot \frac{N \cdot \beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} . \quad (2.89)$$

2.4.4.3 Esforços no indutor L_1 com PFC

A partir da equação (2.44) com a substituição de (2.62) e (2.63) é calculado o valor instantâneo da variação de corrente em L_1 , que é descrito pela equação (2.90).

$$\Delta I_{L_1}(\omega t) = \frac{V_{cc}}{2 \cdot L_1 \cdot f_{sret}} \cdot \left(\text{sen}(\omega t) - \frac{\text{sen}(\omega t)^2}{N \cdot \beta} \right) \quad (2.90)$$

A corrente eficaz no indutor é a mesma corrente eficaz da entrada.

$$I_{efcaL_1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_i(t)^2 \cdot dt} \quad (2.91)$$

Assim:

$$I_{efcaL_1} = \sqrt{2} \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} . \quad (2.92)$$

A corrente de pico tem o mesmo valor do pico de corrente da entrada determinado na equação (2.71), assim:

$$I_{pcaL_1} = 2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} . \quad (2.93)$$

Para determinar o valor da indutância, é desenhado o ábaco da variação de corrente pela indutância L_1 com os valores parametrizados, com o intuito de traçar o comportamento dessa variação, assim observando seus pontos máximos, como mostra a Figura 2.19.

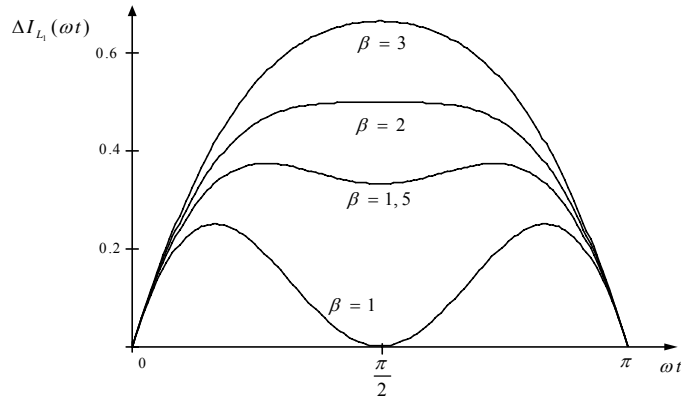


Figura 2.19 – Ondulação na corrente parametrizada.

Observa-se na Figura 2.19, que o valor da máxima variação de corrente tem duas soluções dependendo de β . Com isso a equação (2.90) é resolvida para seus máximos nessas duas condições para determinação do valor da indutância L_1 .

$$L_1 = \frac{V_{pi} \cdot N \cdot \beta}{8 \cdot f_{sret} \cdot \Delta I_{L_1 \max}} \quad \beta \leq 2 \quad (2.94)$$

$$L_1 = \frac{V_{pi} \cdot (N \cdot \beta - 1)}{2 \cdot f_{sret} \cdot N \cdot \beta \cdot \Delta I_{L_1 \max}} \quad \beta \geq 2 \quad (2.95)$$

2.4.4.4 Esforços no transformador T_1 com PFC

A equação da corrente eficaz instantânea é obtida através da substituição das equações (2.62) e (2.73) em (2.49).

$$i_{ef_{ca}T_{1p}}(\omega t) = 2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \sqrt{2 \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{\text{sen}(\omega t)}{2 \cdot N \cdot \beta} \right) \right]} \quad (2.96)$$

Por definição de valor eficaz, tem-se:

$$I_{ef_{ca}T_{1p}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_{ef_{ca}T_{1p}}^2(t) \cdot dt} \quad (2.97)$$

Substituindo a equação (2.96) em (2.97), obtém-se:

$$I_{ef_{ca}T_{1p}} = \frac{I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \beta}{\pi \cdot N}} \quad (2.98)$$

A corrente eficaz no secundário é obtida pela relação de transformação, portanto:

$$I_{ef_{ca}T_{1s}} = N \cdot I_{ef_{ca}T_{1p}}, \quad (2.99)$$

$$I_{ef_{ca}T_{1s}} = \frac{I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \beta \cdot N}{\pi}} . \quad (2.100)$$

Fazendo a substituição de (2.62) em (2.53) é obtida a tensão eficaz no secundário do transformador.

$$v_{ef_{ca}T_{1s}}(\omega t) = V_{cc} \cdot \sqrt{2 \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{\sin(\omega t)}{2 \cdot N \cdot \beta} \right) \right]} \quad (2.101)$$

Por definição de valor eficaz, tem-se:

$$V_{ef_{ca}T_{1s}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} v_{ef_{ca}T_{1s}}(t)^2 \cdot dt} .$$

Assim obtém-se:

$$V_{ef_{ca}T_{1s}} = V_{cc} \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi \cdot N \cdot \beta}} . \quad (2.102)$$

Com a tensão secundária é possível obter a tensão primária através da relação de transformação, assim:

$$V_{ef_{ca}T_{1p}} = N \cdot V_{ef_{ca}T_{1s}} , \quad (2.103)$$

$$V_{ef_{ca}T_{1p}} = V_{cc} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot N}{\pi \cdot \beta}} . \quad (2.104)$$

O valor da corrente de pico no transformador é igual ao valor da corrente de pico no indutor.

$$I_{p_{ca}T_{1p}} = 2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} \quad (2.105)$$

2.4.4.5 Esforços nos diodos D₅₋₆ com PFC

Os esforços de tensão e correntes são calculados para o diodo D₅, os esforços para os diodos D₆, D₇ e D₈ são os mesmos de D₅.

A tensão reversa sobre os diodos da ponte de entrada é igual à tensão da fonte de alimentação, assim tendo o valor máximo dado na equação (2.106).

$$V_{p_{ca}D_5} = V_{p i} \quad (2.106)$$

A corrente no diodo é igual à corrente de entrada em meio ciclo da rede, assim o seu valor médio é calculado a partir da corrente de entrada.

$$I_{med_{ca}D_s} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} i_i(t) \cdot dt \quad (2.107)$$

Substituindo a equação (2.64) em (2.107), o valor médio é igual a:

$$I_{med_{ca}D_s} = \frac{2 \cdot \beta \cdot I_{cc}}{\pi \cdot \eta_{ret}} \quad (2.108)$$

Da mesma forma do valor médio, o valor eficaz é calculado a partir da corrente de entrada.

$$I_{ef_{ca}D_s} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} i_i(t)^2 \cdot dt} \quad (2.109)$$

Substituindo a equação (2.64) em (2.109), obtém-se:

$$I_{ef_{ca}D_s} = \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} \quad (2.110)$$

O valor da corrente de pico tem o mesmo valor do pico da corrente de entrada determinado na equação (2.71), portanto:

$$I_{p_{ca}D_s} = 2 \cdot \frac{\beta \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} \quad (2.111)$$

2.4.4.6 Esforços no capacitor C_1 com PFC

A tensão máxima sobre o capacitor é a tensão de saída, assim:

$$V_{p_{ca}C_1} = V_{cc} \quad (2.112)$$

A corrente no lado secundário apresenta três componentes, que são: a componente contínua da carga; a componente CA com duas vezes a frequência da rede; e a componente na frequência de comutação. Essas componentes devem ser filtradas pelo capacitor.

A máxima variação no capacitor é calculada pela substituição das equações de potência (2.65) e (2.67) na equação (2.68), assim é encontrada a corrente de saída em função da tensão e corrente eficazes de entrada pela tensão de saída, representada pela equação (2.113).

$$i_{cc}(\omega t) = \frac{\eta \cdot V_i \cdot I_i}{V_{cc}} \cdot (1 - \cos(\omega t)) \quad (2.113)$$

No qual: V_i e I_i são: a tensão e corrente eficazes de entrada, respectivamente.

Essa corrente tem uma componente CA que gera uma tensão alternada nos terminais do capacitor. Integrando essa corrente, tem-se a tensão instantânea no capacitor.

$$v_{C_1}(t) = \frac{1}{C_1} \cdot \int i_{cc_{ca}}(t) \cdot dt$$

Portanto:

$$v_{c_1}(t) = \frac{\eta_{ret} \cdot V_i \cdot I_i}{2 \cdot \omega_r \cdot V_{cc} \cdot C_1} \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega_r t). \quad (2.114)$$

Na qual: ω_r é a frequência de oscilação da tensão sobre o capacitor.

A Figura 2.20 mostra a variação da tensão instantânea da tensão parametrizada sobre o capacitor C_1 .

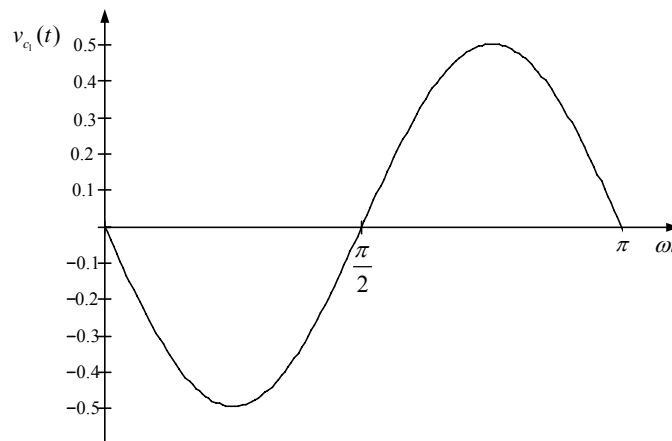


Figura 2.20 – Tensão instantânea parametrizada sobre C_1 .

Observando a Figura 2.20 nota-se que o seu mínimo valor acontece em $\pi/4 \cdot \omega_r$ e o máximo valor em $3 \cdot \pi/4 \cdot \omega_r$. Com isso para obter a variação de tensão sobre o capacitor é feita a diferença das tensões instantâneas para esses dois pontos.

$$\Delta V_{\max C_1} = v_{c_1} \left(\frac{3 \cdot \pi}{4 \cdot \omega_r} \right) - v_{c_1} \left(\frac{\pi}{4 \cdot \omega_r} \right) \quad (2.115)$$

Substituindo (2.114) para os pontos de máximo e mínimo na equação (2.115), é encontrada a máxima variação da tensão no capacitor C_1 .

$$\Delta V_{\max C_1} = \frac{\eta_{ret} \cdot V_i \cdot I_i}{\omega_r \cdot V_{cc} \cdot C_1} \quad (2.116)$$

É o mesmo que:

$$C_1 = \frac{P_{o_{ret}}}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_{cc} \cdot \Delta V_{\max C_1}}. \quad (2.117)$$

No qual: f_r é a frequência da fonte de alimentação CA.

A corrente instantânea no capacitor é obtida através da substituição das equações (2.64) e (2.62) em (2.61).

$$i_{ef_{ca}C_1}(\omega t) = i_i(\omega t) \cdot N \cdot \sqrt{6 \left(1 - \frac{\text{sen}(\omega t)}{2 \cdot N \cdot \beta}\right) - 4 \cdot \left(1 - \frac{\text{sen}(\omega t)}{2 \cdot N \cdot \beta}\right)^2 - 2} \quad (2.118)$$

Por definição de valor eficaz, tem-se:

$$I_{ef_{ca}C_1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_{ef_{ca}C_1}^2(t) \cdot dt}. \quad (2.119)$$

Assim obtém-se:

$$I_{ef_{ca}C_1} = \frac{I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot N \cdot \beta}{\pi} - 1}. \quad (2.120)$$

Também para o cálculo do capacitor deve ser levado em consideração a sua capacidade de armazenamento de energia. Assim, o tempo da variação de tensão sobre o capacitor na ausência ou interrupção momentânea da fonte de alimentação é calculado por:

$$Th = \frac{C_1}{2 \cdot P_{o_{ret}}} \cdot (V_{cc_{\max}}^2 - V_{cc_{\min}}^2) \quad (2.121)$$

Na qual: Th , é o tempo para que a tensão sobre o capacitor varie do valor máximo para o mínimo, fornecendo a potência $P_{o_{ret}}$, com interrupção momentânea da fonte de alimentação; $V_{cc_{\max}}$, é a tensão máxima de saída especificado do conversor; $V_{cc_{\min}}$, é a tensão mínima de saída especificada do conversor.

2.5 Análise do acoplamento de diversas cargas

A análise pretende mostrar o comportamento do retificador alimentando um conversor CC-CA alimentando vários tipos de cargas, tendo como motivação a carência de estudos para essas situações. Com essa problemática se faz um estudo das conseqüências dessas cargas na corrente do capacitor C_1 do retificador. O estudo é realizado da seguinte forma, primeiro é

mostrado o retificador com carga resistiva, depois é acoplado o inversor alimentando uma carga resistiva [25], uma carga do tipo RL e uma carga não linear com corrente pulsada. Para simplificar a análise o rendimento do sistema é considerado unitário e a frequência da tensão de alimentação é de 60 Hz.

2.5.1 Carga resistiva

Com o retificador operando com carga resistiva em sua saída, a potência instantânea na entrada é variada no tempo e a potência de saída é sempre constante, como mostrado na Figura 2.21.

Pelo balanço de energia, essa diferença de potência instantânea entre a entrada e a saída deve ser absorvida por algum elemento reativo no circuito. Essa energia é armazenada e cedida pelo capacitor C_1 . A Figura 2.22 mostra os momentos os quais o capacitor armazena e cede energia.

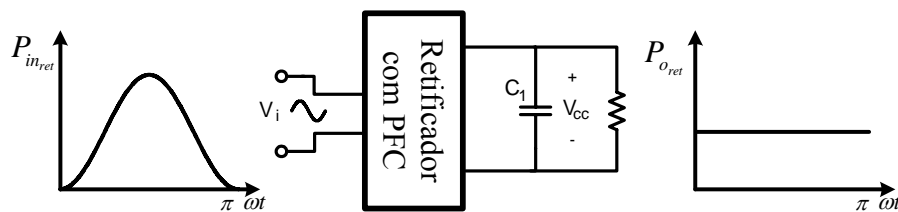


Figura 2.21 – Potências instantâneas na entrada e saída do retificador para carga resistiva.

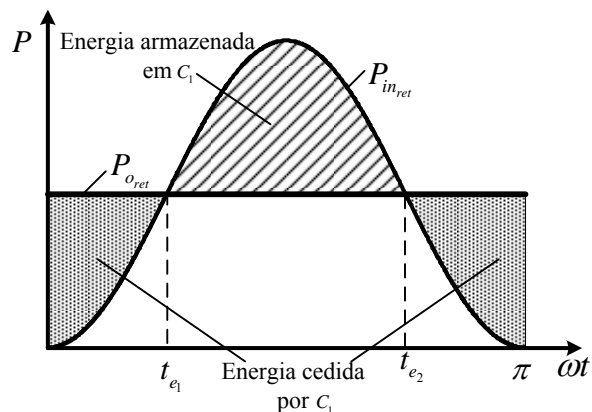


Figura 2.22 – Balanço de energia no capacitor C_1 .

A energia que o capacitor tem que armazenar é a mesma energia cedida, essa energia é calculada da seguinte forma:

- É calculada somente a energia cedida de 0 à t_{e1} , pois o total de energia armazenada é o dobro desse valor.
- O tempo t_{e1} é encontrado no instante em que as potências instantâneas são iguais:

$$p_{in_{ret}}(t_{e_1}) = p_{o_{ret}}(t_{e_1}), \quad (2.122)$$

substituindo (2.122) e (2.66) em (2.122):

$$V_{p_i} \cdot I_{p_i} \cdot \text{sen}(t_{e_1})^2 = \frac{V_{p_i} \cdot I_{p_i}}{2}, \quad (2.123)$$

$$t_{e_1} = \frac{1}{4 \cdot 120}. \quad (2.124)$$

- A energia no capacitor é definida pela seguinte equação:

$$W_{c_1} = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{cc}^2, \quad (2.125)$$

assim:

$$2 \cdot \int_0^{t_{e_1}} (p_{o_{ret}}(t) - p_{in_{ret}}(t)) \cdot t \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{cc}^2, \quad (2.126)$$

$$2 \cdot \int_0^{t_{e_1}} \left(\frac{V_{p_i} \cdot I_{p_i}}{2} - V_{p_i} \cdot I_{p_i} \cdot \text{sen}(t)^2 \right) \cdot t \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{cc}^2. \quad (2.127)$$

- Com a resolução da equação (2.127) é possível encontrar o menor valor de C_1 para que ele seja capaz de armazenar a diferença entre as potências instantâneas, provendo o balanço de energia:

$$C_1 \geq 8,68 \cdot \frac{P_{o_{ret}}}{V_{cc}^2} \cdot 10^{-6}. \quad (2.128)$$

2.5.2 Conversor CC-CA acoplado ao retificador

Com um conversor CC-CA acoplado na saída do retificador, é realizada a análise para as seguintes situações: inversor com carga resistiva; inversor com carga RL; e inversor com carga não-linear com corrente pulsada.

2.5.2.1 Conversor CC-CA com carga resistiva

O estudo do inversor com carga resistiva tem o objetivo de mostrar a importância do sincronismo da tensão de saída do inversor com a tensão de entrada do retificador. A Figura 2.23 mostra o pior caso para as potências instantâneas, quando o inversor não tem sua saída sincronizada.

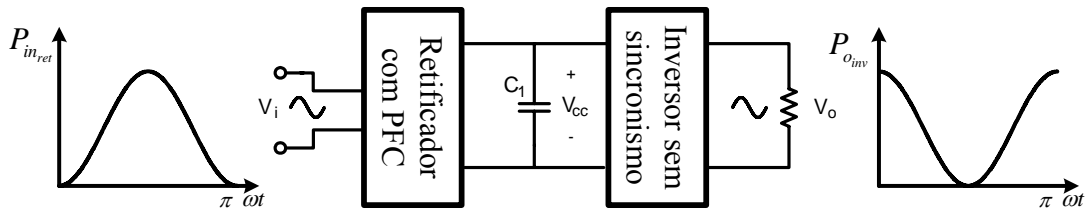


Figura 2.23 – Potências instantâneas na entrada do retificador e na saída do inversor sem sincronismo.

Observando a Figura 2.24, pode-se notar que a defasagem de 90° da tensão de saída com a de entrada, provoca um grande acúmulo de energia no capacitor, comparada com a opção anterior de carga resistiva. Para resolver esse problema é proposto o sincronismo da tensão de saída com a de entrada para que a energia através de C_1 seja a menor possível. A Figura 2.25 mostra o retificador acoplado com o inversor de saída sincronizada.

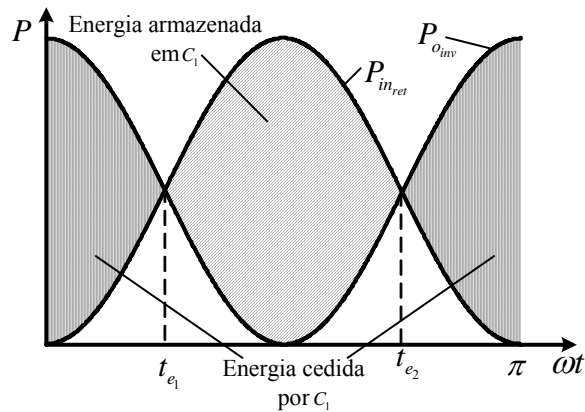


Figura 2.24 – Balanço de energia no capacitor C_1 .

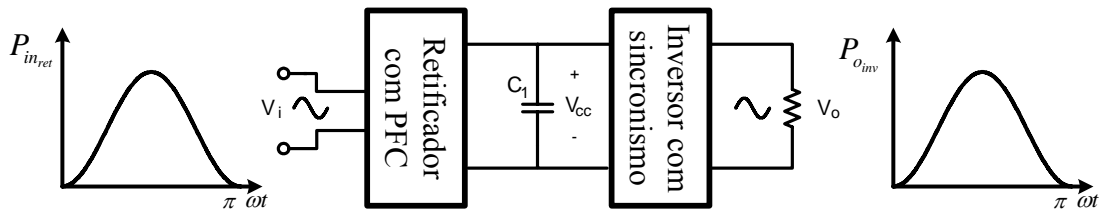


Figura 2.25 – Potências instantâneas na entrada do retificador e na saída do inversor com sincronismo.

Na Figura 2.26 observa-se que o valor da potência instantânea de saída é igual ao valor de potência instantânea de entrada, assim os seus gráficos estão sobrepostos. Assim não existem instantes em que exista diferença entre as potências, portanto o capacitor C_1 não é necessário para o balanço de energia. Para essa situação, o capacitor cumpre somente o papel de absorver a ondulação de alta frequência do retificador e do inversor. Conclui-se que o sincronismo da tensão de saída é muito importante para o menor esforço de energia sobre o capacitor.

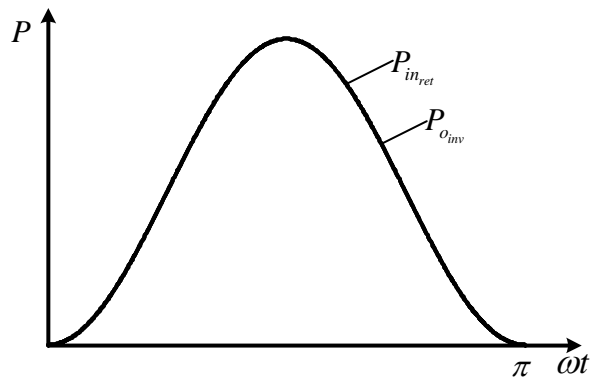


Figura 2.26 – Potências instantâneas na entrada do retificador e na saída do inversor com sincronismo.

2.5.2.2 Conversor CC-CA com carga RL

A Figura 2.27 mostra o sistema com o inversor sincronizado alimentando uma carga RL, que tem a característica de apresentar defasagem α entre a tensão e corrente de saída.

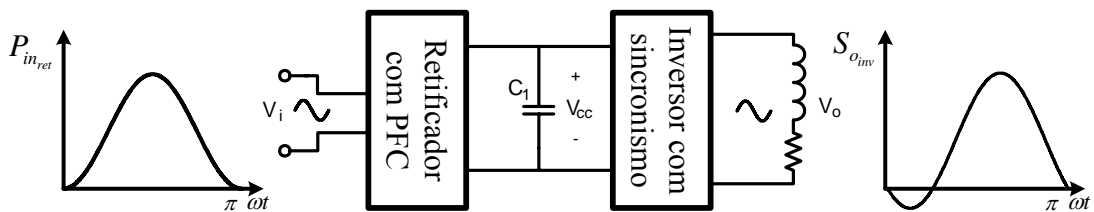


Figura 2.27 – Potências instantâneas na entrada do retificador e na saída para carga RL.

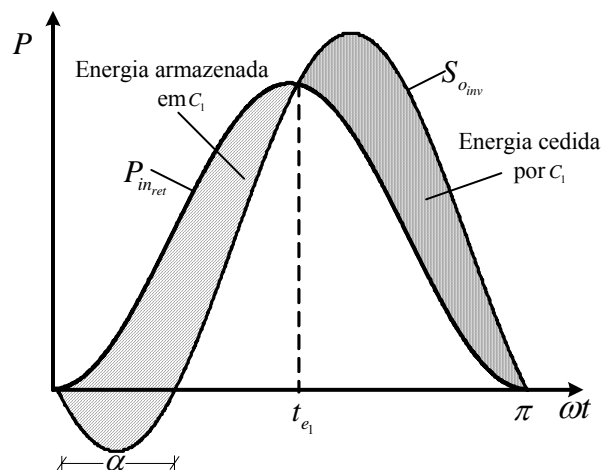


Figura 2.28 – Balanço de energia no capacitor C_1 .

A energia absorvida pelo capacitor C_1 no primeiro instante é a mesma energia cedida para o segundo instante como mostrado na Figura 2.28. Essa energia é calculada da seguinte forma.

- É calculada somente a energia acumulada de 0 à t_{e_1} .
- A potência de saída do inversor é definida pela equação abaixo:

$$s_{o_{inv}}(\omega t) = V_{p_i} \cdot I_{p_i} \cdot \frac{\text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha)}{\cos(\alpha)}. \quad (2.129)$$

- O tempo t_{e_1} é encontrado no instante em que as potências instantâneas são iguais:

$$p_{in_{ret}}(t_{e_1}) = s_{o_{inv}}(t_{e_1}), \quad (2.130)$$

$$t_{e_1} = \frac{1}{2 \cdot 120}. \quad (2.131)$$

- A energia no capacitor é definida pela seguinte equação (2.132).

$$W_{c_1} = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{cc}^2 \quad (2.132)$$

Assim:

$$\int_0^{t_{e_1}} (p_{in_{ret}}(t) - s_{o_{inv}}(t)) \cdot t \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{cc}^2, \quad (2.133)$$

$$\int_0^{t_{e_1}} \left(V_{p_i} \cdot I_{p_i} \cdot \text{sen}(t)^2 - V_{p_i} \cdot I_{p_i} \cdot \frac{\text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t - \alpha)}{\cos(\alpha)} \right) \cdot t \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{cc}^2. \quad (2.134)$$

- Com a resolução da equação (2.134) é possível encontrar o menor valor de C_1 para que seja capaz de armazenar a diferença entre as potências, provendo o balanço de energia:

$$C_1 \geq \frac{S_{o_{inv}}}{V_{cc}^2} \cdot \left(\text{sen}(\alpha) - \text{sen}\left(\alpha - \frac{1}{120}\right) - \frac{1}{120} \cdot \frac{P_{o_{inv}}}{S_{o_{inv}}} \right). \quad (2.135)$$

2.5.2.3 Conversor CC-CA com carga não-linear com corrente pulsada

Quando o inversor alimenta uma carga com entrada em tensão e corrente pulsada, bem como um retificador com capacitor, essa corrente pulsada aparece no capacitor C_1 , que deve fazer o balanço de energia adequado. A Figura 2.29 mostra o sistema para essa situação.

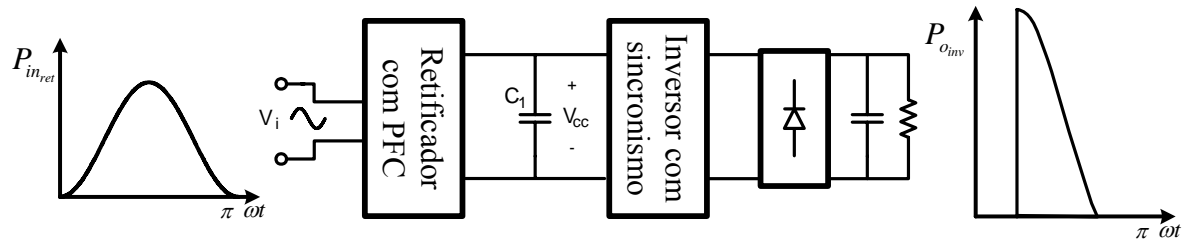


Figura 2.29 – Potências instantâneas na entrada do retificador e na saída com carga de corrente pulsada.

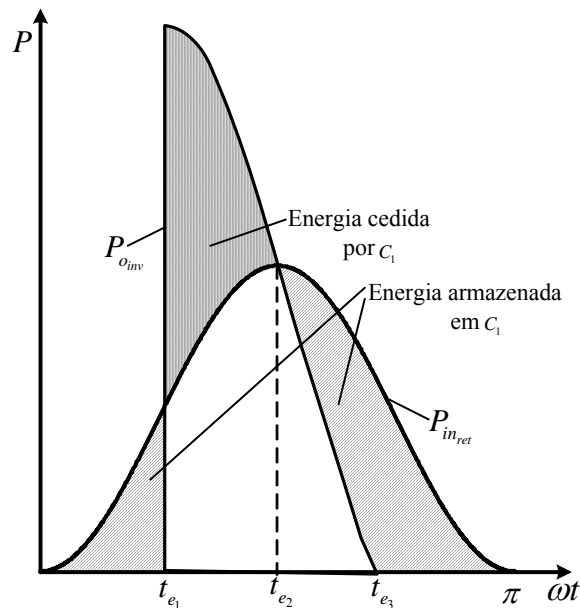


Figura 2.30 – Balanço de energia no capacitor \$C_1\$.

Na Figura 2.30 pode-se observar que a corrente pulsada da carga do inversor faz com que a sua potência de saída seja pulsada. O cálculo da energia armazenada e cedida no capacitor tornar-se muito complexo para essa situação, pois depende das características da carga ligada ao inversor. Para simplificar esse cálculo é considerado o pior caso para esse tipo de carga, o qual consiste na condição em que a energia de saída do inversor seja transferida em um instante tão pequeno que $t_{e1} = t_{e3}$, assim a energia armazenada no capacitor é a potência de entrada para um semiciclo da frequência de linha, assim essa energia é dada em (2.136).

$$W_{c_1} = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{cc}^2 \quad (2.136)$$

$$P_{omv} \cdot t = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{cc}^2 \quad (2.137)$$

$$P_{omv} \cdot \frac{1}{120} = \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot V_{cc}^2 \quad (2.138)$$

Com a equação (2.138) é possível encontrar o menor valor de C_1 para que seja capaz de armazenar toda a potência para um semiciclo da rede de alimentação.

$$C_1 \geq \frac{1}{60} \cdot \frac{P_{o_{ret}}}{V_{cc}^2}. \quad (2.139)$$

A equação (2.139) apresenta a pior esforço para o capacitor, compara as situações anteriores.

2.6 Conclusão

Para a correta operação do conversor, a tensão referida ao lado primário do transformador deve ser maior que a tensão de entrada. Para ter um elevado fator de potência, a fonte de alimentação deve enxergar o conversor com uma carga resistiva.

Para conseguir o alto fator de potência, a lógica de controle deve garantir a variação da largura de pulso, conforme a variação da tensão de entrada durante meio ciclo da tensão de alimentação, para tal lógica alguns recursos do circuito integrado UC3854 são utilizados.

A determinação dos esforços com as simplificações sugeridas foram feitas e apresentadas para cada componente do retificador, tanto para o conversor operando em CC-CC como para a operação com a correção do fator de potência. Ao final é mostrado o estudo do acoplamento de diversas cargas na saída do retificador. Assim, a especificação do capacitor C_1 está diretamente relacionada com o tipo de carga conectada à saída do retificador.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DO INVERSOR PONTE COMPLETA

3.1 Introdução

Os conversores CC-CA, também chamados de inversores, têm a função de converter a tensão CC em uma tensão de saída CA simétrica de amplitude e frequência desejadas. A topologia a ser estudada é o conversor inversor ponte completa com modulação unipolar PWM senoidal que aparece nos livros textos [21, 32, 33] e nos artigos [34 e 35]. Essa topologia aliada à técnica de modulação é capaz de produzir uma tensão de saída senoidal.

A seguir é apresentada a análise qualitativa e quantitativa do conversor, determinando as equações que descrevem os esforços nos semicondutores e elementos passivos.

3.2 Topologia do conversor

O inversor em ponte completa é mostrado na Figura 3.1. Ele consiste em dois braços inversores, cada um deles consiste em um par de interruptores com um diodo em antiparalelo. Essa configuração em comparação a de meia-ponte, é capaz de processar maiores potências e a tensão máxima de saída, para a mesma tensão de entrada, é o dobro [21].

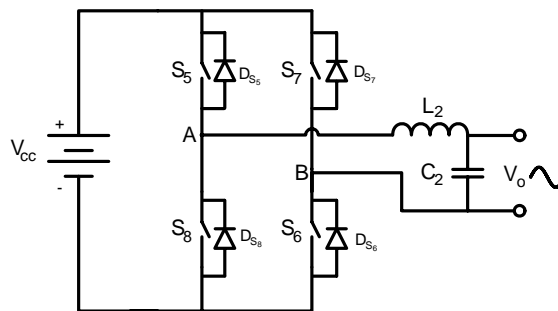


Figura 3.1 – Circuito de potência do inversor.

Para facilitar o estudo teórico, são realizadas as seguintes considerações:

- Os interruptores são ideais;
- Os diodos são ideais;
- O filtro de saída LC é capaz de deixar a tensão de saída senoidal.

3.3 Modulação do inversor

A modulação escolhida para o inversor é a PWM senoidal unipolar, na qual os interruptores de dois braços do inversor não são comutados instantaneamente. Cada braço do

inversor é controlado separadamente pela comparação da tensão de controle com duas ondas triangulares defasadas de 180 graus entre si, como apresenta a Figura 3.2.

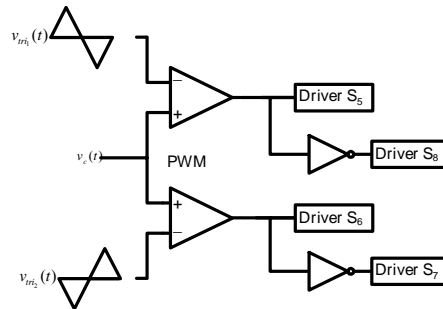


Figura 3.2 – Circuito modulador do inversor.

A Figura 3.3 mostra a comparação de uma tensão de controle senoidal com duas triangulares defasadas de 180 graus e a tensão de saída antes do filtro LC.

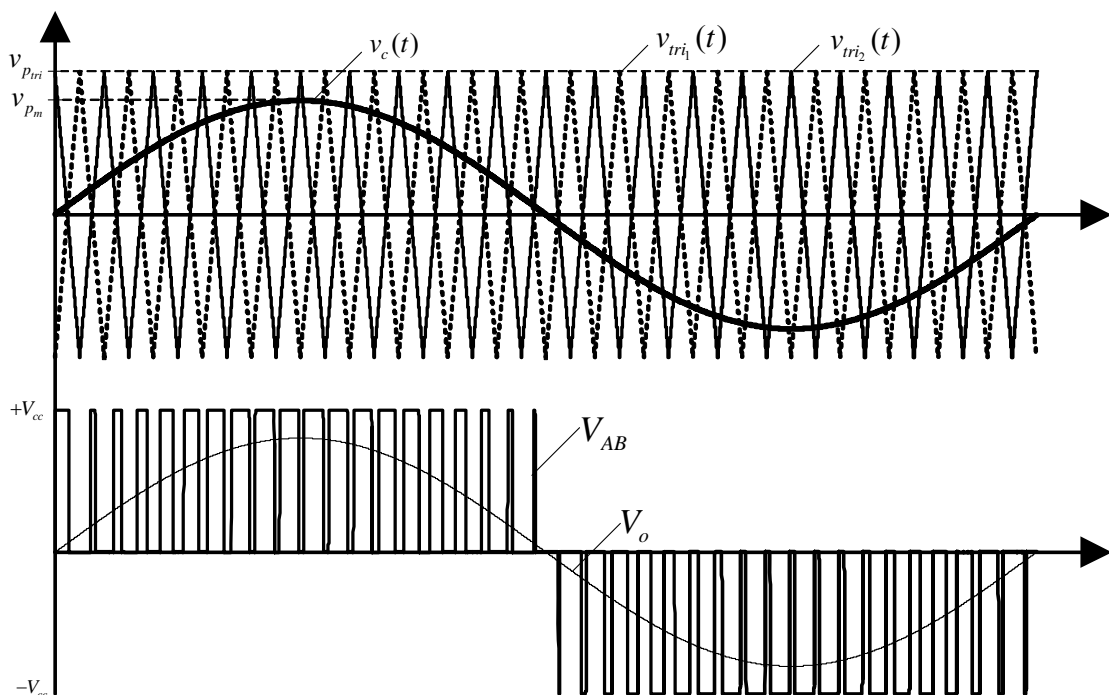


Figura 3.3 – Modulação PWM senoidal unipolar.

Essa modulação tem a vantagem de apresentar as frequências do espectro harmônico na tensão V_{AB} com o dobro da frequência de comutação do inversor, comparada à modulação bipolar. Ainda como características dessa modulação existem dois parâmetros: o índice de modulação e a razão entre a frequência da tensão de saída pela frequência de comutação.

O índice de modulação consiste na razão entre a amplitude da tensão senoidal de controle V_{p_m} , onda moduladora, e a amplitude da tensão da onda triangular $V_{p_{tri}}$, onda

portadora. Essa mesma razão representa a proporção entre a tensão de saída do inversor V_{p_o} pela tensão do barramento CC V_{cc} .

$$M = \frac{V_{p_m}}{V_{P_{tri}}} = \frac{V_{p_o}}{V_{cc}} \quad (3.1)$$

Na qual: $M, V_{p_m}, V_{P_{tri}}, V_{p_o}$ são o índice de modulação, a tensão de pico da moduladora, a tensão de pico da portadora e a tensão de pico de saída, respectivamente.

A razão entre a frequência da tensão de saída e a frequência de comutação é o mesmo que o quociente entre a frequência da portadora pela da moduladora.

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (3.2)$$

No qual: M_f, f_p, f_m são a razão da frequência de modulação, a frequência da portadora e a frequência da moduladora, respectivamente.

Segundo [32], para esses dois índices M e M_f são feitas algumas observações, para valores pequenos e inteiros de M_f ($M_f \leq 21$), o sinal da portadora triangular deve ser sincronizado com o sinal da moduladora senoidal, sob pena de apresentar perturbações sub-harmônicas na tensão de saída. Para grandes valores de M_f ($M_f \geq 21$), estas perturbações são desprezíveis se a técnica de PWM assíncrona for utilizada. Para uma tensão de saída com baixa taxa de distorção harmônica e melhor desempenho do filtro LC, o parâmetro M deve ser menor que 1.

3.4 Etapas de funcionamento

A topologia do inversor ponte completa com a modulação PWM senoidal unipolar apresenta oito etapas de operação. Para o semiciclo positivo da tensão de saída em um período de comutação acontecem quatro etapas e para o semiciclo negativo da tensão de saída acontecem as outras quatro etapas. O funcionamento do circuito é descrito a seguir, onde o caminho de circulação da corrente está marcado em negrito.

Semiciclo positivo da tensão de saída

Primeira etapa (t_0-t_1): Tensão positiva para o semiciclo positivo da tensão de saída.

No instante inicial t_0 , apenas os interruptores S_5 e S_6 estão em condução como mostra a

Figura 3.4. Dessa forma, conectando a carga e o filtro LC diretamente à fonte de alimentação V_{cc} . A corrente no barramento CC é positiva, com isso a fonte de alimentação entrega energia para carga e para o filtro LC. A tensão de saída V_{AB} assume valor igual à V_{cc} . O término da etapa acontece com o desligamento do interruptor S_6 .

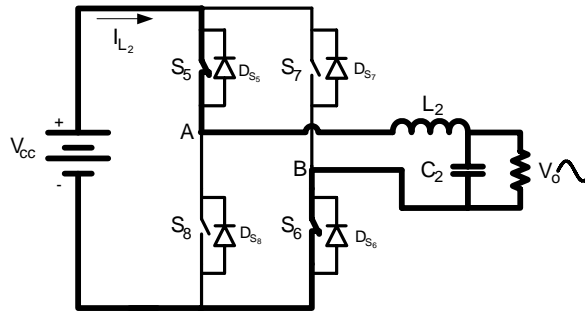


Figura 3.4 – Primeira etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo positivo.

A variação de corrente no indutor para essa etapa é definida pela seguinte equação:

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + v_o(t) - V_{cc} = 0. \quad (3.3)$$

Na qual, L_2 , $v_o(t)$ e V_{cc} são: indutância, tensão no capacitor e a tensão do barramento CC, respectivamente.

Segunda etapa (t_1-t_2): Tensão zero para semiciclo positivo da tensão de saída.

No instante $t=t_1$, o interruptor S_6 é bloqueado e S_7 é comandado a conduzir, S_5 continua conduzindo. A corrente que circula pelo indutor mantém a sua direção, assim polarizando o diodo em antiparalelo do interruptor S_7 . A corrente no indutor decresce, pois a energia armazenada nele é entregue à fonte e à carga. A tensão de saída V_{AB} assume o valor zero nessa etapa. Essa etapa acaba com a condução de S_6 novamente. A segunda etapa de operação é mostrada na Figura 3.5.

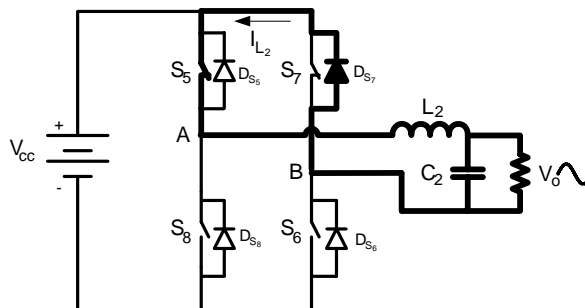


Figura 3.5 – Segunda etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo positivo.

A variação da corrente é definida pela equação (3.4).

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} - v_o(t) = 0 \quad (3.4)$$

Terceira etapa (t_2 - t_3): Tensão positiva para o semiciclo positivo da tensão de saída.

Essa etapa é mostrada na Figura 3.6, no instante $t=t_2$, o interruptor S_6 volta a conduzir conectando novamente a carga e o filtro LC diretamente à fonte de alimentação. Do mesmo jeito como acontece na primeira etapa, a corrente no indutor cresce e a tensão de saída V_{AB} volta a ter o valor do barramento CC. O término da etapa é com a abertura de S_5 . A variação da corrente é definida pela equação (3.5).

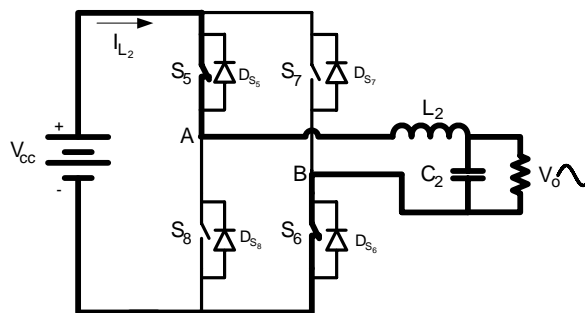


Figura 3.6 – Terceira etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo positivo.

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + v_o(t) - V_{cc} = 0 \quad (3.5)$$

Quarta etapa (t_3 - t_4): Tensão zero para semiciclo positivo da tensão de saída.

Essa é a última etapa para o semiciclo positivo. Tem seu início no instante $t=t_4$ e é mostrada na Figura 3.7. O interruptor S_6 continua em condução, S_5 é bloqueado e S_8 comandado a conduzir. A corrente no indutor não muda de sentido instantaneamente e passa a circular pelo diodo em antiparalelo do interruptor S_6 . Essa corrente decresce, pois a energia armazenada no indutor é entregue para a carga. A variação de corrente é definida pela equação (3.6).

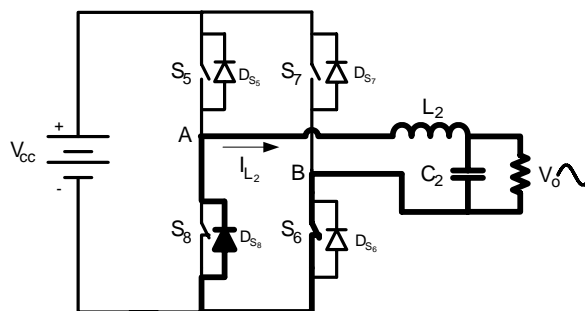


Figura 3.7 – Quarta etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo positivo.

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} - v_o(t) = 0 \quad (3.6)$$

Semiciclo negativo da tensão de saída

Primeira etapa (t₀-t₁): Tensão negativa para o semiciclo negativo da tensão de saída.

No instante inicial t₀, somente os interruptores S₇ e S₈ estão em condução como mostrado na Figura 3.8. Assim, conectando a carga e o filtro LC com a fonte de alimentação. A corrente no barramento CC é positiva, com isso a fonte de alimentação entrega energia para a carga e para o filtro LC. A tensão de saída V_{AB} tem o valor do barramento CC. O fim dessa etapa é com o desligamento do interruptor S₇. A variação da corrente é definida pela equação (3.7).

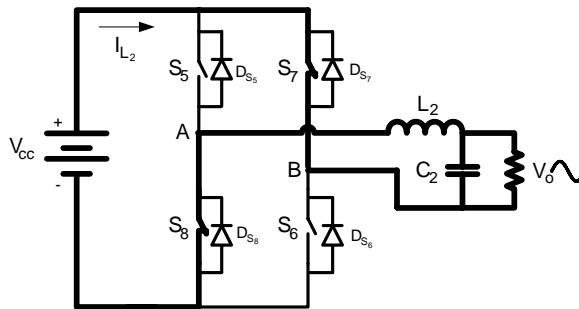


Figura 3.8 – Primeira etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo negativo.

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + v_o(t) - V_{cc} = 0 \quad (3.7)$$

Segunda etapa (t₁-t₂): Tensão zero para semiciclo negativo da tensão de saída.

No instante t=t₁, o interruptor S₇ é aberto e S₆ comandado a conduzir, S₈ segue fechado. A corrente que circula pelo indutor mantém a sua direção, assim polarizando o diodo em antiparalelo do interruptor S₆. A corrente no indutor decresce, pois a energia armazenada nele é entregue à fonte e à carga. A tensão de saída V_{AB} assume o valor zero nessa etapa. Essa etapa acaba com o fechamento de S₇. A segunda etapa de operação é mostrada na Figura 3.9.

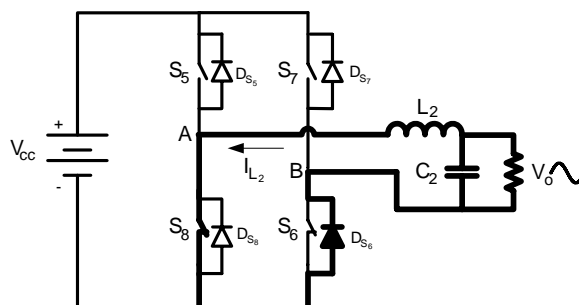


Figura 3.9 – Segunda etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo negativo.

A variação da corrente é definida pela equação (3.8).

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} - v_o(t) = 0 \quad (3.8)$$

Terceira etapa (t_2 - t_3): Tensão negativa para o semiciclo negativo da tensão de saída.

Essa etapa é mostrada na Figura 3.10, no instante $t=t_2$, o interruptor S_7 é comandado a conduzir, conectando da mesma forma da primeira etapa a carga e o filtro LC diretamente à fonte de alimentação. A corrente no indutor cresce e a tensão de saída V_{AB} volta a ter o valor do barramento CC. O término da etapa é com a abertura de S_8 . A variação da corrente é definida pela equação (3.9).

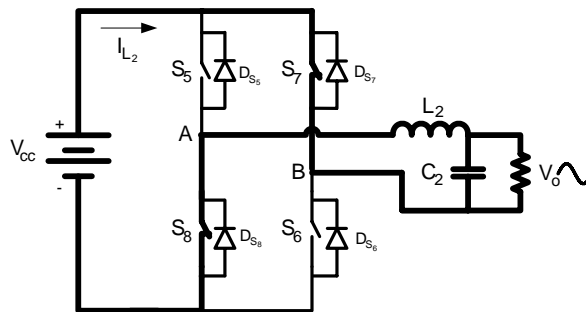


Figura 3.10 – Terceira etapa de funcionamento do inversor.

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + v_o(t) - V_{cc} = 0 \quad (3.9)$$

Quarta etapa (t_3 - t_4): Tensão zero para semiciclo negativo da tensão de saída.

Essa é a última etapa para o semiciclo negativo. Tem seu início no instante $t=t_4$ e é mostrada na Figura 3.11. O interruptor S_7 continua em condução, S_8 é bloqueado e S_5 comandado a conduzir. A corrente no indutor não muda de sentido e passa a circular pelo diodo em antiparalelo do interruptor S_5 . Essa corrente decresce, pois a energia armazenada no indutor é entregue para a carga. A variação de corrente é definida pela equação (3.10).

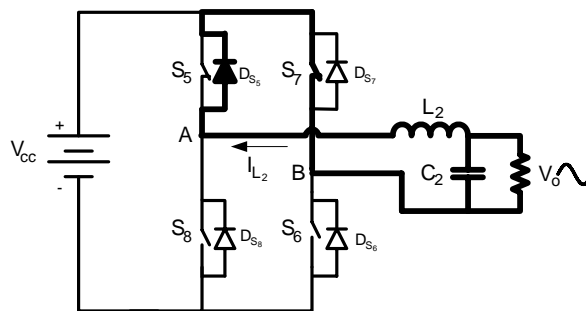


Figura 3.11 – Quarta etapa de funcionamento do inversor para o semiciclo negativo.

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} - v_o(t) = 0 \quad (3.10)$$

A Tabela 3.1 tem o objetivo de mostrar resumidamente o princípio de operação do inversor.

Tabela 3.1 – Operação do conversor com modulação PWM senoidal unipolar.

Semiciclo positivo				
Etapa	Comparação	Em condução	Bloqueados	Tensão V_{AB}
Primeira	$v_c(t) \geq v_{tri_1}(t)$ $v_c(t) \leq v_{tri_2}(t)$	S_5 e S_6	S_7 e S_8	$+V_{cc}$
Segunda	$v_c(t) \geq v_{tri_1}(t)$ $v_c(t) \geq v_{tri_2}(t)$	S_5 e D_{s_7}	S_5, S_7 e S_8	Zero
Terceira	$v_c(t) \geq v_{tri_1}(t)$ $v_c(t) \leq v_{tri_2}(t)$	S_5 e S_6	S_7 e S_8	$+V_{cc}$
Quarta	$v_c(t) \leq v_{tri_1}(t)$ $v_c(t) \leq v_{tri_2}(t)$	S_6 e D_{s_8}	S_6, S_7 e S_8	Zero
Semiciclo negativo				
Etapa	Comparação	Em condução	Bloqueados	Tensão V_{AB}
Primeira	$v_c(t) \leq v_{tri_1}(t)$ $v_c(t) \geq v_{tri_2}(t)$	S_7 e S_8	S_5 e S_6	$-V_{cc}$
Segunda	$v_c(t) \leq v_{tri_1}(t)$ $v_c(t) \leq v_{tri_2}(t)$	S_8 e D_{s_6}	S_7, S_5 e S_6	Zero
Terceira	$v_c(t) \leq v_{tri_1}(t)$ $v_c(t) \geq v_{tri_2}(t)$	S_7 e S_8	S_5 e S_6	$-V_{cc}$
Quarta	$v_c(t) \geq v_{tri_1}(t)$ $v_c(t) \geq v_{tri_2}(t)$	S_7 e D_{s_8}	S_8, S_5 e S_6	Zero

3.5 Principais formas de onda

A seguir serão apresentadas as principais formas de onda do inversor para as suas duas frequências fundamentais, a frequência da tensão de saída e a frequência de comutação. A análise é realizada com o inversor operando em condições normais e com carga resistiva.

A Figura 3.12 mostra a tensão de saída antes e depois do filtro LC, onde é possível perceber a modulação unipolar, a tensão modulada e a tensão filtrada.

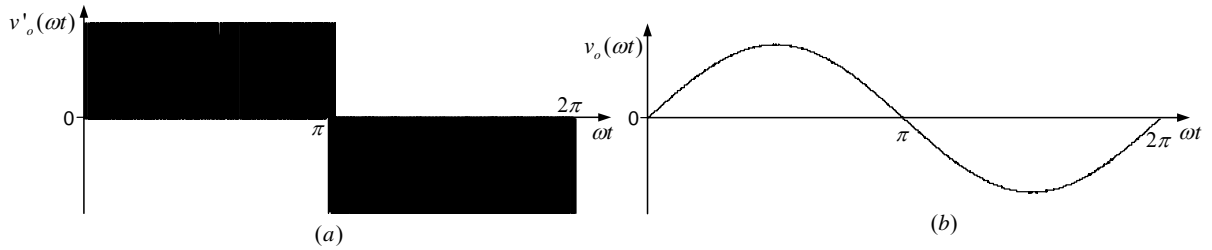


Figura 3.12 – (a) Tensão de saída antes do filtro; (b) Tensão de saída depois do filtro.

A Figura 3.13 mostra a corrente no indutor para a frequência da tensão de saída e no detalhe para a frequência de comutação.

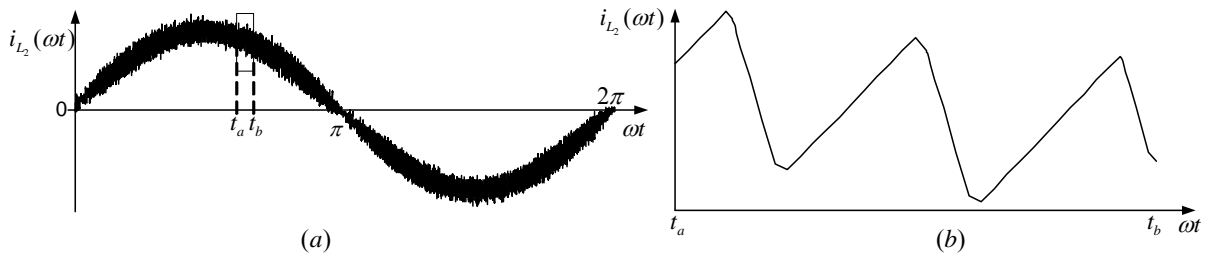


Figura 3.13 – (a) Corrente no indutor de filtro L_2 ; (b) Detalhe da corrente.

Na Figura 3.14 observa-se a corrente no capacitor, onde se percebe que a corrente que circula no capacitor é a ondulação de corrente no indutor.

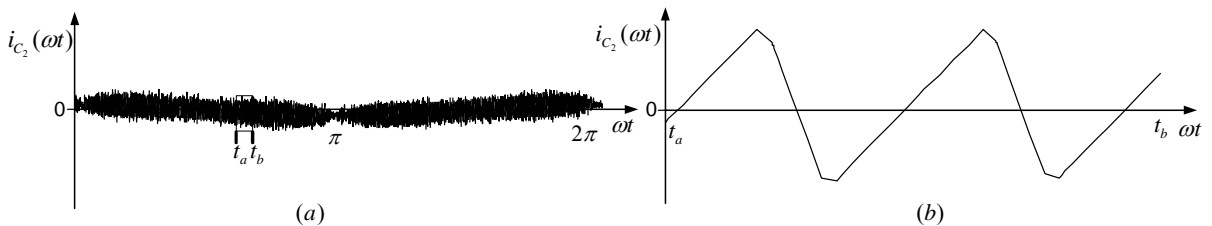


Figura 3.14 – (a) Corrente no capacitor de filtro C_2 ; (b) Detalhe da corrente.

Com a Figura 3.15 é possível perceber que cada interruptor do braço só contribui para um semiciclo da tensão de saída.

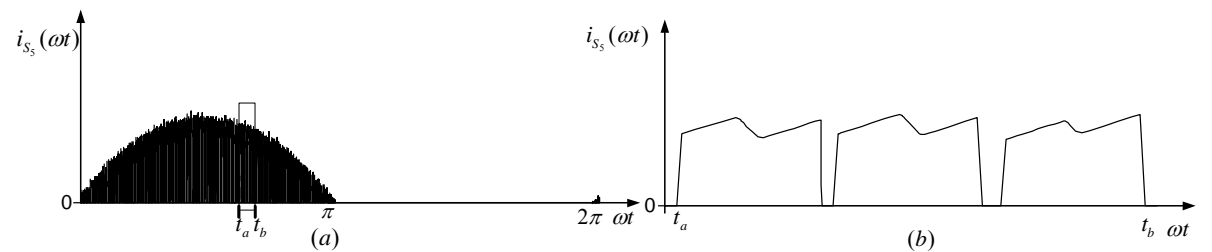


Figura 3.15 – (a) Corrente no interruptor S_5 do inversor; (b) Detalhe da corrente.

A Figura 3.16 mostra a corrente através do diodo D_{S_5} , assim como os outros diodos, ele só participa em um semiciclo da tensão de saída.

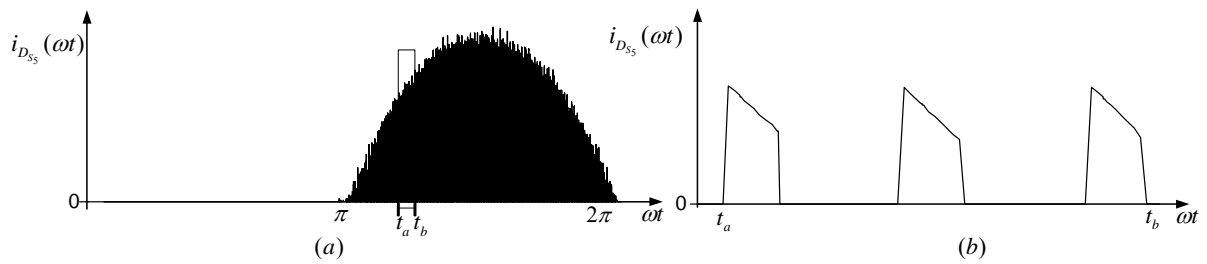


Figura 3.16 – (a) Corrente no interruptor D_{S_5} do inversor; (b) Detalhe da corrente.

3.6 Análise do estágio de potência

Para facilitar e simplificar a análise dos esforços, as seguintes considerações são feitas:

- Apenas um braço do inversor é analisado;
- A carga é simétrica, o valor da corrente média no semiciclo positivo é a mesmo para o semiciclo negativo;
- A frequência de comutação é bem maior que a frequência da tensão de saída ($M_f \geq 21$);
- A razão cíclica média instantânea é dada pela equação (3.11) e sua variação em um semiciclo da tensão é mostrada na Figura 3.17 para diversos índices de modulação;

$$D_{inv} = \frac{1}{2} \cdot (1 + M \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha)). \quad (3.11)$$

No qual: D_{inv}, α são razão cíclica do inversor, ângulo entre a tensão e a corrente.

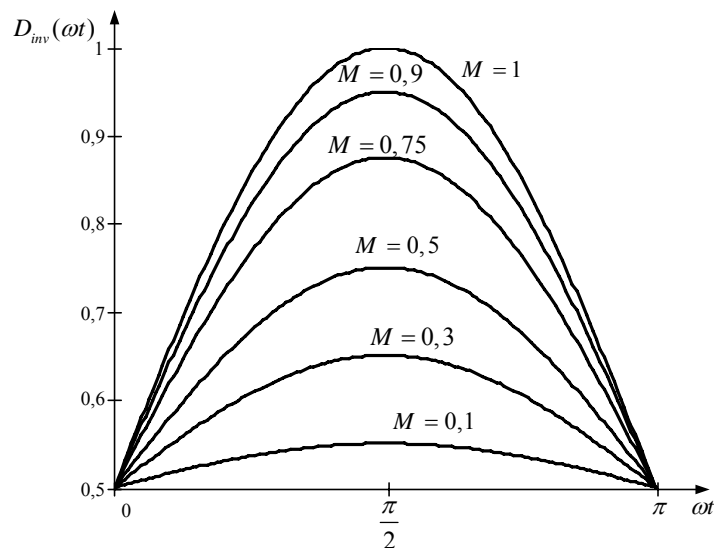


Figura 3.17 – Variação da razão cíclica para meio período da tensão da saída.

- A tensão de saída do conversor é dada pela função (3.12).

$$v_o(t) = V_{p_o} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.12)$$

- A corrente de saída do conversor é dada pela função (3.13).

$$i_o(t) = I_{p_o} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.13)$$

No qual: I_{p_o} é: a corrente de pico de saída.

3.6.1 Filtro LC de saída

Devido à estratégia de modulação escolhida um filtro deve ser colocado na saída do inversor com a finalidade de entregar para a carga uma tensão senoidal sem distorções. Para conseguir tal feito foi eleito o filtro passa baixa LC, sua escolha é justificada pela sua característica de minimização dos reativos requeridos pelo inversor, da variação da tensão na carga, dos custos do circuito de filtragem e do peso e volume do filtro comparadas às outras topologias de filtros passivos [33]. A Figura 3.1 mostra o filtro LC conectado à saída do inversor.

A função de transferência do filtro é dada na equação abaixo:

$$G_{LC}(j \cdot \omega) = \frac{1}{-\omega^2 \cdot L_2 \cdot C_2 + j \cdot \frac{\omega \cdot L_2}{R_o} + 1} \quad (3.14)$$

No qual R_o : é a resistência de carga do inversor.

A frequência angular natural de oscilação do filtro é:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad (3.15)$$

3.6.1.1 Indutância L_2

Para o dimensionamento do indutor do filtro, é feita a consideração que o fator de potência da saída é unitário, $\alpha = 0$. A tensão no indutor é descrita pela equação (3.3), que tem o valor de $v_o(t)$ substituído pela equação (3.12), assim:

$$L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{\Delta t} + V_{p_o} \cdot \text{sen}(\omega t) - V_{cc} = 0. \quad (3.16)$$

No qual Δt , Δi_{L_2} são: o intervalo de condução do interruptor, a variação da corrente no indutor L_2 .

Esse intervalo é definido em função do ciclo de trabalho do interruptor.

$$\Delta t = D_{inv}(\omega t) \cdot T_{s_{inv}} \quad (3.17)$$

No qual: $T_{s_{inv}}$ é o intervalo de comutação do interruptor do inversor.

Fazendo a substituição de (3.11) em (3.17) e depois o resultado sendo colocado em (3.16), é possível obter a variação de corrente no indutor.

$$\Delta i_{L_2}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{(V_{cc} - V_{p_o} \cdot \text{sen}(\omega t)) \cdot (1 + M \cdot \text{sen}(\omega t))}{L_2} \cdot T_{s_{inv}} \quad (3.18)$$

Com a equação da variação da corrente no indutor definida, é traçado seu ábaco, mostrado pela Figura 3.18, com objetivo de determinar o instante com maior variação.

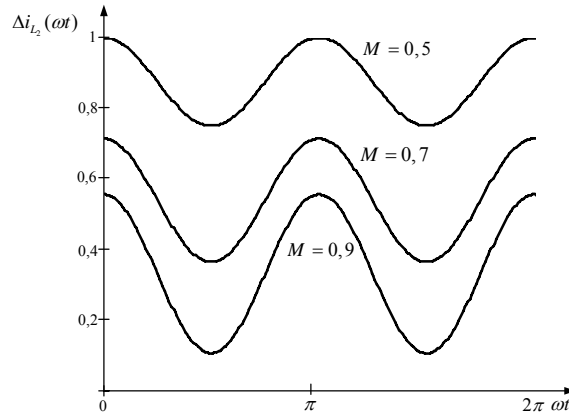


Figura 3.18 – Variação parametrizada da ondulação da corrente do indutor L_2 para um ciclo da tensão de saída.

Resolvendo a função (3.18) para $\omega t = 0$, ponto de valor máximo, e substituindo o valor de M por (3.1), é encontrada a variação máxima de corrente no indutor.

$$\Delta i_{L_2 \max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{L_2 \cdot f_{s_{inv}}} \quad (3.19)$$

No qual $f_{s_{inv}}$ é a frequência de comutação dos interruptores do inversor.

Assim, a indutância é dada por (3.20).

$$L_2 = \frac{V_{cc}}{2 \cdot f_{s_{inv}} \cdot \Delta i_{L_2 \max}} \quad (3.20)$$

3.6.1.2 Capacitância C_2

Para determinação adequada da capacitância do filtro, deve-se levar em consideração que pequenos valores permitem alta regulação da tensão de saída e a corrente do inversor

ligeiramente superior à corrente de carga. Em contra partida, para um valor elevado da capacitância, resulta em uma baixa regulação da saída e um grande aumento da corrente do inversor sobre a corrente de carga [33].

Com a indutância do filtro já calculada, o valor da capacitância pode ser determinado pela equação (3.15) com a escolha da frequência natural de oscilação do filtro. Essa frequência aparece nas referências [36-39] como sendo 10 vezes menor que o dobro da frequência de comutação para essa topologia com a modulação PWM senoidal unipolar. Entretanto, levando em consideração que o inversor vai alimentar cargas com característica não-linear, o valor de 20 vezes menor é adotado.

$$\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot \frac{2 \cdot f_{s_{inv}}}{20} \quad (3.21)$$

Substituindo a equação (3.21) em (3.15) é encontrado o valor da capacitância do filtro.

$$C_2 = \frac{100}{L_2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{s_{inv}})^2} \quad (3.22)$$

3.6.2 Determinação dos esforços nos componente do inversor

A partir da análise das etapas de operação e das formas de onda apresentadas, são determinados os principais esforços de tensão e corrente sobre os componentes do circuito.

3.6.2.1 Esforços nos interruptores S₅₋₈

Os esforços de tensão e correntes são calculados para o interruptor S₅, os esforços para os interruptores S₆, S₇ e S₈ são os mesmos de S₅.

A tensão máxima sobre as chaves é a tensão do barramento CC.

$$V_{S_5 \max} = V_{cc} \quad (3.23)$$

A corrente que atravessa o interruptor é a mesma que passa pelo indutor no período em que está em condução. É possível desprezar a variação de corrente no indutor, assim essa corrente torna-se próxima da corrente de saída.

Aplicando-se a definição de valor médio, a corrente pode ser expressa por:

$$I_{med S_5} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi i_o(t) \cdot D_{inv}(t) \cdot dt \quad (3.24)$$

Substituindo as equações (3.13) e (3.11) em (3.24), tem-se:

$$I_{med S_5} = I_{p o} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{8} \right). \quad (3.25)$$

Da mesma forma que foi encontrada a corrente média, a corrente eficaz é obtida pela corrente de saída nos momentos em que o interruptor está bloqueado. Assim, aplica-se a definição de valor eficaz.

$$I_{ef S_5} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi (i_o(t) \cdot D_{inv}(t))^2 \cdot dt} \quad (3.26)$$

Substituindo as equações (3.13) e (3.11) em (3.26), o valor eficaz é igual a:

$$I_{ef S_5} = \frac{I_{p o}}{24} \cdot \sqrt{3 \cdot \left(9 \cdot M^2 + \frac{64}{\pi} \cdot M + 12 \right)}. \quad (3.27)$$

A corrente de pico que atravessa os interruptores é a corrente de saída somada à variação de corrente no indutor.

$$I_{p S_1} = I_{p o} + \frac{\Delta i_{L_2 \max}}{2} \quad (3.28)$$

3.6.2.2 Esforços nos diodos em antiparalelo dos interruptores $D_{S_{5-8}}$

Os esforços de tensão e correntes são calculados para o diodo D_{S_5} , os esforços para os diodos D_{S_6} , D_{S_7} e D_{S_8} são os mesmos do diodo D_{S_5} .

A tensão máxima sobre os diodos é a tensão do barramento CC.

$$V_{D_{S_5} \max} = V_{cc} \quad (3.29)$$

A corrente média nos diodos é definida pela equação (3.30).

$$I_{med D_{S_5}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi i_o(t) \cdot (1 - D_{inv}(t)) \cdot dt \quad (3.30)$$

Substituindo as equações (3.13) e (3.11) em (3.30), encontra-se:

$$I_{med D_{S_5}} = I_{p o} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{8} \right). \quad (3.31)$$

Aplicando-se a definição de valor eficaz, a corrente no diodo pode ser expressa por (3.32).

$$I_{ef D_{S5}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_o(t) \cdot (1 - D_{inv}(t)))^2 \cdot dt} \quad (3.32)$$

Substituindo as equações (3.13) e (3.11) em (3.32), tem-se:

$$I_{ef D_{S5}} = \frac{I_{p_o}}{24} \cdot \sqrt{3 \cdot \left(9 \cdot M^2 - \frac{64}{\pi} \cdot M + 12 \right)}. \quad (3.33)$$

A corrente de pico no diodo é dada pela equação (3.34).

$$I_{pD_{S5}} = I_{p_o} + \frac{\Delta i_{L_2 \max}}{2} \quad (3.34)$$

3.6.2.3 Esforços no indutor L_2

A corrente eficaz no indutor pode ser aproximada pela seguinte equação:

$$I_{ef L_2} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(i_o(t) + \frac{\Delta i_{L_2 \max}}{2} \right)^2 \cdot dt}. \quad (3.35)$$

Substituindo as equações (3.13) em (3.35), o valor eficaz resulta em:

$$I_{ef L_2} = \sqrt{I_o^2 + \left(\frac{\Delta i_{L_2 \max}}{2} \right)^2} \quad (3.36)$$

O valor da corrente de pico é determinado pela equação (3.28), assim:

$$I_{pL_2} = I_{p_{S5}}. \quad (3.37)$$

Resultando em:

$$I_{pL_2} = I_{p_o} + \frac{\Delta i_{L_2 \max}}{2}. \quad (3.38)$$

3.6.2.4 Esforços no capacitor C_2

A tensão máxima sobre o capacitor é o pico da tensão de saída, assim:

$$V_{pC_2} = V_{p_o}. \quad (3.39)$$

A corrente eficaz no capacitor pode ser aproximada pelo valor médio da variação de corrente no indutor, já que toda essa variação deve ser absorvida pelo capacitor. Assim, a corrente eficaz no capacitor é dada pela equação (3.40).

$$I_{ef C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \frac{\Delta i_{L_2}(\omega \cdot t)}{2} \cdot dt \quad (3.40)$$

Substituindo a equação (3.18) em (3.40), resulta no valor eficaz igual a:

$$I_{ef C_2} = \frac{1}{4} \cdot (2 - M^2) \cdot \Delta i_{L_2 \max} \cdot \quad (3.41)$$

3.7 Estratégia de controle

Para o controle do inversor foi utilizada a técnica de controle denominada de controle modo tensão. A técnica consiste em monitorar instantaneamente a tensão de saída e compará-la com uma tensão senoidal de referência, gerando uma tensão de controle que faz com que o ciclo de trabalho dos interruptores varie, corrigindo a tensão de saída para o valor desejado.

A Figura 3.19 mostra o diagrama de blocos do controle, com todos os circuitos necessários. O mesmo é composto por uma malha de tensão, que gera o sinal de controle para os dois braços do inversor. A modulação PWM senoidal unipolar é gerada pela comparação do erro do compensador, que é a moduladora, com duas ondas triangulares defasadas de 180°, que são as portadoras. Para a referência de tensão senoidal, é utilizado um microcontrolador que gera uma função senoidal sincronizada com a rede de alimentação, essa referência passa através de um conversor digital analógico, e após ser ajustada, sua amplitude é somada a um sinal CC proporcional a algum desequilíbrio (valor médio) da tensão de saída. Cada bloco é explicado detalhadamente a seguir.

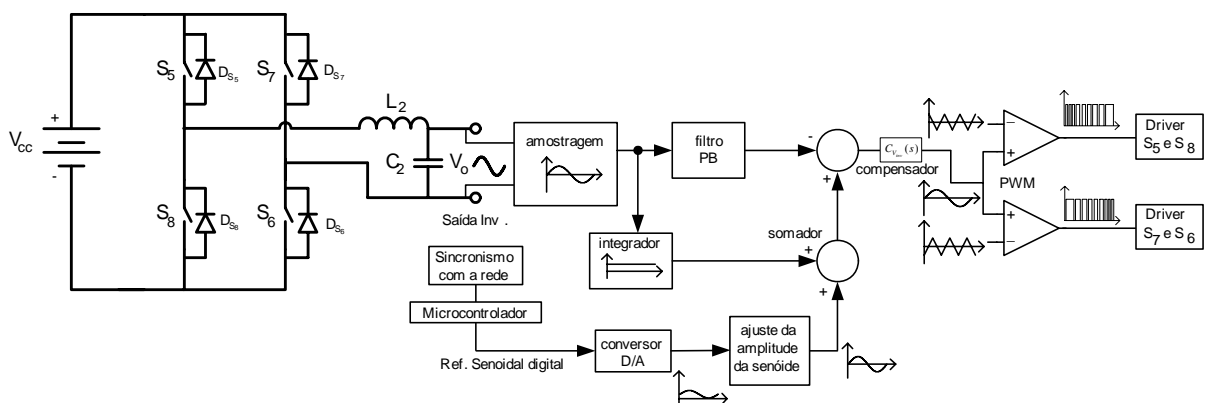


Figura 3.19 – Estratégia de controle para o inversor.

Amostragem: Este bloco tem a função de diminuir o nível de tensão de saída para um nível menor e proporcional, assim fornecendo um sinal adequado para o controle.

Filtro passa baixa (PB): Esse bloco possui o papel de atenuar os ruídos com frequências superiores à da senóide de saída, portanto fornecendo um sinal sem distorção para

o controle.

Integrador: Esse bloco gera um sinal CC proporcional a qualquer desequilíbrio (valor médio) presente na tensão de saída, para que seja somada à tensão de referência, promovendo a correção do desequilíbrio.

Compensador: Para que exista uma regulação da saída, o compensador é uma malha de tensão que compara a tensão de saída com a tensão de referência gerando um sinal de controle, moduladora, que é levado para o comparador PWM.

Ondas triangulares: São duas ondas triangulares simétricas e defasadas em 180° , portadoras.

PWM: O circuito gerador do sinal PWM, consiste na comparação do sinal da moduladora com os dois sinais das portadoras, assim gerando o trem de pulsos para os interruptores do inversor.

Microcontrolador: O microcontrolador serve para gerar uma tensão de referência senoidal na frequência desejada para o inversor.

Sincronismo com a rede: O sincronismo com a rede é realizado com a leitura da tensão de entrada do retificador, gerando um sinal adequado para o microcontrolador.

Conversor digital/analógico: Esse bloco tem a função de transformar o sinal digital da senóide de referência que sai do microcontrolador, para um sinal analógico. Isso é feito através de um conversor D/A do tipo R-2R.

Ajuste da senóide: Esse bloco é responsável pelo ajuste da amplitude da senóide de referência e por tornar o sinal de referência simétrico, pois o sinal proveniente do conversor D/A é todo positivo.

Somador: O somador tem a função de fazer a soma do sinal de referência com o sinal do circuito integrador, assim gerando o sinal de erro que vai para o compensador de tensão.

Driver: Esses blocos têm o papel de adequar o sinal de saída do circuito PWM para o sinal que é entregue ao gatilho de cada interruptor.

3.8 Conclusão

Com a topologia apresentada e a sua modulação definida, foram mostradas as etapas de funcionamento do inversor, tanto para o semiciclo positivo como para o semiciclo negativo. Com a modulação elegida, foi possível determinar o filtro de saída, assim calculando os

elementos reativos. Os esforços de tensão e corrente nos componentes do circuito foram calculados e são a base para o correto dimensionamento dos elementos. A estratégia de controle foi apresentada, esse controle é capaz de prover a correta regulação da tensão de saída.

Ressalta-se que o sincronismo da tensão de saída do inversor com a tensão de entrada do retificador é muito importante, para que o esforço de corrente no capacitor C_1 do retificador seja a menor possível, assim, satisfazendo o estudo no item 2.5.

CAPÍTULO 4

ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR *BOOST* DE ALTO GANHO

4.1 Introdução

A topologia do conversor *boost* de alto ganho é baseada na proposta de [22]. Esse esquema tem a característica de trabalhar com baixos valores da tensão de entrada (12 – 48 Volts) e alta tensão de saída (300 – 400 Volts). Essa configuração opera como um conversor *boost* já que sua tensão de saída é maior que a sua tensão de entrada e depende do adequado comando dos interruptores para seu correto funcionamento. Esses interruptores devem trabalhar com sobreposição dos comandos e razão cíclica superior a 0,5.

A análise qualitativa e quantitativa do conversor é feita para o modo de condução contínua e com os interruptores operando com razão cíclica superior a 0,5. Essa análise tem como objetivo determinar as equações dos esforços nos diversos componentes da topologia.

4.2 Topologia do conversor

A topologia do conversor é mostrada da Figura 4.1. Esse esquema é obtido a partir de um conversor CC-CC do tipo *push-pull* alimentado em corrente [23]. Sendo composto pelos seguintes componentes:

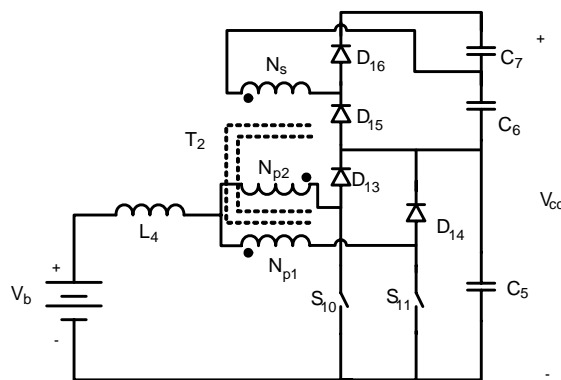


Figura 4.1 – Circuito de potência do conversor *boost* de alto ganho.

- L_4 : Indutor;
- T_2 : Transformador em alta frequência;
- S_{10-11} : Interruptores de potência;
- D_{13-14} : Diodos *boost*;

- D_{15-16} : Diodos retificadores;
- C_5 : Capacitor filtro de saída;
- C_{6-7} : Capacitores do dobrador de tensão;
- V_b : Tensão de entrada;
- V_{cc} : Tensão de saída.

Para facilitar o estudo teórico são adotadas as seguintes considerações:

- Os interruptores são ideais;
- Os diodos são ideais;
- O Transformador é ideal;
- Os capacitores são considerados como fontes de tensão constante;
- A frequência de comutação dos interruptores é constante;
- O conversor opera em regime permanente.

A relação de transformação é definida como sendo a relação entre o número de espiras dos enrolamentos primários e do número de espiras do enrolamento secundário:

$$N_{p1} = N_{p2} = N_{p_{boost}}, \quad (4.1)$$

$$\frac{N_s}{N_{p_{boost}}} = a. \quad (4.2)$$

Nos quais:

N_{p1} : Número de espiras de um enrolamento primário do transformador;

N_{p2} : Número de espiras do outro enrolamento primário do transformador;

$N_{p_{boost}}$: Número de espiras dos enrolamentos primários do transformador;

N_s : Número de espiras do enrolamento secundário do transformador;

a : Relação de transformação entre os enrolamentos primários e o secundário.

4.3 Operação do conversor

Para que o conversor opere adequadamente, a tensão de entrada V_b deve ser menor que a

tensão sobre o capacitor C_5 . A razão cíclica (D_{boost}) dos interruptores é definida como a relação entre o tempo de condução de um interruptor e o período de comutação, e varia na faixa de $0,5 \leq D_{boost} \leq 1$. Além disso, o comando dos interruptores S_{10} e S_{11} estão defasados de 180° . Assim, trabalhando em sobreposição (*overlapping*).

$$D_{boost} = \frac{T_{on_{boost}}}{T_{s_{boost}}} \quad (4.3)$$

No qual, $T_{s_{boost}}$ e $T_{on_{boost}}$ são: o período de comutação e o período de condução dos interruptores, respectivamente.

Essa topologia pode operar com razão cíclica inferior a 0,5, com isso, seu ganho estático é reduzido e menor que 1. Assim, não é realizado o estudo para essa situação.

4.4 Etapas de funcionamento

Em um período de comutação, o conversor apresenta quatro etapas de operação, como se apresenta a seguir, onde está marcado em **negrito** os caminhos de circulação da corrente. O seu funcionamento é similar ao do *boost* clássico com uma operação de acúmulo de energia e outra de transferência de energia.

Primeira etapa (t_0-t_1): Armazenamento de energia no indutor.

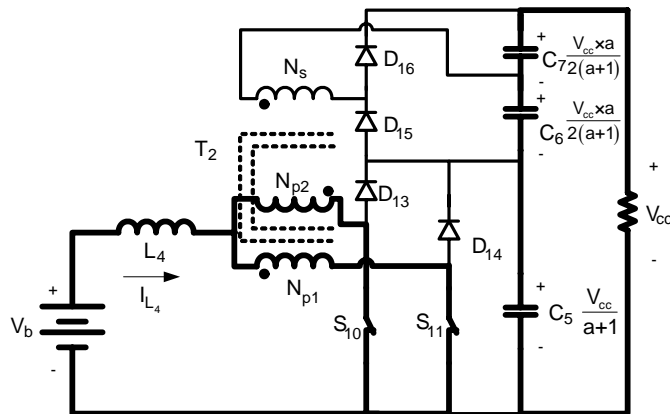


Figura 4.2 – Primeira etapa de funcionamento.

A primeira etapa é mostrada na Figura 4.2, no instante $t=t_0$, todos os interruptores estão em condução. A corrente que circula pelo indutor é dividida entre os primários do transformador e os interruptores S_{10} e S_{11} do conversor. Como os enrolamentos do primário, N_{p1} e N_{p2} , têm o mesmo número de espiras, a corrente que atravessa esses enrolamentos tem o mesmo valor, assim, o fluxo magnético no núcleo é igual à zero pela Lei de Ampère, provocando tensão zero nos enrolamentos. Isso faz com que o indutor fique em paralelo com

a fonte de tensão da entrada. A corrente através de L_4 cresce linearmente, pois a tensão sobre ele é constante e igual à V_b . Dessa maneira, toda energia entregue pela fonte de alimentação é armazenada no indutor. Nesta etapa não acontece transferência de energia da fonte de alimentação para carga. Portanto os diodos D_{13} , D_{14} , D_{15} e D_{16} ficam bloqueados e a carga é alimentada pelos capacitores C_5 , C_6 e C_7 . A etapa tem seu fim com a abertura do interruptor S_{11} .

A equação diferencial da corrente que atravessa o indutor L_4 para essa etapa de operação é expressa pela seguinte equação:

$$L_4 \frac{di_{L_4}}{dt} - V_b = 0. \quad (4.4)$$

No qual, L_4 , i_{L_4} e V_b são: indutância, corrente de entrada e tensão da fonte de alimentação, respectivamente.

O final desta etapa é no instante t_1 que é dado na equação (4.5).

$$t_1 = \frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{2} \cdot T_{S_{boost}} \quad (4.5)$$

Segunda etapa (t_1 - t_2): Transferência de energia para a carga.

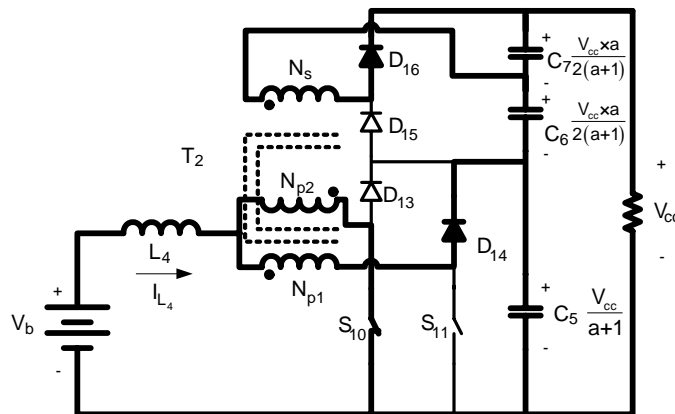


Figura 4.3 – Segunda etapa de funcionamento.

No instante $t=t_1$, o interruptor S_{11} é bloqueado, S_{10} permanece em condução como mostra a Figura 4.3. A tensão sobre o indutor inverte de sentido para manter o fluxo magnético constante. No mesmo instante o diodo D_{14} é polarizado diretamente e a tensão que aparece no primário do transformador resulta em uma tensão inversamente proporcional a razão a nos terminais secundários do transformador. Essa tensão polariza diretamente o diodo D_{16} . A corrente que circula pelo indutor é a mesma que atravessa os enrolamentos de primário do transformador. Essa corrente decresce linearmente devido à inversão da tensão sobre o

indutor e é definida pela equação (4.6). A energia armazenada no indutor na primeira etapa, mais a energia da fonte de alimentação, são transferidas para a carga através do secundário do transformador e dos diodos D_{14} e D_{16} . Seu fim se dá com a condução de S_{11} .

$$L_4 \cdot \frac{di_{L_4}}{dt} + V_b - \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{a+1} = 0 \quad (4.6)$$

No qual, V_{cc} é: tensão de saída do conversor.

O final desta etapa acontece em t_2 que é dado na equação (4.7) e tem sua duração dada por (4.8).

$$t_2 = \frac{Ts_{boost}}{2} \quad (4.7)$$

$$t_2 - t_1 = (1 - D_{boost}) \cdot Ts_{boost} \quad (4.8)$$

Terceira etapa (t_2 - t_3): Armazenamento de energia no indutor.

No instante $t=t_2$, o interruptor S_{11} entra em condução e o interruptor S_{10} permanece em condução. Esta etapa de operação, apresentada pela a Figura 4.4, é igual à primeira. A corrente através do indutor cresce, pois L_4 está conectado em paralelo com a fonte de alimentação. A etapa tem seu fim com a abertura do interruptor S_{10} e a equação (4.9) define a variação da corrente no indutor.

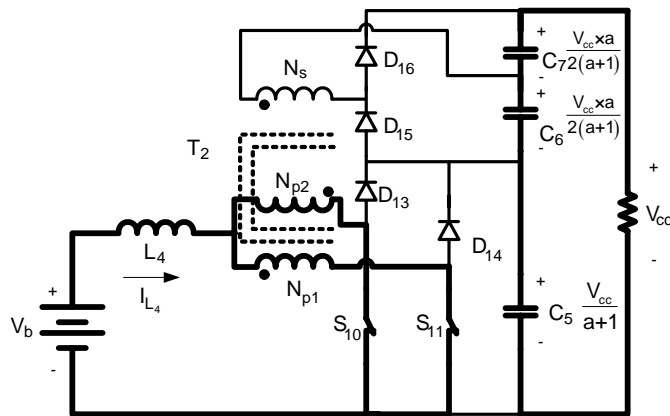


Figura 4.4 – Terceira etapa de funcionamento.

$$L_4 \frac{di_{L_4}}{dt} - V_b = 0. \quad (4.9)$$

O final desta etapa acontece em t_3 que é dado na equação (4.10) e sua duração tem o mesmo valor da duração da primeira etapa dada por (4.5).

$$t_3 = D_{boost} \cdot Ts_{boost} \quad (4.10)$$

Quarta etapa (t_3 - t_4): Transferência de energia para a carga.

A Figura 4.5 mostra a quarta etapa de operação que tem seu início no instante $t=t_3$, o interruptor S_{11} permanece em condução enquanto o interruptor S_{10} é bloqueado. Essa etapa acontece da mesma forma que a segunda, com a diferença que a transferência de energia para a carga é feita através do interruptor S_{11} e dos diodos D_{13} e D_{15} . A variação de corrente no indutor é representada pela equação (4.11). Seu fim se dá com a condução novamente de S_{10} .

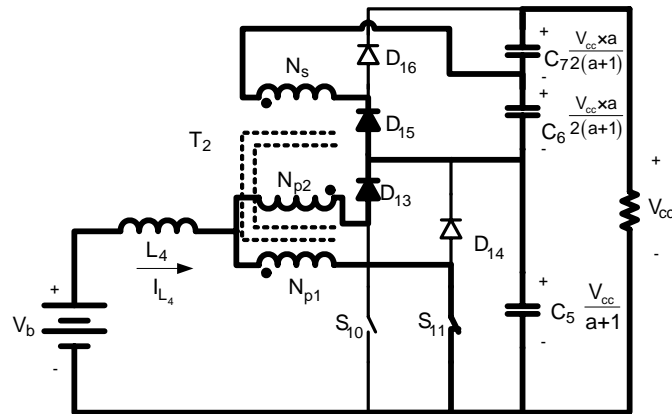


Figura 4.5 – Quarta etapa de funcionamento.

$$L_4 \cdot \frac{di_{L_4}}{dt} + V_b - \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{a+1} = 0 \quad (4.11)$$

O final desta etapa acontece em t_4 que é dado na equação (4.12) e sua duração tem o mesmo valor da segunda etapa determinada na equação (4.8).

$$t_4 = T s_{boost} \quad (4.12)$$

A Tabela 4.1 mostra o resumo das etapas de operação do conversor.

Tabela 4.1 – Operação do conversor.

Modo	Semicondutores em condução	Energia em L_4	Tensão aplicada ao transformador
Armazenando	$S_{10} S_{11}$	Carregando	Zero
Transferência	$S_{10} D_{14} D_{16}$	Descarregando	Negativa
Armazenando	$S_{10} S_{11}$	Carregando	Zero
Transferência	$S_{11} D_{13} D_{15}$	Descarregando	Positiva

4.5 Principais formas de onda

As principais formas de onda de tensão e corrente nos diferentes dispositivos do circuito, tanto passivos como ativos, estão ilustradas na Figura 4.6. As formas de onda são traçadas segundo os sinais de comando dos interruptores e das correntes máxima I_M e mínima

I_m . Essas correntes são calculadas no item 4.8.

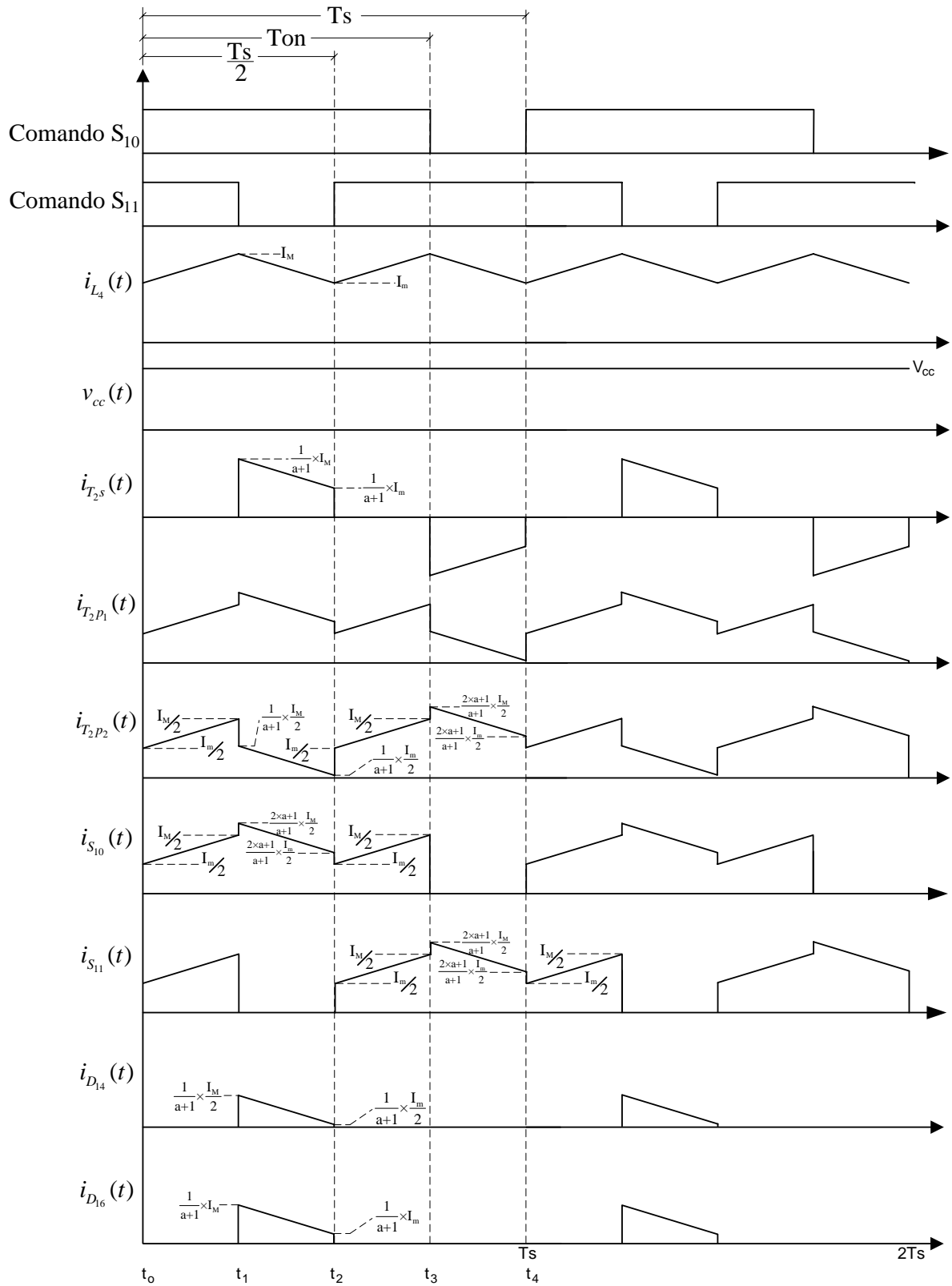


Figura 4.6 – Principais formas de onda de tensão e corrente.

No qual, $i_{L_4}(t)$, $V_{cc}(t)$, $i_{T_{2s}}(t)$, $i_{T_{2p1}}(t)$, $i_{T_{2p2}}(t)$, $i_{S_{10}}(t)$, $i_{S_{11}}(t)$, $i_{D_{14}}(t)$, $i_{D_{16}}(t)$ são: corrente no indutor; tensão de saída; corrente no secundário do transformador; corrente no

primário 1; corrente no primário 2; corrente em S_{10} ; corrente em S_{11} ; corrente no diodo D_{14} ; corrente no diodo D_{16} , respectivamente.

Com as formas de onda apresentadas pela Figura 4.6, observa-se a similaridade de comportamento com o conversor *boost* clássico com corrente não pulsada na entrada e pulsada na saída. No entanto, a frequência da corrente aparece com o dobro da frequência de comutação, assim, reduzindo o peso e volume dos elementos reativos.

4.6 Equações básicas

Feita uma análise das principais formas de onda na Figura 4.6, são determinadas as equações que conduzem cada etapa de operação. Essas equações instantâneas, que representam os esforços nos componentes do conversor em um período de comutação, são também utilizadas para a determinação dos valores médios e eficazes nos diversos componentes do conversor.

A corrente através do indutor L_4 é igual à corrente na fonte de alimentação, portanto:

$$i_b(t) = i_L(t). \quad (4.13)$$

$$i_b(t) = \begin{cases} I_m + \frac{V_b}{L_4} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_M - \frac{1}{L_4} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{(1+a)} - V_b \right) \cdot t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_m + \frac{V_b}{L_4} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_M - \frac{1}{L_4} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{(1+a)} - V_b \right) \cdot t & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (4.14)$$

No qual:

I_m – Corrente mínima de entrada;

I_M – Corrente máxima de entrada.

A corrente no interruptor S_{10} é definida em (4.15).

$$i_{S_{10}}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V_b}{2 \cdot L_4} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot a + 1}{a + 1} \left(I_M - \frac{1}{L_4} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{(1+a)} - V_b \right) \cdot t \right) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V_b}{2 \cdot L_4} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (4.15)$$

A corrente através do diodo D₁₄ é definida por (4.16).

$$i_{D_{14}}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{a + 1} \left(I_M - \frac{1}{L_4} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{(1+a)} - V_b \right) \cdot t \right) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (4.16)$$

A corrente que passa pelo diodo D₁₆ é a mesma corrente no secundário do transformador durante a segunda etapa, assim definida por (4.17).

$$i_{D_{16}}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{1}{a + 1} \left(I_M - \frac{1}{L_4} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{(1+a)} - V_b \right) \cdot t \right) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (4.17)$$

A corrente no primário 1 do transformador é descrita em (4.18).

$$i_{T_2P_1}(t) = \begin{cases} \frac{I_m}{2} + \frac{V_b}{2 \cdot L_4} \cdot t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{a + 1} \left(I_M - \frac{1}{L_4} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{(1+a)} - V_b \right) \cdot t \right) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{2} + \frac{V_b}{2 \cdot L_4} \cdot t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot a + 1}{a + 1} \left(I_M - \frac{1}{L_4} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{(1+a)} - V_b \right) \cdot t \right) & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (4.18)$$

A corrente no secundário do transformador é definida pela equação (4.19).

$$I_{T_2^s}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{1}{a+1} \left(I_M - \frac{1}{L_4} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{(1+a)} - V_b \right) \cdot t \right) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ -\frac{1}{a+1} \left(I_M - \frac{1}{L_4} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{(1+a)} - V_b \right) \cdot t \right) & t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (4.19)$$

4.7 Determinação do ganho estático

A análise para determinação do ganho estático é baseada na tensão sobre o indutor L_4 . A tensão média sobre o indutor é zero. Portanto, a variação de fluxo em cada etapa de operação é constante.

$$\Delta\Phi_{(t_1-t_0)} = \Delta\Phi_{(t_2-t_1)} \quad (4.20)$$

$$V_b \cdot \left(\frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{2} \right) = \left(-V_b + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cc}}{1+a} \right) \cdot (1 - D_{boost}) \quad (4.21)$$

Assim o ganho do conversor é definido por:

$$\frac{V_{cc}}{V_b} = \frac{1+a}{1-D_{boost}} \quad (4.22)$$

O ganho estático ideal como função da variação da razão cíclica para diversas relações de transformação é mostrado na Figura 4.7. A curva descreve o comportamento da tensão de saída pela tensão de entrada do conversor, com a variação da razão cíclica.

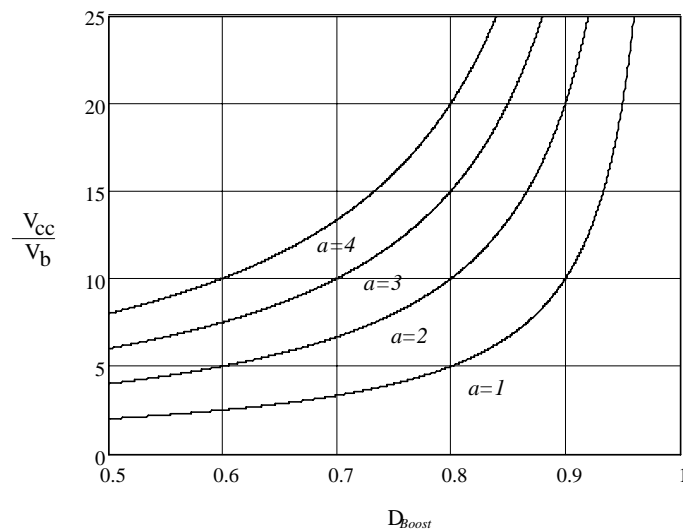


Figura 4.7 – Ganho estático ideal do conversor.

4.8 Determinação dos esforços

Primeiramente, são determinadas as correntes mínima e máxima de entrada, descritas por I_m e I_M . Esses parâmetros são determinados a partir da corrente média de entrada, que é definida em função da potência média de saída.

A potência média de entrada é definida por (4.23).

$$P_{in_{boost}} = \frac{P_{o_{boost}}}{\eta_{boost}}. \quad (4.23)$$

No qual:

$P_{in_{boost}}$ – Potência de entrada do conversor;

$P_{o_{boost}}$ – Potência de saída do conversor;

η_{boost} – Rendimento do conversor.

O valor da corrente média de entrada é definido como I_g .

$$I_g = \frac{1}{T_{S_{boost}}} \int_0^{T_{S_{boost}}} i_b(t) \cdot dt \quad (4.24)$$

Substituindo a equação (4.14) em (4.24), obtém-se:

$$I_{L_4} = \frac{1}{2} \cdot (I_m + I_M). \quad (4.25)$$

A corrente média da entrada, também pode ser expressa em função da potência de saída:

$$I_g = \frac{P_{o_{boost}}}{\eta_{boost} \cdot V_b}. \quad (4.26)$$

Da primeira expressão da equação (4.14), para o instante t_1 , tem-se a equação (4.27).

$$I_M = I_m + \frac{V_b}{L_4} \cdot \frac{(2 \cdot D_{boost} - 1)}{2} \cdot T_{S_{boost}} \quad (4.27)$$

Do sistema de equações (4.25) e (4.27), obtém-se I_A e I_B .

$$I_m = I_g - \frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{4 \cdot L_4 \cdot f_{S_{boost}}} \cdot V_b \quad (4.28)$$

$$I_M = I_g + \frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{4 \cdot L_4 \cdot f_{s_{boost}}} \cdot V_b \quad (4.29)$$

No qual:

$f_{s_{boost}}$ – frequência de comutação dos interruptores.

4.8.1 Esforços nos interruptores S_{10-11}

Os esforços de tensão e correntes são calculados para o interruptor S_{10} , os esforços para S_{11} são os mesmos de S_{10} .

A tensão máxima sobre o interruptor é a tensão sobre o capacitor C_5 e é definida por:

$$V_{pS_{10}} = \frac{V_{cc}}{1+a} \quad (4.30)$$

O valor de corrente média através do interruptor é encontrado com a aplicação da definição de valor médio na equação de valor instantâneo, assim a corrente pode ser expressa por:

$$I_{med S_{10}} = \frac{1}{T_{S_{boost}}} \cdot \int_0^{T_{S_{boost}}} i_{S_{10}}(t) \cdot dt \quad (4.31)$$

Substituindo a equação (4.15) em (4.31), o valor médio é igual a:

$$I_{med S_{10}} = I_g \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{D_{boost} + a}{1+a} \quad (4.32)$$

Para encontrar o valor eficaz de corrente em S_{10} , aplica-se a definição de valor eficaz na equação da corrente instantânea, assim:

$$I_{ef S_{10}} = \sqrt{\frac{1}{T_{S_{boost}}} \cdot \int_0^{T_{S_{boost}}} i_{S_{10}}^2(t) \cdot dt} \quad (4.33)$$

Substituindo a equação (4.15) em (4.33), obtém-se:

$$I_{ef S_{10}} = I_g \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1+a} \cdot \sqrt{(3-2 \cdot D_{boost}) \cdot a^2 + 2 \cdot a + D_{boost}} \quad (4.34)$$

O valor da corrente de pico é determinado pelo valor inicial da segunda equação da função (4.15).

$$I_{pS_{10}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot a + 1}{a + 1} \cdot \left(I_g + \frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{4 \cdot L \cdot f_{s_{boost}}} \cdot V_b \right) \quad (4.35)$$

4.8.2 Esforços nos diodos boost D_{14-13}

Os esforços de tensão e corrente são calculados para o diodo D_{14} , os esforços para o diodo D_{13} são os mesmos de D_{14} .

A máxima tensão reversa é igual à tensão do capacitor C_5 , assim:

$$V_{pD_{14}} = \frac{V_{cc}}{1 + a}. \quad (4.36)$$

Aplicando-se a definição de valor médio na corrente instantânea, a corrente pode ser expressa por:

$$I_{med D_{14}} = \frac{1}{T_{S_{boost}}} \cdot \int_0^{T_{S_{boost}}} i_{D_{14}}(t) \cdot dt. \quad (4.37)$$

Substituindo a equação (4.16) em (4.37), o valor médio é igual a:

$$I_{med D_{14}} = I_g \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - D_{boost}}{1 + a}. \quad (4.38)$$

A obtenção do valor eficaz no diodo D_{14} é dada por:

$$I_{ef D_{14}} = \sqrt{\frac{1}{T_{S_{boost}}} \cdot \int_0^{T_{S_{boost}}} i_{D_{14}}^2(t) \cdot dt}. \quad (4.39)$$

Substituindo a equação (4.16) em (4.39), obtém-se:

$$I_{ef D_{14}} = I_g \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1 + a} \sqrt{1 - D_{boost}}. \quad (4.40)$$

O valor da corrente de pico é determinado pelo valor inicial da segunda equação da função (4.16).

$$I_{pD_{14}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{a + 1} \cdot \left(I_g + \frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{4 \cdot L_4 \cdot f_{s_{boost}}} \cdot V_b \right) \quad (4.41)$$

4.8.3 Esforços nos diodos do dobrador de tensão D_{15-16}

Os esforços de tensão e correntes são calculados para o diodo D_{16} , os esforços para o diodo D_{15} , são os mesmo de D_{16} .

A máxima tensão reversa sobre o diodo D_{16} é igual à diferença entre a tensão de saída pela tensão sobre o capacitor C_5 , assim:

$$V_{pD_{16}} = \frac{V_{cc} \cdot a}{1 + a}. \quad (4.42)$$

Aplicando-se a definição de valor médio na corrente instantânea, a corrente pode ser expressa por:

$$I_{med\ D_{16}} = \frac{1}{T_{S_{boost}}} \cdot \int_0^{T_{S_{boost}}} i_{D_{16}}(t) \cdot dt. \quad (4.43)$$

Substituindo a equação (4.17) em (4.43), o valor médio é igual a (4.44).

$$I_{med\ D_{16}} = I_g \cdot \frac{1 - D_{boost}}{1 + a} \quad (4.44)$$

Por definição de valor eficaz, tem-se:

$$I_{ef\ D_{16}} = \sqrt{\frac{1}{T_{S_{boost}}} \cdot \int_0^{T_{S_{boost}}} i_{D_{16}}(t)^2 \cdot dt}. \quad (4.45)$$

Substituindo a equação (4.17) em (4.45), obtém-se:

$$I_{ef\ D_{16}} = I_g \cdot \frac{1}{1 + a} \sqrt{1 - D_{boost}}. \quad (4.46)$$

O valor da corrente de pico é determinado pelo valor inicial da segunda equação da função (4.16).

$$I_{pD_{16}} = \frac{1}{a + 1} \cdot \left(I_g + \frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{4 \cdot L_4 \cdot f_{s_{boost}}} \cdot V_b \right) \quad (4.47)$$

4.8.4 Esforços no indutor L_4

A variação de corrente pelo indutor L_4 é obtida pela diferença entre o máximo valor de entrada e o mínimo valor de entrada, assim:

$$\Delta I_{L_4} = I_M - I_m. \quad (4.48)$$

Substituindo as equações (4.28) e (4.29) em (4.48), tem-se:

$$\Delta I_{L_4} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{L_4 \cdot f_{s_{boost}}} \cdot V_b. \quad (4.49)$$

Para encontrar o valor da indutância para a máxima variação desejada, é traçado um gráfico visto na Figura 4.8, que mostra a variação de corrente no indutor pela variação da razão cíclica dos interruptores.

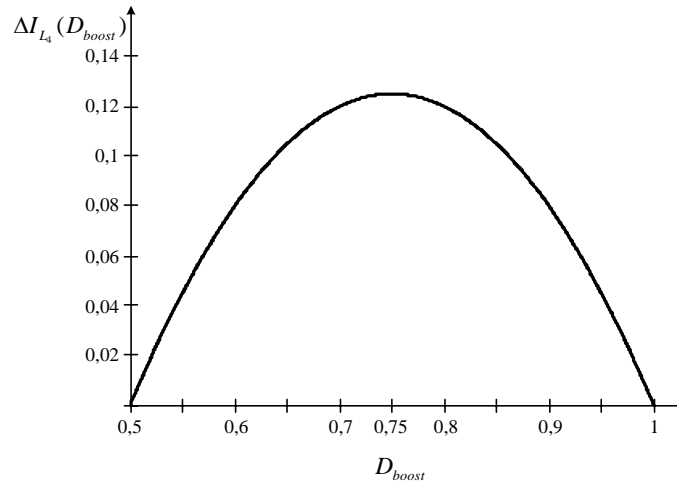


Figura 4.8 – Variação de corrente parametrizada pela variação do ciclo de trabalho.

Observando o gráfico ilustrado na Figura 4.8, percebe-se que a máxima variação de corrente no indutor acontece para a razão cíclica de 0,75. Assim esse valor é substituído na equação (4.49) para encontrar o valor do indutor que garanta essa máxima ondulação. O valor da indutância é definido pela equação (4.50).

$$L_4 = \frac{1}{16} \cdot \frac{V_{cc}}{f_{s_{boost}} \cdot (1+a) \cdot \Delta I_{L_4 \max}} \quad (4.50)$$

A corrente eficaz no indutor é encontrada com a aplicação da definição de valor eficaz na corrente de entrada:

$$I_{ef L_4} = \sqrt{\frac{1}{T_{s_{boost}}} \cdot \int_0^{T_{s_{boost}}} i_b(t)^2 \cdot dt} \quad (4.51)$$

Substituindo (4.14) em (4.51), tem-se:

$$I_{ef L_4} = I_g \quad (4.52)$$

Observa-se que a aproximação do valor eficaz pelo valor médio é feita levando em consideração que a ondulação da corrente é pequena, caso contrário o valor eficaz é maior.

O valor da corrente de pico é determinado pelo valor máximo de corrente de entrada, representado na equação (4.29), assim:

$$I_{pL_4} = I_g + \frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{4 \cdot L_4 \cdot f_{s_{boost}}} \cdot V_b \quad (4.53)$$

4.8.5 Esforços no transformador T_2

Aplicando a definição de valor eficaz na equação instantânea da corrente do transformador, tem-se:

$$I_{ef\ T_2p_1} = \sqrt{\frac{1}{T_{s_{boost}}} \cdot \int_0^{T_{s_{boost}}} i_{T_2p_1}(t)^2 \cdot dt} . \quad (4.54)$$

Substituindo a equação (4.18) em (4.54), obtém-se:

$$I_{ef\ T_2p_1} = I_g \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1+a} \cdot \sqrt{(3-2 \cdot D_{boost}) \cdot a^2 + 2 \cdot a + 1} . \quad (4.55)$$

Da mesma forma que foi encontrada a corrente eficaz no primário, a corrente eficaz no secundário é obtida aplicando-se a definição de valor eficaz na corrente instantânea, assim encontra-se (4.56).

$$I_{ef\ T_2s} = \sqrt{\frac{1}{T_{s_{boost}}} \cdot \int_0^{T_{s_{boost}}} i_{T_2s}(t)^2 \cdot dt} \quad (4.56)$$

Substituindo a equação (4.19) em (4.56), obtém-se (4.57).

$$I_{ef\ T_2s} = \frac{I_g}{1+a} \cdot \sqrt{2 \cdot (1-D_{boost})} \quad (4.57)$$

A tensão no enrolamento primário é zero para as etapas de carregamento do indutor e $V_{cc}/2 \cdot (1+a)$ para as etapas de transferência de energia para a carga. Aplicando a definição de valor eficaz, tem-se:

$$V_{ef\ T_2p_1} = \sqrt{\frac{1}{T_{s_{boost}}} \cdot 2 \cdot \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{V_{cc}}{2 \cdot (1+a)} \right)^2 \cdot dt} . \quad (4.58)$$

Assim, obtém-se:

$$V_{ef\ T_2p_1} = \frac{V_{cc}}{1+a} \cdot \sqrt{\frac{1-D_{boost}}{2}} . \quad (4.59)$$

Com a tensão primária é possível obter a tensão secundária através da relação de transformação, assim:

$$V_{ef\ T_2s} = a \cdot V_{ef\ T_2p_1} .$$

Portanto:

$$V_{ef T_2s} = a \cdot \frac{V_{cc}}{1+a} \cdot \sqrt{\frac{1-D_{boost}}{2}}. \quad (4.60)$$

O valor da corrente de pico é o mesmo pico que aparece nos interruptores, assim:

$$I_{pT_2p_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot a + 1}{a + 1} \cdot \left(I_g + \frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{4 \cdot L_4 \cdot f_{s_{boost}}} \cdot V_b \right). \quad (4.61)$$

O valor da corrente de pico é o mesmo pico que aparece nos diodos do dobrador de tensão, assim:

$$I_{pT_2s} = \frac{1}{a + 1} \cdot \left(I_g + \frac{2 \cdot D_{boost} - 1}{4 \cdot L_4 \cdot f_{s_{boost}}} \cdot V_b \right). \quad (4.62)$$

4.8.6 Esforços no capacitor filtro de saída C_5

A tensão máxima sobre o capacitor é definida por:

$$V_{pC_5} = \frac{V_{cc}}{1+a}. \quad (4.63)$$

A ondulação de tensão no capacitor é proporcional à sua variação de carga. O capacitor C_5 é carregado na segunda e na quarta etapas e descarregado na primeira e terceira. Fazendo a análise para a quarta etapa, na qual a sua corrente de descarga é a corrente de saída, tem-se:

$$\Delta Q_{C_5} = \int_0^{\frac{2D_{boost}-1}{2} T_{s_{boost}}} I_{cc} \cdot dt, \quad (4.64)$$

então:

$$\Delta Q_{C_5} = I_{cc} \cdot T_{s_{boost}} \cdot \left(D_{boost} - \frac{1}{2} \right). \quad (4.65)$$

Sabe-se que:

$$\Delta V_{C_5} = \frac{\Delta Q_{C_5}}{C_5}. \quad (4.66)$$

Substituindo (4.65) em (4.66), tem-se (4.67).

$$\Delta V_{C_5} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(2 \cdot D_{boost} - 1) \cdot T_{s_{boost}} \cdot I_{cc}}{C_5} \quad (4.67)$$

A equação (4.67) também pode ser escrita como:

$$\Delta V_{C_5} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(2 \cdot D_{boost} - 1) \cdot (1 - D_{boost}) \cdot P_{o_{boost}}}{f_{s_{boost}} \cdot C_5 \cdot V_b \cdot (1 + a)}. \quad (4.68)$$

Para encontrar o valor do capacitor para uma desejada variação de tensão, é traçado um ábaco, mostrado na Figura 4.9, para determinar a razão cíclica que leva a máxima variação de tensão sobre C_5 .

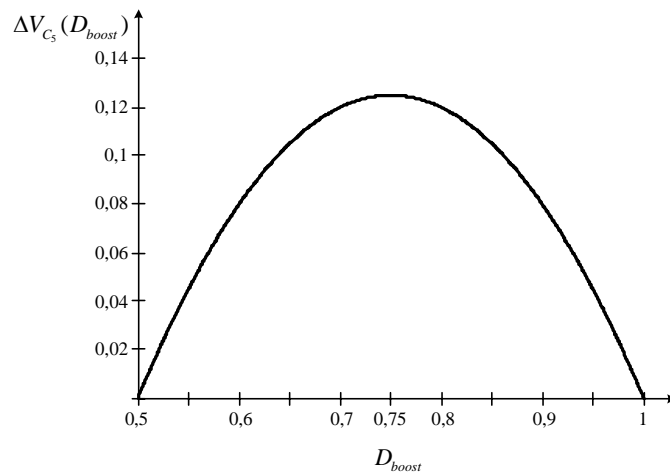


Figura 4.9 – Variação da tensão parametrizada no capacitor C_5 pela variação do ciclo de trabalho.

Resolvendo a equação (4.68) para o seu maior valor, onde a razão cíclica é igual a 0,75, encontra-se:

$$\Delta V_{C_5 \max} = \frac{1}{16} \cdot \frac{P_{o_{boost}}}{f_{s_{boost}} \cdot C_5 \cdot V_b \cdot (1 + a)}. \quad (4.69)$$

A corrente que carrega o capacitor C_5 é a mesma que circula pelo diodo D_{14} menos a corrente de saída para uma etapa de operação. O capacitor é descarregado com corrente constante igual à corrente de saída. Aplicando a definição de valor eficaz, tem-se:

$$I_{ef C_5} = \sqrt{\frac{1}{T_{s_{boost}}} \cdot \left(2 \cdot \int_{t_1}^{t_2} (i_{D_{14}}(t) - I_{cc})^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{t_1} (-I_{cc})^2 \cdot dt \right)}. \quad (4.70)$$

Resolvendo (4.70), obtém-se:

$$I_{ef C_5} = I_g \cdot \frac{1}{1 + a} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (1 - D_{boost}) \cdot (2 \cdot D_{boost} - 1)}. \quad (4.71)$$

4.8.7 Esforços nos capacitores do dobrador de tensão C_{6-7}

Os esforços de tensão e correntes são calculados para o capacitor C_6 , os esforços para o capacitor C_7 são os mesmos de C_6 .

A tensão máxima sobre o capacitor é a metade da tensão de saída menos a tensão sobre o capacitor C_5 , a equação (4.72) mostra esse valor.

$$V_{pC_6} = \frac{1}{2} \cdot \frac{a \cdot V_{cc}}{1+a} \quad (4.72)$$

A ondulação de tensão no capacitor é proporcional à sua variação de carga. O capacitor C_6 é carregado apenas na quarta etapa e descarregado nas demais etapas. Fazendo a análise para a primeira, segunda e terceira etapas, na qual a sua corrente de descarga é a corrente de saída, tem-se:

$$\Delta Q_{C_6} = \int_0^{D_{boost} T_{sboost}} I_{cc} \cdot dt, \quad (4.73)$$

então:

$$\Delta Q_{C_6} = I_{cc} \cdot T_{sboost} \cdot D_{boost} \cdot \quad (4.74)$$

Sabe-se que:

$$\Delta V_{C_6} = \frac{\Delta Q_{C_6}}{C_6}. \quad (4.75)$$

Assim:

$$\Delta V_{C_6} = \frac{D_{boost} \cdot T_{sboost} \cdot I_{cc}}{C_6}, \quad (4.76)$$

A equação (4.76) também pode ser escrita como:

$$\Delta V_{C_6} = \frac{1}{2} \cdot \frac{D_{boost} \cdot (1 - D_{boost}) \cdot P_{o_{boost}}}{f_{sboost} \cdot C_6 \cdot V_b \cdot (1+a)}. \quad (4.77)$$

A Figura 4.10 mostra a variação da tensão sobre C_6 parametrizada pela variação do ciclo de trabalho, esse ábaco é feito para determinar o valor da razão cíclica para a máxima variação de tensão em C_6 . O ponto para máxima variação é quando a razão cíclica é igual à 0,5, esse valor é substituído em (4.77) para encontrar o valor do capacitor C_6 para a máxima variação de tensão, determinado por (4.78).

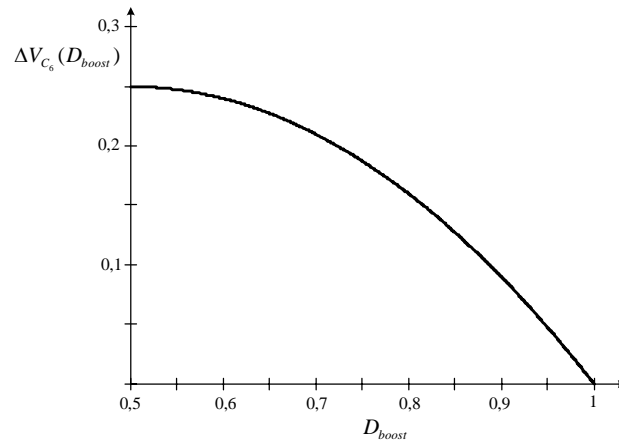


Figura 4.10 – Variação da tensão parametrizada no capacitor C_6 pela variação da razão cíclica.

$$C_6 = \frac{1}{4} \cdot \frac{P_{o_{boost}}}{f_{s_{boost}} \cdot V_b \cdot (1+a) \cdot \Delta V_{C_6 \max}} \quad (4.78)$$

A corrente que carrega o capacitor C_6 é a corrente que circula através do diodo D_{15} menos a corrente de saída durante a quarta etapa de operação. O capacitor é descarregado com corrente constante igual à corrente de saída para as demais etapas. Aplicando a definição de valor eficaz, tem-se:

$$I_{ef C_6} = \sqrt{\frac{1}{T_{s_{boost}}} \cdot \left(\int_{t_1}^{t_2} (i_{D_{14}}(t) - I_{cc})^2 \cdot dt + 3 \cdot \int_0^{t_1} (-I_{cc})^2 \cdot dt \right)}. \quad (4.79)$$

Resolvendo (4.79), obtém-se:

$$I_{ef C_6} = I_g \cdot \frac{1}{1+a} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (1 - D_{boost}) \cdot (-4 \cdot D_{boost}^2 + 9 \cdot D_{boost} - 3)}. \quad (4.80)$$

4.9 Potência processada pelo transformador T_2

Um autotransformador é apenas um transformador normal ligado de um modo especial. A diferença é que o enrolamento secundário fica em série com um dos enrolamentos primários. O desempenho de um autotransformador é regido pelas mesmas considerações fundamentais para um transformador isolador.

Os autotransformadores têm maior capacidade de potência comparados aos transformadores isoladores de mesmo volume, pelo fato de que não necessitam transformar toda a potência em indução eletromagnética [40]. Com isso, faz-se necessário o cálculo da potência processada pelo transformador da topologia.

O transformador T_2 se comporta nas etapas de transferência com um autotransformador

assim só processando potência nessas etapas, segunda e quarta. Dessa forma a potência processada pelo transformador é a potência no secundário somada com a potência do primário na segunda e quarta etapas, e é dada pela seguinte equação:

$$P_{T_2} = V_{ef T_2s} \cdot I_{ef T_2s} + V_{ef T_1p_1} \cdot (\sqrt{2} \cdot I_{ef D_{14}}). \quad (4.81)$$

Substituindo as equações (4.40), (4.57), (4.59) e (4.60) em (4.81), encontra-se:

$$P_{T_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_{o_{boost}} \cdot (1 + 2 \cdot a)}{1 + a}. \quad (4.82)$$

A Figura 4.11 mostra o gráfico da relação entre a potência ativa processada no transformador pela potência total de saída para a variação da relação de transformação, onde se percebe o aumento da potência processada com o aumento da relação de transformação.

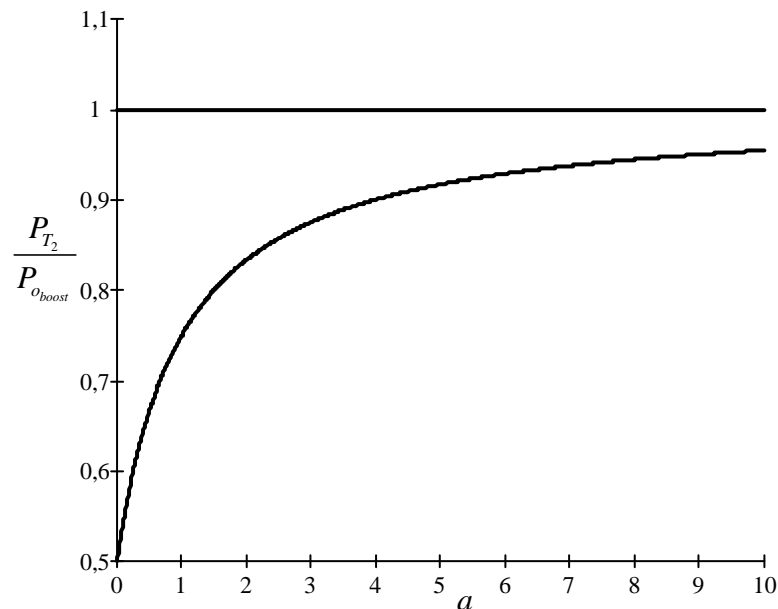


Figura 4.11 – Relação da potência processada pelo transformador T_2 pela variação da relação de transformação.

4.10 Estratégia de controle

Para fazer o controle do conversor *boost* de alto ganho, foi utilizada a técnica de controle direto da razão cíclica, controle modo tensão. A estratégia consiste em variar a razão cíclica dos interruptores para conseguir a regulação da tensão de saída constante. A Figura 4.12 mostra o conversor com seu devido controle.

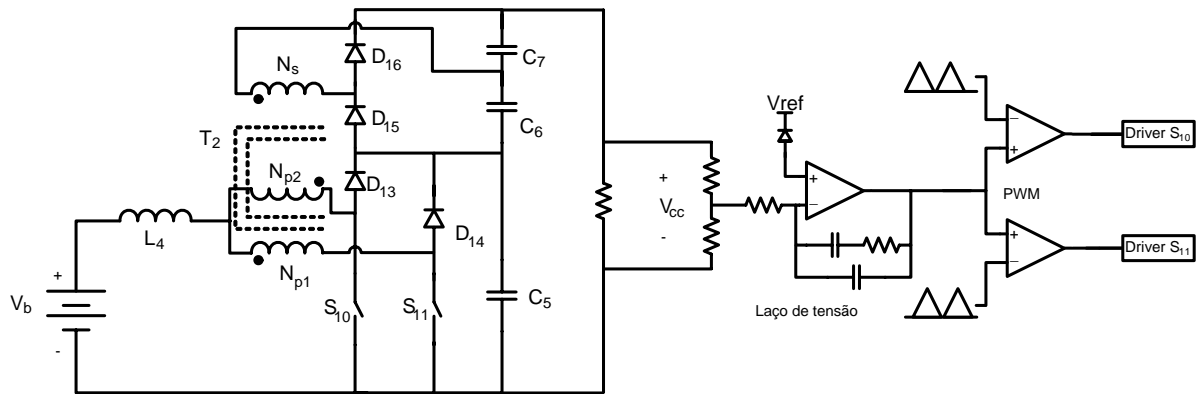


Figura 4.12 – Circuito de potência e controle do conversor.

O esquema de controle sugerido é composto por um divisor resistivo, que diminui proporcionalmente o valor da tensão de saída para o nível de tensão adequado para o controle. Uma malha de tensão, responsável por comparar a tensão de saída com a tensão de referência, assim gerando um sinal de controle que vai para o modulador PWM. A modulação PWM é feita pela comparação do sinal de erro com duas ondas triangulares defasadas 180° entre si. Como resultados dessa comparação são gerados dois trens de pulsos, os quais acionam os interruptores S_{10} e S_{11} .

4.11 Conclusão

A análise do conversor foi feita através da apresentação de suas etapas de operação. Com o princípio de funcionamento demonstrado, foram desenvolvidas as principais equações para a topologia, que descrevem os esforços de tensão e corrente. Esses esforços de tensão e corrente são a base para a especificação dos diversos componentes do conversor.

A topologia do *boost* de alto ganho apresenta a vantagem em relação a topologia clássica do conversor *boost* pelo fato de poder operar com ganhos estáticos mais elevados e também por apresentar esforços de tensão e corrente menores para um mesmo ganho. Esses esforços variam com a relação de transformação do transformador T_2 , com isso, a escolha dessa relação implica diretamente sobre os esforços.

CAPÍTULO 5

METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

5.1 Introdução

Para realizar a especificação dos diversos componentes do Projeto Inversol, são calculados os esforços de tensão e corrente em cada componente. Os cálculos térmicos e a técnica de construção dos magnéticos também são apresentados.

Com base nas especificações da saída do Projeto Inversol apresentadas no primeiro capítulo, são dimensionados os três conversores: retificador, inversor e *boost* de alto ganho. O carregador de baterias e a fonte auxiliar têm as suas especificações e os seus cálculos apresentados nos Apêndice A e B, respectivamente.

A metodologia adotada para a execução do projeto começa com a especificação e projeto do retificador, após é realizada a especificação e projeto do inversor e em seguida do *boost* de alto ganho, assim, seguindo a mesma seqüência da apresentação teórica. Algumas considerações práticas também são apresentadas.

5.2 Retificador

O retificador alimenta o inversor e tem sua especificação baseada nas potências de entrada do inversor, então considera-se um rendimento $\eta_{inv}=93\%$ para uma potência de saída de $P_o=500W$. Os cálculos para os esforços nos diversos componentes têm como base as equações desenvolvidas no Capítulo 2.

5.2.1 Especificação do retificador

Para o projeto do retificador foram usados os seguintes dados e características:

- Potência útil de saída $P_{o_{ret}} = 540W$;
- Tensão de entrada $V_i = 220V$ com variação de $\pm 15\%$;
- Frequência da rede de alimentação $f_r = 60Hz$;
- Distorção harmônica da corrente de entrada $THD_{I_i} \leq 5\%$;
- Tensão de saída de $V_{cc} = 400V$ com variação de $\pm 2\%$;

- Potência da saída para o carregador $P_{in_{carg}} = 40W$;
- Tensão de saída para o carregador de baterias $V_{carg} = 36V$;
- Fator de potência de entrada $FP_{ret} \approx 1$;
- Variação da corrente do indutor $\Delta i_{L_1 \max} = 20\%$;
- Relação de transformação $N = 0,92$;
- Rendimento estimado $\eta_{ret} = 92\%$;
- Freqüência de comutação $f_{s_{ret}} = 40kHz$;
- Tempo de *hold-up* $Th = 20ms$.

5.2.2 Projeto do retificador

O projeto do retificador consiste na determinação dos esforços de tensão e corrente para então especificar cada componente da topologia mostrada na Figura 5.1. É observado nessa figura, que existe a adição de um componente a mais no circuito, C_8 , capacitor necessário para absorver oscilações que ocorrem no modo de condução descontínua da corrente no indutor, também é vista a saída com tensão V_{carg} que alimenta o carregador de baterias.

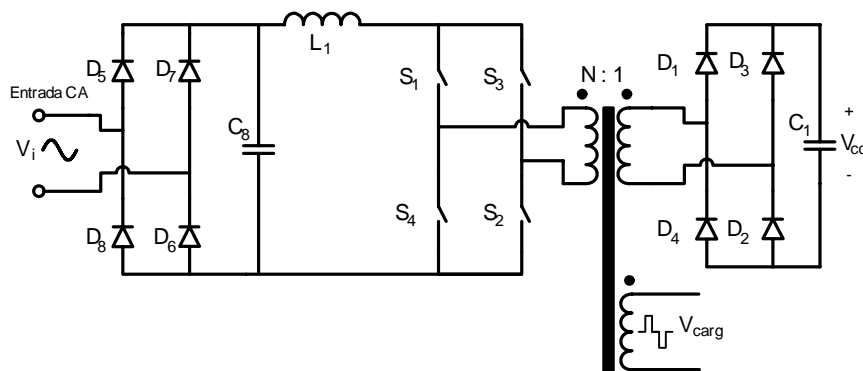


Figura 5.1 – Topologia do retificador.

5.2.2.1 Cálculos básicos do retificador

A potência média de entrada é igual à:

$$P_{in_{ret}} = \frac{P_{o_{ret}} + P_{in_{carg}}}{\eta_{ret}} = 630W . \quad (5.1)$$

A tensão de pico na entrada para condição nominal é encontrada em (5.2).

$$V_{p i} = \sqrt{2} \cdot V_i = 311V \quad (5.2)$$

O parâmetro β para a tensão nominal de entrada é definido por:

$$\beta_n = \frac{V_{cc}}{V_{p i}} = 1,3. \quad (5.3)$$

Considerando a variação da tensão de entrada, para o valor máximo da tensão de entrada o parâmetro β tem o valor de:

$$\beta_{V_{\max}} = \frac{V_{cc}}{V_{p i} + 15\%} = 1,12, \quad (5.4)$$

e para o valor mínimo de tensão de entrada de:

$$\beta_{V_{\min}} = \frac{V_{cc}}{V_{p i} - 15\%} = 1,51 \quad (5.5)$$

A corrente média de saída é calculada por:

$$I_{cc} = \frac{P_{o_{ret}}}{V_{cc}} = 1,35A. \quad (5.6)$$

A corrente eficaz de entrada é obtida pela equação (5.7).

$$I_i = \sqrt{2} \cdot \frac{\beta_{V_{\min}} \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} = 3,3A \quad (5.7)$$

O pico da corrente de entrada é calculado a seguir:

$$I_{p i} = 2 \cdot \frac{\beta_{V_{\min}} \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} = 4,4A. \quad (5.8)$$

A variação máxima de corrente no indutor é:

$$\Delta I_{L_1 \max} = 20\% \cdot I_{p i} = 0,8A. \quad (5.9)$$

5.2.2.2 Dimensionamento do indutor L_1

Como o valor do parâmetro β é menor que 2, o valor da indutância é determinado pela seguinte equação:

$$L_1 = \frac{V_{p i} \cdot N \cdot \beta_n}{8 \cdot f_{s_{ret}} \cdot \Delta I_{L_1 \max}} = 1,4mH. \quad (5.10)$$

A corrente eficaz pelo indutor é calculado por:

$$I_{ef_{caL_1}} = \sqrt{2} \cdot \frac{\beta_{V_{\min}} \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} = 3,1A . \quad (5.11)$$

O pico máximo da corrente no indutor é dado por (5.12).

$$I_{p_{caL_1}} = 2 \cdot \frac{\beta_{V_{\min}} \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} = 4,4A \quad (5.12)$$

Para a confecção do indutor do retificador são utilizados os seguintes passos, descritos a seguir:

- A escolha do núcleo utilizado é realizada pelo produto das áreas, pela seguinte equação:

$$A_p = \frac{L_1 \cdot I_{pL_1} \cdot I_{ef_{L_1}}}{K_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 . \quad (5.13)$$

Assim o resultado da equação (5.13) é:

$$A_p = 2,7cm^4 . \quad (5.14)$$

Para satisfazer o produto das áreas, foi selecionado o núcleo de ferrite com referência NEE42/20–IP12 do fabricante Thornton, cujas características são apresentadas a seguir:

$$A_p = 6,25cm^4 ; A_e = 2,44cm^2 ; A_w = 2,56cm^2 ; lt = 10,3cm ; Ve = 21cm^3 ; G = 2,95cm .$$

- O Número de espiras é obtido através da equação:

$$N_{L_1} = \frac{L_1 \cdot I_{pL_1}}{A_e \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = 86 . \quad (5.15)$$

- Para determinar o entreferro são efetuados os seguintes cálculos, levando em consideração que a permeabilidade de vácuo $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H / m$:

$$l_{g_{L_1}} = \frac{\mu_o \cdot N_{L_1}^2 \cdot A_e}{L_1} \cdot 10^{-2} = 0,16cm . \quad (5.16)$$

O valor do entreferro é recalculado, segundo [41], tendo em conta o efeito do fluxo de borda. Para isso é calculado um fator de correção determinado por (5.17).

$$F = 1 + \frac{l_{g_{L_1}}}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G}{l_{g_{L_1}}}\right) = 1,37 \quad (5.17)$$

O fator F multiplica a equação (5.16) para ser encontrado o novo entreferro:

$$l_{g_{L_1}} = \frac{\mu_o \cdot N_{L_1}^2 \cdot A_e}{L_1} \cdot F \cdot 10^{-2} = 0,22cm. \quad (5.18)$$

Como o entreferro vai ser distribuído entre os dois lados do núcleo EE o valor do espaço entre os núcleos é da metade do entreferro, assim:

$$\delta_{L_1} = \frac{l_{g_{L_1}}}{2} = 1,1mm. \quad (5.19)$$

- A escolha do condutor é obtida pelos seguintes critérios:

Primeiro é calculado o máximo diâmetro do fio, para que as perdas pelo efeito pelicular sejam minimizadas, portanto:

$$\Delta_{L_1 \max} = \frac{15}{\sqrt{f_{s_{ref}}}} = 0,75mm. \quad (5.20)$$

Com isso é utilizado o fio AWG 22 que tem diâmetro $\Delta_{AWG22} = 0,60mm$. Assim, é calculada a área do fio em (5.21).

$$S_{AWG22} = \pi \cdot \left(\frac{\Delta_{AWG22}}{2}\right)^2 = 0,32mm^2 \quad (5.21)$$

Dessa forma o número de fios em paralelo é determinado pela equação a seguir:

$$n_{p_{L_1}} = \frac{I_{ef L_1}}{S_{AWG22} \cdot J_{\max}} \simeq 3. \quad (5.22)$$

- O fator de utilização da janela é encontrado da seguinte forma:

O valor da área da seção do condutor com isolamento é encontrado pela equação abaixo:

$$S_{AWG22 \text{ isolado}} = \pi \cdot \left(\frac{\Delta_{AWG22} + 0,028 \cdot \sqrt{\Delta_{AWG22}}}{2}\right)^2 = 0,40mm^2. \quad (5.23)$$

O fator de utilização é encontrado por (5.24).

$$k_u = \frac{n_{pL_1} \cdot N_{L_1} \cdot S_{AWG22 \text{ isolado}}}{A_w} = 0,42 \quad (5.24)$$

Como o valor calculado é menor que o valor assumido de 0,7 a montagem do indutor não deve apresentar problemas por falta de espaço.

• A quantidade de cobre utilizada para montagem do indutor é encontrada pela seguinte aproximação, considerando a densidade do cobre de $\rho_{mCu} = 8,920 \text{ g/cm}^3$:

$$m_{Cu L_1} = 1,15 \cdot S_{AWG22} \cdot l_t \cdot n_{pL_1} \cdot N_{L_1} \cdot \rho_{mCu} = 56 \text{ g} . \quad (5.25)$$

A Tabela 5.1 apresenta o resumo para a montagem do indutor L_1 .

Tabela 5.1 – Resumo do projeto do indutor L_1 .

Valor da Indutância L_2	$L_1 = 1400 \mu H$
Núcleo selecionado	NEE42/20–IP12 do fabricante Thornton
Número de espiras	$N_{L_1} = 86$
Fio	AWG22
Número de fios em paralelo	$n_{pL_1} = 3$
Massa de cobre utilizada	$m_{Cu L_1} = 56 \text{ g}$
Espaço do entreferro entre os núcleos	$\delta_{L_1} = 1,1 \text{ mm}$

Em seguida são calculadas as perdas no indutor L_1 , de acordo com os seguintes passos:

• As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são determinadas a seguir.

A variação máxima da densidade do fluxo magnético é obtida por:

$$\Delta B_{L_1} = B_{\max} \cdot \frac{\Delta i_{L_1 \max}}{I_{pL_1}} = 0,06 \text{ T} . \quad (5.26)$$

A perda magnética é dada pela seguinte equação:

$$P_{nucleo L_1} = \Delta B_{L_1}^x \cdot (K_H \cdot f_{L_1} + K_E \cdot f_{L_1}^2) \cdot V_e . \quad (5.27)$$

No qual:

$x = 2,3294$ - coeficiente para o material ferrite IP12;

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

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

$f_{L_1} = 2 \cdot f_{s_{ret}}$ - frequência de operação do indutor.

Substituindo os valores em (5.27), encontra-se:

$$P_{nucleo L_1} = 0,01W . \quad (5.28)$$

• A perda no cobre do indutor é encontrada pela equação (5.29), considerando que a resistividade do cobre a 80° é de $\rho_{rCu}(80^\circ) = 2,11 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$.

$$P_{Cu L_1} = \frac{\rho_{rCu}(80^\circ) \cdot l_t \cdot N_{L_1} \cdot I_{ef L_1}^2}{S_{AWG22} \cdot n_{pL_1}} = 1,22W . \quad (5.29)$$

• A perda total no indutor é a somatória das duas perdas, assim:

$$P_{L_1} = P_{nucleo L_1} + P_{Cu L_1} = 1,23W . \quad (5.30)$$

A elevação de temperatura do indutor é dada pela equação abaixo:

$$\Delta T_{L_1} = 59,28 \cdot V_e^{-0,544} \cdot P_{L_1} = 60^\circ C . \quad (5.31)$$

5.2.2.3 Dimensionamento do transformador T₁

A corrente eficaz no primário do transformador T₁ é dada por (5.32), no secundário por (5.33) e na saída do carregador por (5.34);

$$I_{ef T_{1p}} = \frac{I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \beta_{V_{min}}}{\pi \cdot N}} = 2,12A \quad (5.32)$$

$$I_{ef T_{1s}} = \frac{I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \beta_{V_{min}} \cdot N}{\pi}} = 1,95A \quad (5.33)$$

$$I_{ef T_{1carg}} = \frac{P_{in_carg}}{\eta_{ret} \cdot V_{carg}} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \beta_{V_{min}} \cdot N}{\pi}} = 1,6A \quad (5.34)$$

A corrente de pico no primário do transformador é encontrada em (5.35) e no secundário em (5.36).

$$I_{p T_{1p}} = 2 \cdot \frac{\beta_{V_{min}} \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} = 4,4A \quad (5.35)$$

$$I_{p T_{1s}} = 2 \cdot N \cdot \frac{\beta_{V_{min}} \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} = 4,1A \quad (5.36)$$

A tensão eficaz no primário do transformador é dada por (5.37), no secundário por (5.38) e na saída para o carregador de baterias por (5.39).

$$V_{ef T_{1p}} = V_{cc} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot N}{\pi \cdot \beta_{V_{\max}}}} = 290V \quad (5.37)$$

$$V_{ef T_{1s}} = V_{cc} \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi \cdot \beta \cdot N}} = 315V \quad (5.38)$$

$$V_{ef T_{carg}} = V_{carg} \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi \cdot \beta \cdot N}} = 28V \quad (5.39)$$

O projeto do transformador é realizado considerando o valor da corrente de magnetização desprezível em relação a corrente de carga, assim para sua confecção são seguidos os seguintes passos:

- A escolha do núcleo utilizado é realizada pelo produto das áreas, dado pela seguinte equação:

$$A_p = \frac{1,05 \cdot (P_{o_{ret}} + P_{i_{carg}})}{2 \cdot K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{\max} \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_{s_{ret}}} \cdot 10^4. \quad (5.40)$$

No qual:

$K_t = 1$ - fator de topologia;

$K_u = 0,4$ - fator de utilização da área da janela;

$K_p = 0,41$ - fator de utilização do primário;

$J_{\max} = 350A/cm^2$ - máxima densidade de corrente;

$\Delta B_{\max} = 0,15T$ - variação máxima da densidade de fluxo magnético;

assim o resultado da equação (5.40) é:

$$A_p = 17,7cm^4. \quad (5.41)$$

Para satisfazer tal produto de áreas, foi selecionado o núcleo de ferrite com referência NEE65/26-IP12 do fabricante Thornton, cujas características são apresentadas a seguir:

$$A_p = 28,3cm^4; A_e = 5,17cm^2; A_w = 5,48cm^2; lt = 14,8cm; Ve = 71,4cm^3; G = 4,4cm.$$

• O número de espiras dos enrolamentos do transformador é obtido através de (5.42) para o primário, de (5.43) para o secundário e de (5.44) para a saída do carregador.

$$N_{T_{1p}} = \frac{V_{cc} \cdot N}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_{s_{ret}}} \cdot 10^4 = 60 \quad (5.42)$$

$$N_{T_{1s}} = \frac{N_{T_{1p}}}{N} = 66 \quad (5.43)$$

$$N_{T_{1carg}} = \frac{N_{T_{1p}} \cdot V_{carg}}{N \cdot V_{cc}} = 6 \quad (5.44)$$

• A escolha do condutor é obtida pelos seguintes critérios:

Primeiro é calculado o máximo diâmetro do fio, para que as perdas pelo efeito pelicular sejam minimizadas, portanto:

$$\Delta_{T_{1\max}} = \frac{15}{\sqrt{f_{s_{ret}}}} = 0,75mm . \quad (5.45)$$

Com isso é utilizado o fio AWG 22 que tem diâmetro $\Delta_{AWG22} = 0,60mm$, assim a área do fio é calculada por (5.21).

Dessa forma o número de fios em paralelo para o primário é encontrado por (5.46), para o secundário por (5.47) e para a saída do carregador por (5.48).

$$n_{pT_{1p}} = \frac{I_{ef T_{1p}}}{S_{AWG22} \cdot J_{\max}} \simeq 2 \quad (5.46)$$

$$n_{pT_{1s}} = \frac{I_{p T_{1s}}}{S_{AWG22} \cdot J_{\max}} \simeq 2 \quad (5.47)$$

$$n_{pT_{1carg}} = \frac{I_{ef T_{1carg}}}{S_{AWG22} \cdot J_{\max}} \simeq 2 \quad (5.48)$$

• O fator de utilização da janela é encontrado da seguinte forma:

O valor da área da seção do condutor com isolamento é encontrado pela equação (5.23).

O fator de utilização é encontrado por:

$$k_u = \frac{(N_{T_{1p}} \cdot n_{pT_{1p}} + N_{T_{1s}} \cdot n_{pT_{1s}} + N_{T_{1carg}} \cdot n_{pT_{1carg}}) \cdot S_{AWG22 \text{ isolado}}}{A_w} = 0,25 . \quad (5.49)$$

Pelo resultado de (5.49) a montagem do transformador não deve apresentar problemas por falta de espaço.

- A quantidade de cobre utilizada para montagem do transformador é encontrada para o primário por (5.50), para o secundário por (5.51) e para saída do carregador por (5.52).

$$m_{Cu T_{1p}} = 1,15 \cdot S_{AWG22} \cdot lt \cdot N_{T_{1p}} \cdot n_{pT_{1p}} \cdot \rho_{mCu} = 60g \quad (5.50)$$

$$m_{Cu T_{1s}} = 1,15 \cdot S_{AWG22} \cdot lt \cdot N_{T_{1s}} \cdot n_{pT_{1s}} \cdot \rho_{mCu} = 65g \quad (5.51)$$

$$m_{Cu T_{1carg}} = 1,15 \cdot S_{AWG22} \cdot lt \cdot N_{T_{1carg}} \cdot n_{pT_{1carg}} \cdot \rho_{mCu} = 6g \quad (5.52)$$

A Tabela 5.2 apresenta o resumo para a montagem do transformador T_1 .

Tabela 5.2 – Resumo do projeto do transformador T_1 .

Núcleo selecionado	NEE65/26–IP12 do fabricante Thornton
Fio	AWG22
Número de espiras / fio paralelo do primário	$N_{T_{1p}} = 60 / n_{pT_{1p}} = 2$
Número de espiras / fio paralelo do secundário	$N_{T_{1s}} = 66 / n_{pT_{1s}} = 2$
Número de espiras / fio paralelo da saída	$N_{T_{1carg}} = 6 / n_{pT_{1carg}} = 2$
Massa de cobre utilizada	$m_{Cu T_1} = 130g$

Em seguida são calculadas as perdas no transformador T_1 , de acordo com os seguintes passos:

- A perda magnética do núcleo de ferrite é determinada da seguinte forma:

$$P_{nucleo T_1} = \Delta B_{max}^x \cdot (K_H \cdot f_{T_1} + K_E \cdot f_{T_1}^2) \cdot V_e \quad (5.53)$$

No qual:

$f_{T_1} = f_{s_{ret}}$ - frequência de operação do transformador.

Substituindo os valores em (5.53), encontra-se:

$$P_{nucleo L_1} = 1,92W \quad (5.54)$$

- A perda no cobre do transformador é encontrada pela equação (5.55), com a resistividade do cobre a 80° .

$$P_{Cu T_1} = \frac{\rho_{rCu}(80^\circ) \cdot lt \cdot (N_{T_{1p}} \cdot I_{ef T_{1p}}^2 + N_{T_{1s}} \cdot I_{ef T_{1s}}^2 + N_{T_{1carg}} \cdot I_{ef T_{1carg}}^2)}{S_{AWG22} \cdot (n_{pT_{1p}} + n_{pT_{1s}} + n_{pT_{1carg}})} = 0,9W \quad (5.55)$$

- A perda total no indutor é a somatória das duas perdas, assim:

$$P_{T_1} = P_{nucleo T_1} + P_{Cu T_1} = 2,79W . \quad (5.56)$$

A elevação de temperatura do indutor é dada pela equação (5.57).

$$\Delta T_{T_1} = 59,28 \cdot V_e^{-0,544} \cdot P_{T_1} = 20^\circ C \quad (5.57)$$

5.2.2.4 Dimensionamento dos interruptores S_{1-4}

A especificação dos interruptores S_{1-4} é obtida após o cálculo dos esforços de tensão e corrente.

Tensão máxima sobre o interruptor é de:

$$V_{p S_1} = N \cdot V_{cc} = 368V . \quad (5.58)$$

A corrente média através do interruptor é definida por:

$$I_{med S_1} = 2 \cdot \frac{I_{cc} \cdot \beta_{V_{min}}}{\pi \cdot \eta_{ret}} = 1,4A . \quad (5.59)$$

A equação abaixo mostra a corrente eficaz do interruptor:

$$I_{ef S_1} = \frac{I_{cc}}{2 \cdot \eta_{ret}} \cdot \sqrt{2 \cdot \beta_{V_{min}} \cdot \frac{\pi \cdot \beta_{V_{min}} \cdot N + 2}{\pi \cdot N}} = 1,9A . \quad (5.60)$$

A corrente de pico é dada por:

$$I_{pS_1} = 2 \cdot \frac{\beta_{V_{min}} \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} = 4,4A . \quad (5.61)$$

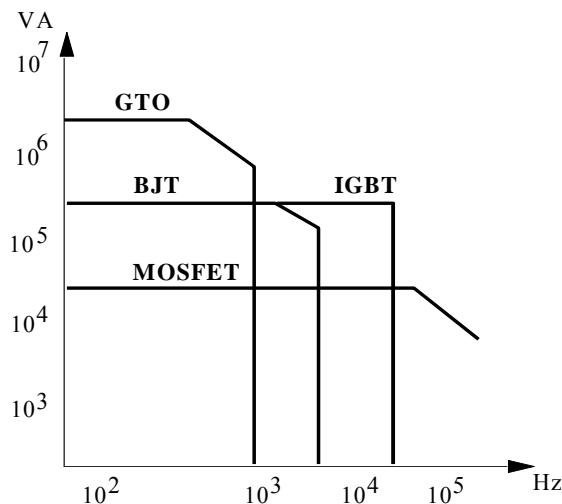


Figura 5.2 – Característica potência versus frequência das tecnologias de interruptores.

Com a determinação dos esforços é possível realizar a escolha dos interruptores para o retificador. Para escolher o tipo de tecnologia utilizada, se tem com base Figura 5.2. Dessa forma a tecnologia eleita para uso no retificador é o IGBT. O critério de escolha do interruptor é baseado nos esforços calculados e na disponibilidade do almoxarifado, assim o IGBT IRGP50B60PD do fabricante *International Rectifier* é selecionado. A Tabela 5.3 mostra as especificações do interruptor escolhido.

Tabela 5.3 – Especificações do interruptor escolhido para o retificador.

Tipo de interruptor / Diodo	IGBT NPT / Ultra Rápido
Corrente média máxima de coletor	$I_{med C} = 45A @100^{\circ}C$
Tensão máxima coletor-emissor	$V_{ce} = 600V$
Resistência térmica junção cápsula (IGBT)	$R_{thjc S_i} = 0,34^{\circ}C/W$
Corrente média máxima no diodo	$I_{med D} = 15A @100^{\circ}C$
Resistência térmica junção cápsula (Diodo)	$R_{thjc D_i} = 0,64^{\circ}C/W$
Referência (<i>International Rectifier</i>)	IRGP50B60PD

Para a determinação do dissipador térmico é feito o cálculo da potência dissipada nos interruptores e calculado o valor máximo da resistência térmica do dissipador. Para encontrar a potência dissipada é utilizado o método alternativo proposto em [42], que tem como base as correntes que atravessam os interruptores e os ábacos apresentados em sua folha de dados.

A potência dissipada na condução do interruptor é achada por:

$$P_{cond S_1} = V_{CE} \cdot I_{med S_1} = 1,4W . \quad (5.62)$$

No qual $V_{CE}=1V$ é: a tensão coletor-emissor do interruptor, extraído da folha de dados.

As perdas durante a comutação da chave são encontradas pela seguinte aproximação:

$$P_{comut S_1} = \frac{f_{sret}}{2} \cdot (t_{rN} + t_{fN}) \cdot I_{ef S_1} \cdot V_{pS_1} = 1W . \quad (5.63)$$

Com as potências dissipadas determinadas é realizado o dimensionamento do dissipador térmico. Para esse cálculo é considerado uma temperatura ambiente $T_a = 40^{\circ}C$ e uma temperatura de junção $T_j = 100^{\circ}C$, a resistência térmica dissipador-ambiente máxima para um interruptor é de:

$$R_{thda S_1} = \frac{T_j - T_a - (P_{cond S_1} + P_{comut S_1}) \cdot (R_{thjc S_1} + R_{thcd})}{(P_{cond S_1} + P_{comut S_1})} = 24^{\circ}C/W . \quad (5.64)$$

5.2.2.5 Dimensionamento dos diodos D_{1-4}

Tensão reversa máxima sobre os diodos:

$$V_{pD_1} = V_{cc} = 400V . \quad (5.65)$$

A corrente média do diodo é obtido em (5.66).

$$I_{med D_1} = \frac{4 \cdot I_{cc}}{\pi^2 \cdot \eta_{ret}} = 0,6A \quad (5.66)$$

Para encontrar a corrente eficaz é usada a seguinte equação:

$$I_{ef D_1} = \frac{I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \beta_{V_{min}} \cdot N}{\pi}} = 1,4A . \quad (5.67)$$

A corrente de pico é:

$$I_{p D_1} = 2 \cdot \frac{N \cdot \beta_{V_{min}} \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} = 4,4A . \quad (5.68)$$

Com os cálculos dos esforços concluídos é realizada a especificação dos diodos D_{1-4} , que compõem uma ponte retificadora em alta frequência. A escolha da tecnologia do diodo é feita levando em consideração que os diodos estão em série com o indutor L_1 e a indutância de dispersão do transformador T_1 , estar em série com essas indutâncias provoca aumento das perdas por desligamento. Para evitar tal efeito é eleita a tecnologia *Silicon Carbide Schottky* que tem como característica a corrente de recuperação reversa praticamente nula. Assim, a escolha com base na tecnologia adequada e nos esforços resulta no diodo de referência CSD01060A do fabricante *CREE*, a Tabela 5.4 apresenta suas principais características.

Tabela 5.4 – Especificações do diodo escolhido para a ponte em alta frequência do retificador.

Tipo de diodo	Recuperação reversa nula
Corrente média máxima	$I_{med D} = 1,4A @150^\circ C$
Tensão reversa máxima	$V_{RRM} = 600V$
Pico máximo da corrente repetitiva	$I_{FRM} = 5A$
Resistência térmica junção cápsula	$R_{thjc D_r} = 7^\circ C / W$
Referência (<i>CREE</i>)	CSD01060A

Para determinar as perdas nos diodo D_{1-4} é utilizada a seguinte metodologia. É empregado o modelo mostrado pela Figura 5.3 que a partir dos valores médio e eficaz da corrente através do componente e queda de tensão de limiar da condução é encontrada a perda

por condução. Como a corrente de recuperação é praticamente desprezível, a perda por comutação é calculada considerando somente a energia necessária para a carga da capacitância de junção. A Tabela 5.5 apresenta os dados extraídos da folha de dados necessários para os cálculos das perdas.

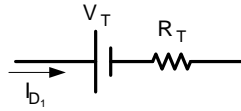


Figura 5.3 – Modelo do diodo.

Tabela 5.5 – Dados do diodo para cálculo das perdas.

CSD01060A	
Queda de tensão no limiar da condução	$V_T = 0,94 - (T_j \cdot 1,2 \cdot 10^{-3})$
Resistência de condução	$R_T = 0,015 + (T_j \cdot 6,4 \cdot 10^{-3})$
Carga total da capacitância	$Q_C = 3,3nC$

A perda por condução, considerando a temperatura de junção $T_j = 100^\circ C$, é determinada pela seguinte equação:

$$P_{cond D_1} = I_{ef D_1}^2 \cdot R_T(100^\circ) + I_{med D_1} \cdot V_T(100^\circ) = 1,7W . \quad (5.69)$$

A perda na comutação do diodo é encontrada pela equação (5.70).

$$P_{comut D_1} = Q_C \cdot V_{cc} \cdot f_{s_{ret}} = 0,1W . \quad (5.70)$$

Com as perdas encontradas é possível encontrar a resistência térmica máxima do dissipador para cada diodo, determinado em (5.71).

$$R_{thda D_1} = \frac{T_j - T_a - (P_{cond D_1} + P_{comut D_1}) \cdot (R_{thjc D_1} + R_{thcd})}{P_{cond D_1} + P_{comut D_1}} = 26^\circ C/W \quad (5.71)$$

5.2.2.6 Dimensionamento dos diodos D₅₋₈

A tensão máxima reversa nos diodos da ponte retificadora de entrada é de:

$$V_{p D_5} = V_{p i} \cdot \frac{\beta_n}{\beta_{V_{max}}} = 358V . \quad (5.72)$$

A corrente média no diodo é igual à:

$$I_{med D_5} = \frac{2 \cdot \beta_{V_{min}} \cdot I_{cc}}{\pi \cdot \eta_{ret}} = 1,4A . \quad (5.73)$$

A corrente eficaz é encontrada por:

$$I_{ef D_5} = \frac{\beta_{V_{\min}} \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} = 2,2A. \quad (5.74)$$

A corrente de pico tem o mesmo valor do pico de entrada, assim:

$$I_{pD_5} = 2 \cdot \frac{\beta_{V_{\min}} \cdot I_{cc}}{\eta_{ret}} = 4,4A. \quad (5.75)$$

A ponte retificadora de entrada opera na frequência da tensão de entrada e cada diodo conduz a corrente de entrada por meio período da tensão de alimentação. Assim a tecnologia escolhida é a de diodos lentos. Dessa forma, com base nos esforços calculados e na disponibilidade do almoxarifado, o diodo 1N5406 do fabricante *FAIRCHILD SEMICONDUCTOR* é selecionado. A Tabela 5.6 mostra as características do diodo escolhido.

Tabela 5.6 – Especificações do diodo escolhido para a ponte retificadora de entrada do retificador.

Tipo de diodo	Lento
Corrente média máxima	$I_{med D} = 3A @ T_a = 100^\circ C$
Tensão reversa máxima	$V_{RRM} = 600V$
Pico máximo da corrente repetitiva	$I_{FRM} = 200A$
Resistência térmica junção ambiente	$R_{thjc D_1} = 20^\circ C / W$
Referência	1N5406

Para determinar as perdas nos diodo $D_{5,8}$ é se calcula apenas as perdas por condução, devido os diodos operarem em baixa frequência as perdas por comutação são desprezadas. Assim é empregado o modelo da Figura 5.4 que utiliza os valores médio e eficaz da corrente através do diodo, da queda de tensão direta e queda de tensão de limiar da condução para encontrar a perda. A Tabela 5.7 apresenta os dados extraídos da folha de dados necessários para os cálculos das perdas.

Tabela 5.7 – Dados do diodo para cálculo das perdas.

1N5406	
Queda de tensão no limiar da condução	$V_T(I_{med D_5}) = 0,8V$
Queda de tensão direta nominal	$V_F(3A) = 1,2V$
Queda de tensão no limiar nominal	$V_T(3A) = 0,9V$
Máxima temperatura da junção	$T_{J_{\max}} = 150^\circ C$

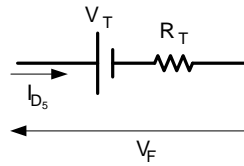


Figura 5.4 – Modelo do diodo.

A resistência de condução do diodo é encontrada por (5.76).

$$R_T = \frac{V_F(3A) - V_T(3A)}{I_{med D}} = 100m\Omega \quad (5.76)$$

Dessa forma a potência dissipada na condução do diodo pode ser calculada por:

$$P_{cond D_5} = I_{ef D_5}^2 \cdot R_T + I_{med D_5} \cdot V_T(I_{med D_5}) = 1,6W . \quad (5.77)$$

Como não é colocado junto ao encapsulamento do diodo um dissipador térmico, é verificado se a temperatura da junção respeita o limite máximo considerando uma temperatura ambiente de $T_a = 40^\circ C$.

$$T_j = P_{cond D_5} \cdot R_{thjc D_1} + T_a = 76^\circ C \quad (5.78)$$

5.2.2.7 Dimensionamento do capacitor C_1

Para a especificação do capacitor, são seguidos todos os critérios apresentados no Capítulo 2. Também é acrescentada uma consideração feita em [25], que indica o uso de aproximadamente $1-2\mu F$ para cada Watt do conversor.

A variação máxima da tensão nos terminais do capacitor é dada por:

$$\Delta V_{max C_1} = 4\% \cdot V_{cc} = 16V . \quad (5.79)$$

A tensão máxima sobre o capacitor é a tensão de saída mais metade da variação, assim:

$$V_{pC_1} = V_{cc} + \frac{\Delta V_{max C_1}}{2} = 408V . \quad (5.80)$$

Para respeitar a variação de tensão desejada é usada a seguinte inequação:

$$C_1 \geq \frac{P_{o_{ret}}}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_{cc} \cdot \Delta V_{max C_1}} = 112\mu F . \quad (5.81)$$

Levando em consideração que o inversor acoplado à saída do retificador alimenta cargas não-lineares, o capacitor é limitado por (5.82).

$$C_1 \geq \frac{1}{60} \cdot \frac{P_{o_{ret}}}{V_{cc}^2} = 56 \mu F \quad (5.82)$$

Sabe-se que o funcionamento de inversor é adequado quando a sua tensão de entrada é maior que o pico da tensão de saída, com isso a tensão mínima na saída do retificador aceitável para o correto funcionamento do inversor é $V_{cc_{min}} = 320V$.

$$C_1 \geq \frac{2 \cdot Th \cdot P_{o_{ret}}}{\left(V_{cc} - \frac{\Delta V_{max C_1}}{2} \right)^2 - V_{cc_{min}}^2} = 421 \mu F \quad (5.83)$$

A corrente eficaz no capacitor é determinada por:

$$I_{ef C_1} = \frac{I_{cc}}{\eta_{ret}} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot N \cdot \beta_{V_{min}}}{\pi} - 1} = 1,3 A \quad (5.84)$$

Com base nas limitações do valor da capacitância, corrente eficaz e na disponibilidade de componentes do almoxarifado, é realizada a escolha do capacitor. Assim, o escolhido para o barramento CC é o capacitor eletrolítico de referência B43501 A5477 M e capacitância $470 \mu F$ do fabricante *EPCOS*. Com intuito de diminuir a ondulação em alta frequência, é feita a associação em paralelo de dois capacitores de polipropileno de $330 nF$ do fabricante *EPCOS*, assim formando uma capacitância equivalente de $C_1 = 471 \mu F$. A Tabela 5.8 e a Tabela 5.9 mostram as especificações dos capacitores do barramento CC.

Tabela 5.8 – Especificações do capacitor eletrolítico do barramento CC.

Tipo de capacitor	Eletrolítico
Valor da capacitância	$C = 470 \mu F$
Corrente eficaz suportada	$I_{ef C} = 5,3 A$
Resistência série equivalente	$R_{SE} = 430 m\Omega$
Máxima tensão	$V_C = 450 V$
Referência (<i>EPCOS</i>)	B43501 A5477 M

Tabela 5.9 – Especificações dos capacitores de polipropileno do barramento CC.

Tipo de capacitor	Polipropileno
Valor da capacitância	$C = 330 nF$
Máxima tensão	$V_C = 630 V$
Referência (<i>EPCOS</i>)	B32694/P9
Quantidade	2

5.2.2.8 Dimensionamento do capacitor C_8

O capacitor C_8 é acrescentado à topologia por consideração prática, tendo a função de absorver a energia do indutor L_1 quando ocorrer a interrupção de sua corrente. Para a sua determinação é realizada a igualdade das energias armazenadas em L_1 e em C_8 .

$$W_{L_1} = W_{C_8} \quad (5.85)$$

$$\frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{pi}^2 = \frac{1}{2} \cdot C_8 \cdot V_{pi}^2 \quad (5.86)$$

$$C_8 \geq L_1 \cdot \frac{I_{pi}^2}{V_{pi}^2} = 287nF \quad (5.87)$$

Assim é escolhido o mesmo capacitor de $330nF$ apresentado na Tabela 5.9.

5.3 Inversor

Como o inversor está mais próximo à carga, a sua especificação é baseada nas características de saída do Projeto Inversol. Os cálculos para os esforços em cada elemento têm como base as equações desenvolvidas no Capítulo 3.

5.3.1 Especificação do inversor

Para o projeto do inversor foram usados as seguintes especificações:

- Potência de saída $S_o = 715VA$;
- Potência útil de saída $P_o = 500W$;
- Fator de crista da corrente de saída $FC = 3$;
- Variação da corrente do indutor $\Delta i_{L_2 \max} = 50\%$;
- Tensão de saída de $V_o = 220V$ com variação de $\pm 2\%$;
- Forma de onda da tensão de saída senoidal com $THD_{V_o} \leq 5\%$;
- Frequência de saída $f_{r_o} = 60Hz$;
- Tensão de entrada $V_{cc} = 400V$ com variação de $\pm 2\%$;
- Rendimento estimado $\eta_{inv} = 93\%$;

- Frequência de comutação $f_{s_{inv}} = 33kHz$.

5.3.2 Projeto do inversor

Primeiramente são realizados os cálculos básicos para as correntes de entrada e saída, depois calculado o filtro LC de saída e em seguida os interruptores. A Figura 5.5 mostra a topologia do inversor com a nomenclatura dos seus elementos.

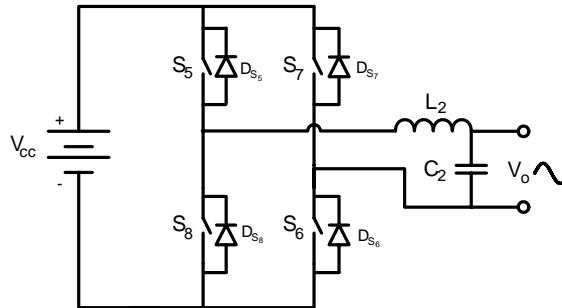


Figura 5.5 – Topologia do inversor.

5.3.2.1 Cálculos básicos do inversor

A potência de entrada do conversor é dada pela seguinte equação:

$$P_{in_{inv}} = \frac{P_o}{\eta_{inv}} = 540W . \quad (5.88)$$

O fator de potência de saída é igual à:

$$FP_{inv} = \frac{P_o}{S_o} = 0,7 . \quad (5.89)$$

A tensão de pico de saída é igual à:

$$V_{p_o} = \sqrt{2} \cdot V_o = 311 . \quad (5.90)$$

A corrente de saída tem seus valores eficaz igual à (5.91) e de pico igual à (5.92).

$$I_o = \frac{S_o}{V_o} = 3,25A \quad (5.91)$$

$$I_{p_o} = \sqrt{2} \cdot I_o = 4,6A \quad (5.92)$$

Quando a carga na saída do inversor for não linear a corrente de pico é igual à:

$$I_{p_o} = FC \cdot I_o = 9,75A . \quad (5.93)$$

A corrente de entrada do inversor:

$$I_{i_{inv}} = \frac{S_o}{V_o \cdot \eta_{inv}} = 1,92A . \quad (5.94)$$

Índice de modulação é igual à (5.95).

$$M = \frac{\sqrt{2} \cdot V_o}{V_{cc}} = 0,78 \quad (5.95)$$

5.3.2.2 Dimensionamento do filtro LC

Para a determinação do filtro LC do inversor, primeiro calcula-se o valor de indutância e depois o valor da capacitância. Para a variação de corrente no indutor é utilizado o valor de pico da corrente de saída descrito na equação (5.92). Assim o valor da indutância é calculado a seguir:

$$\Delta i_{L_2 \max} = 50\% \cdot I_{p_o} = 2,3A , \quad (5.96)$$

$$L_2 = \frac{V_{cc}}{2 \cdot f_{s_{inv}} \cdot \Delta i_{L_2 \max}} = 4,4mH . \quad (5.97)$$

Levando em consideração que o inversor vai alimentar cargas não-lineares, assim deve-se limitar a derivada de corrente em um valor de 30000 A/s para uma queda de tensão sobre o indutor de 15 Volts, dados obtidos pela modelagem da carga por simulação [37], com isso é possível o cálculo do novo valor de indutância:

$$L_2 = \frac{15}{30000} \cdot \frac{Volts}{A/s} = 500\mu H . \quad (5.98)$$

Esse novo valor de indutância mesmo sendo menos que o anterior, atenderá aos requisitos de ondulação de corrente para cargas lineares. Assim, com o valor de indutância determinado, é possível calcular a capacitância pela equação a seguir:

$$C_2 = \frac{100}{L_2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{s_{inv}})} = 4,65\mu F . \quad (5.99)$$

Para se conseguir uma associação de valores comerciais disponíveis é adotado o valor de $C_2=4,4\mu F$ para a capacitância do filtro LC.

A Figura 5.6 mostra o diagrama de *bode* para o ganho do filtro LC com carga resistiva, onde se observa que a frequência de cruzamento do filtro é na frequência de 4,5kHz que

corresponde a 1/7 da frequência de comutação, deixando assim o projeto satisfatório.

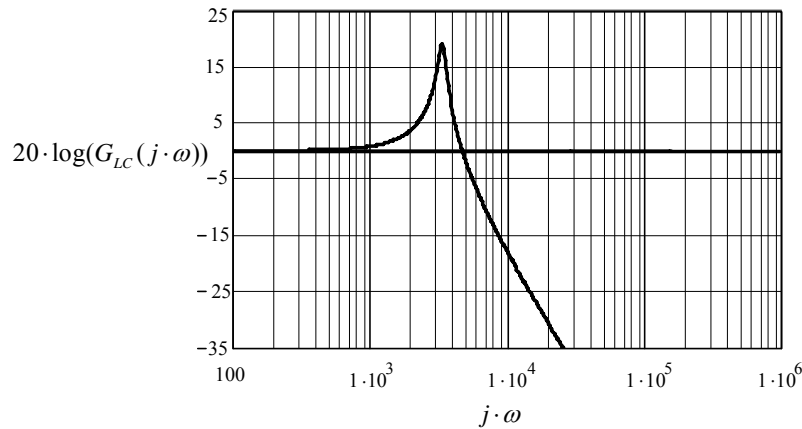


Figura 5.6 – Diagrama de *bode* da função de transferência do filtro LC para carga resistiva. A seguir são calculados os esforços de tensão e corrente no indutor e capacitor.

A corrente eficaz através do indutor é de:

$$I_{ef L_2} = \sqrt{I_o^2 + \left(\frac{\Delta i_{L_2 \max}}{2}\right)^2} = 3,45 A. \quad (5.100)$$

A corrente de pico no indutor é calculada considerando a carga como sendo não-linear.

$$I_{pL_2} = I_{p o} + \frac{\Delta i_{L_2 \max}}{2} = 15 A \quad (5.101)$$

A corrente no capacitor é achada pela seguinte equação:

$$I_{ef C_2} = \frac{1}{4} \cdot (2 - M^2) \cdot \Delta i_{L_2 \max} = 0,8 A \quad (5.102)$$

Com os esforços e valor de capacitância e indutância calculados, é possível a especificação dos elementos do filtro LC. Para o capacitor C_2 é realizada a associação de dois capacitores de polipropileno de $2,2 \mu F$ com referência B32594/T7 e fabricado pela *EPCOS*. A Tabela 5.10 mostra a especificação do capacitor escolhido para o filtro LC do inversor.

Tabela 5.10 – Especificações dos capacitores de polipropileno do filtro LC do inversor.

Tipo de capacitor	Polipropileno
Valor da capacitância	$C = 2,2 \mu F$
Máxima Tensão	$V_C = 400V$
Referência (<i>EPCOS</i>)	B32594/T7
Quantidade	2

Para a confecção do indutor foram realizados os seguintes passos:

- A escolha do núcleo utilizado é realizada pelo produto das áreas, pela seguinte equação:

$$A_p = \frac{L_2 \cdot I_{pL_2} \cdot I_{ef L_2}}{K_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} \cdot 10^4. \quad (5.103)$$

No qual:

$A_p = A_w \cdot A_e$ - produto das áreas do núcleo e da janela;

$K_w = 0,7$ - fator de utilização da área da janela;

$J_{\max} = 350 A/cm^2$ - máxima densidade de corrente;

$B_{\max} = 0,3T$ - máxima excursão da densidade de fluxo magnético.

Assim o resultado da equação (5.103) é:

$$A_p = 3,5cm^4. \quad (5.104)$$

Para satisfazer tal produto de áreas, foi selecionado o núcleo de ferrite com referência NEE42/20-IP12 do fabricante Thornton, cujas características são apresentadas a seguir:

$A_p = 6,3cm^4$; $A_e = 2,44cm^2$; $A_w = 2,5cm^2$; $lt = 10,3cm$; $Ve = 21cm^3$; $G = 2,93cm$.

- O número de espiras é obtido através da equação:

$$N_{L_2} = \frac{L_2 \cdot I_{pL_2}}{A_e \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = 102. \quad (5.105)$$

- Para determinar o entreferro são efetuados os seguintes cálculos:

$$l_{g_{L_2}} = \frac{\mu_o \cdot N_{L_2}^2 \cdot A_e}{L_2} \cdot 10^{-2} = 0,64cm. \quad (5.106)$$

O valor do entreferro é recalculado, segundo [41], tendo em conta o efeito do fluxo de borda. Para isso é calculado um fator de correção determinado por:

$$F = 1 + \frac{l_{g_{L_2}}}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{l_{g_{L_2}}} \right) = 1,91. \quad (5.107)$$

O fator F multiplica a equação (5.106) para ser encontrado o novo entreferro:

$$l_{g_{L_2}} = \frac{\mu_o \cdot N_{L_2}^2 \cdot A_e}{L_2} \cdot F \cdot 10^{-2} = 1,2cm . \quad (5.108)$$

Como o entreferro vai ser distribuído entre os dois lados do núcleo EE o valor do espaço entre os núcleos é metade do entreferro calculado.

$$\delta_{L_2} = \frac{l_{g_{L_2}}}{2} = 6mm \quad (5.109)$$

- A escolha do condutor é obtida pelos seguintes critérios:

Primeiro é calculado o máximo diâmetro do fio, para que as perdas pelo efeito pelicular sejam minimizadas, portanto:

$$\Delta_{L_2 \max} = \frac{15}{\sqrt{f_{s_{inv}}}} = 0,83mm . \quad (5.110)$$

Com isso é utilizado o fio 26 AWG que tem diâmetro $\Delta_{AWG26} = 0,40mm$, assim a área do fio é igual:

$$S_{AWG26} = \pi \cdot \left(\frac{\Delta_{AWG26}}{2} \right)^2 = 0,13mm^2 . \quad (5.111)$$

Dessa forma, o número de fios em paralelo é achado pela equação a seguir:

$$n_{p_{L_2}} = \frac{I_{ef L_2}}{S_{AWG26} \cdot J_{\max}} \simeq 7 . \quad (5.112)$$

- O fator de utilização da janela é encontrado a seguir.

O valor da área da seção do condutor com isolamento é encontrado pela equação abaixo:

$$S_{AWG26 \text{ isolado}} = \pi \cdot \left(\frac{\Delta_{AWG26} + 0,028 \cdot \sqrt{\Delta_{AWG26}}}{2} \right)^2 = 0,17mm^2 . \quad (5.113)$$

O fator de utilização da janela do núcleo é encontrado por:

$$k_u = \frac{n_{p_{L_2}} \cdot N_{L_2} \cdot S_{AWG26 \text{ isolado}}}{A_w} = 0,47 . \quad (5.114)$$

O valor calculado é menor que o valor assumido de 0,7. Portanto, a montagem do indutor não deve apresentar problemas por falta de espaço.

• A quantidade de cobre utilizada para montagem do indutor é encontrada pela seguinte aproximação:

$$m_{Cu L_2} = 1,15 \cdot S_{AWG26} \cdot lt \cdot n_{pL_2} \cdot N_{L_2} \cdot \rho_{mCu} = 98g . \quad (5.115)$$

A Tabela 5.11 apresenta o resumo para a montagem do indutor L_2 .

Tabela 5.11 – Resumo do projeto do indutor L_2 .

Valor da Indutância L_2	$L_2 = 500\mu H$
Núcleo selecionado	NEE42/20–IP12 do fabricante Thornton
Número de espiras	$N_{L_2} = 102$
Fio	AWG26
Número de fios em paralelo	$n_{pL_2} = 7$
Massa de cobre utilizada	$m_{Cu L_2} = 98g$
Espaço do entreferro entre os núcleos	$\delta_{L_2} = 6mm$

Em seguida são calculadas as perdas no indutor L_2 , de acordo com os seguintes passos:

• As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são determinadas da seguinte forma:

A variação máxima da densidade do fluxo magnético é obtida por:

$$\Delta B_{L_2} = B_{\max} \cdot \frac{\Delta i_{L_2 \max}}{I_{pL_2}} = 0,07T . \quad (5.116)$$

A perda magnética é dada pela seguinte equação:

$$P_{nucleo L_2} = \Delta B^x \cdot (K_H \cdot f_{L_2} + K_E \cdot f_{L_2}^2) \cdot V_e . \quad (5.117)$$

No qual:

$f_{L_2} = 2 \cdot f_{sinv}$ - frequência de operação do indutor.

Substituindo os valores em (5.117), encontra-se:

$$P_{nucleo L_2} = 0,2W . \quad (5.118)$$

• A perda no cobre do indutor é encontrada pela equação(5.119), com a resistividade do cobre a 80° .

$$P_{Cu L_2} = \frac{\rho_{rCu}(80^\circ) \cdot lt \cdot N_{L_2} \cdot I_{ef L_2}^2}{S_{AWG26} \cdot n_{pL_2}} = 2,92W \quad (5.119)$$

- A perda total no indutor é a somatória das duas perdas, assim:

$$P_{L_2} = P_{nucleo L_2} + P_{Cu L_2} = 3,12W . \quad (5.120)$$

A elevação de temperatura do indutor é dada pela equação abaixo:

$$\Delta T_{L_2} = 59,28 \cdot V_e^{-0,544} \cdot P_{L_2} = 35^\circ C . \quad (5.121)$$

5.3.2.3 Interruptores e diodos (S_{5-8}/D_{5-8}).

A máxima tensão sobre os interruptores e sobre os diodos é igual à:

$$V_{pS_5} = V_{pD_{S_5}} = V_{cc} = 400V . \quad (5.122)$$

A corrente média através do interruptor é definida por:

$$I_{med S_5} = I_{p o} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{8} \right) = 1,2A . \quad (5.123)$$

A corrente eficaz no interruptor é determinada por:

$$I_{ef S_5} = \frac{I_{p o}}{24} \cdot \sqrt{3 \cdot \left(9 \cdot M^2 + \frac{64}{\pi} \cdot M + 12 \right)} = 1,9A . \quad (5.124)$$

A corrente média no diodo é igual à (5.125).

$$I_{med D_{S_5}} = I_{p o} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{8} \right) = 0,3A \quad (5.125)$$

A corrente eficaz no diodo é definido pela equação a seguir:

$$I_{ef D_{S_5}} = \frac{I_{p o}}{24} \cdot \sqrt{3 \cdot \left(9 \cdot M^2 - \frac{64}{\pi} \cdot M + 12 \right)} = 0,42A . \quad (5.126)$$

A corrente de pico nos interruptores e diodos é dada por:

$$I_{pS_5} = I_{pD_{S_5}} = I_{p o} + \frac{\Delta i_{L_2 \max}}{2} = 15A . \quad (5.127)$$

Com a determinação dos esforços concluída é possível realizar a escolha dos interruptores para o inversor. A escolha da tecnologia é feita observando a Figura 5.2, onde são mostradas as características das tecnologias para potência e frequência. Assim a escolha da tecnologia para ser usada pelo inversor é o IGBT. O interruptor eleito é baseado nos esforços calculados e na disponibilidade do almoxarifado, assim o IGBT IRGP50B60PD do

fabricante *International Rectifier* é selecionado. Esse componente é da mais recente tecnologia comercializada de baixo custo. A Tabela 5.3 mostra as características do interruptor escolhido, cujas foram extraídas da folha de dados do componente.

Para se determinar as perdas por condução e comutação dos interruptores e dos diodos do inversor, é utilizada a metodologia descrita em [42]. Essa metodologia corresponde ao modelo exato de perdas para a modulação PWM senoidal e se baseia nos valores padrões do interruptor e nos valores de esforços calculados. A Tabela 5.12 apresenta os dados padrões do componente especificado necessários para a equacionamento dos esforços.

Tabela 5.12 –Dados necessários para cálculo das perdas nos interruptores e diodos do inversor.

IGBT (Valores nominais)		Diodo (Valores nominais)	
Corrente de coletor	$I_{CN} = 75A @ 25^{\circ}C$	Corrente de condução	$I_{FN} = 50A @ 25^{\circ}C$
Tensão de limiar	$V_{ceo} = 0,8V$	Tensão de limiar	$V_{FO} = 1V$
Tensão de saturação	$V_{cen} = 2V$	Queda de tensão	$V_{FN} = 1,5V$
Tempo de subida	$t_{rN} = 26ns$	Tempo de recuperação	$t_{rrN} = 50ns$
Tempo de descida	$t_{fN} = 45ns$	Carga de recuperação	$Q_{rrN} = 112nC$
		Corrente de recuperação	$I_{rrN} = 4,5A$

A perda por condução nos interruptores é determinada pela seguinte equação:

$$P_{cond S_i} = \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{V_{cen} - V_{ceo}}{I_{CN}} \cdot I_{pS_5}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{8} \cdot FP_{inv} \right) \cdot V_{ceo} \cdot I_{pS_5} = 3,5W \quad (5.128)$$

A perda por ligamento dos interruptores é encontrada a seguir:

$$P_{on S_i} = \frac{1}{8} \cdot V_{cc} \cdot t_{rN} \cdot \frac{I_{pS_5}^2}{I_{CN}} \cdot f_{s_{inv}} + \left. \begin{aligned} & \left[0,28 \cdot \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{pS_5}}{I_{CN}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{pS_5}}{I_{CN}} \right)^2 \right] \cdot Q_{rrN} + \\ & \left[\frac{0,8}{\pi} + 0,05 \cdot \frac{I_{pS_5}}{I_{CN}} \right] \cdot I_{pS_5} \cdot t_{rrN} \end{aligned} \right\} \cdot f_{s_{inv}} = 1,9W \quad (5.129)$$

A perda por bloqueio dos interruptores é calculada por:

$$P_{off S_i} = V_{cc} \cdot I_{pS_5} \cdot t_{fN} \cdot f_{s_{inv}} + \left(\frac{1}{3 \cdot \pi} + \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{pS_5}}{I_{CN}} \right) = 1,02W \quad (5.130)$$

Para calcular as perdas de condução dos diodos é usada a equação (5.131).

$$P_{cond D_i} = \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{CN}} \cdot I_{pD_5}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{8} \cdot FP_{inv} \right) \cdot V_{FO} \cdot I_{pD_5} = 1,4W \quad (5.131)$$

A perda por comutação nos diodos é calculada em (5.132).

$$P_{comt D_i} = \frac{1}{3} \cdot V_{cc} \cdot \left\{ \left[\left[0,28 \cdot \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{pD_5}}{I_{CN}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{pD_5}}{I_{CN}} \right)^2 \right] \cdot Q_{rrN} + \right. \right. \\ \left. \left. + \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,05 \cdot \frac{I_{pD_5}}{I_{CN}} \right) \cdot I_{pD_5} \cdot t_{rrN} \right] \cdot f_{s_{inv}} = 0,9W \quad (5.132)$$

Com as potências calculadas é possível fazer o dimensionamento do dissipador térmico. Para esse cálculo considera-se uma temperatura ambiente $T_a = 40^\circ C$ e uma temperatura de junção $T_j = 100^\circ C$, a resistência térmica máxima dissipador-ambiente para a montagem dos interruptores é determinada a seguir.

A resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador é $R_{thcd} = 0,5^\circ C/W$.

A resistência térmica máxima do dissipador com o ambiente para os interruptores é calculada em (5.133).

$$R_{thda S_i} = \frac{T_j - T_a - (P_{cond S_i} + P_{on S_i} + P_{off S_i}) \cdot (R_{thjc S_i} + R_{thcd})}{(P_{cond S_i} + P_{on S_i} + P_{off S_i})} = 8,6^\circ C/W \quad (5.133)$$

O cálculo da resistência térmica máxima do dissipador com o ambiente para os diodos é encontrado em (5.134).

$$R_{thda D_i} = \frac{T_j - T_a - (P_{cond D_i} + P_{comt D_i}) \cdot (R_{thjc D_i} + R_{thcd})}{(PP_{cond D_i} + P_{comt D_i})} = 25^\circ C/W \quad (5.134)$$

Assim, para saber a resistência máxima admitida do dissipador para colocar os quatro interruptores com seus respectivos diodos, basta fazer o paralelo das duas resistências calculadas, dessa forma tem-se:

$$R_{thda inv} = \frac{1}{\frac{1}{R_{thda S_i}} + \frac{1}{R_{thda D_i}}} = 6,4^\circ C/W \quad (5.135)$$

Para que a dissipação térmica seja adequada a resistência térmica do dissipador escolhido deve ser menor que $6,4^\circ C/W$.

5.4 Boost de alto ganho

Assim como o retificador, o conversor *boost* de alto ganho alimenta o inversor e tem sua especificação baseada nas potências do inversor. Os cálculos para os esforços nos vários elementos têm como base as equações desenvolvidas no Capítulo 4.

5.4.1 Especificação do boost de alto ganho

Para o projeto do conversor *boost* de alto ganho foram usadas as seguintes especificações:

- Potência de saída $P_{o_{boost}} = 540W$;
- Tensão de entrada $V_b = 24V$ com variação de $\pm 15\%$;
- Variação da corrente do indutor $\Delta i_{L_4 \max} = 10\%$;
- Tensão de saída de $V_{cc} = 400V$ com variação de $\pm 2\%$;
- Relação de transformação $a = 4$;
- Rendimento estimado $\eta_{boost} = 96\%$;
- Frequência de comutação $f_{s_{boost}} = 40kHz$.

Ressalta-se que a escolha da relação de transformação deve ser escolhida levando em consideração a tensão aplicada sobre os interruptores e a razão cíclica do conversor.

5.4.2 Projeto do boost de alto ganho

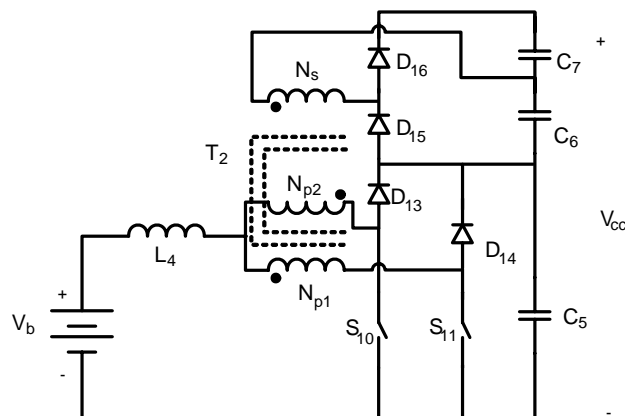


Figura 5.7 – Topologia do *boost* de alto ganho.

A topologia à ser projetada é mostrada na Figura 5.7, os esforços de tensão e corrente

são calculados para cada um dos seus elementos, para que a especificação dos componentes seja minuciosa.

5.4.2.1 Cálculos básicos do *boost* de alto ganho

A razão cíclica é encontrada por:

$$D_{boost} = 1 - \frac{V_b}{V_{cc}} \cdot (1 + a) = 0,7. \quad (5.136)$$

A corrente de saída é determinada por (5.137).

$$I_{cc} = \frac{P_{o_{boost}}}{V_{cc}} = 1,35A. \quad (5.137)$$

A potência de entrada do conversor é obtida a seguir:

$$P_{in_{boost}} = \frac{P_{o_{boost}}}{\eta_{boost}} = 565W. \quad (5.138)$$

A corrente de entrada é de:

$$I_g = \frac{P_{in_{boost}}}{V_b + 15\%} = 27A. \quad (5.139)$$

A variação da corrente de entrada é de:

$$\Delta I_{L_4 \max} = I_g \cdot 10\% = 2,7A. \quad (5.140)$$

A corrente máxima de entrada é:

$$I_M = I_g + \frac{\Delta I_{L_4 \max}}{2} = 29A. \quad (5.141)$$

Variação máxima da tensão de saída é igual à:

$$\Delta V_{cc} = 4\% \cdot V_{cc} = 16V. \quad (5.142)$$

5.4.2.2 Dimensionamento do indutor L_4

O valor da indutância é encontrado por:

$$L_4 = \frac{1}{16} \cdot \frac{V_{cc}}{f_{s_{boost}} \cdot (1 + a) \cdot \Delta I_{L_4 \max}} = 45\mu H. \quad (5.143)$$

A corrente eficaz do indutor é igual a corrente de entrada.

$$I_{ef L_4} = I_g = 27A \quad (5.144)$$

A corrente máxima no indutor é igual à corrente máxima de entrada:

$$I_{pL_4} = I_M = 29A. \quad (5.145)$$

Para a confecção do indutor do conversor *Boost* de alto ganho são utilizados os mesmos passos seguidos para a confecção do indutor do retificador, assim:

- A escolha do núcleo utilizado é realizada pelo produto das áreas, dada pela seguinte equação:

$$A_p = \frac{L_4 \cdot I_{pL_4} \cdot I_{ef L_4}}{K_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} \cdot 10^4. \quad (5.146)$$

Assim, o resultado da equação (5.146) é:

$$A_p = 5cm^4. \quad (5.147)$$

Para satisfazer o produto das áreas, foi selecionado o núcleo de ferrite com referencia NEE55/28/21-IP12 do fabricante Thornton, cujas características são apresentadas a seguir:

$$A_p = 13,6cm^4; A_e = 3,6cm^2; A_w = 3,7cm^2; lt = 12,2cm; Ve = 40,52cm^3; G = 3,75cm.$$

- O número de espiras é obtido através da equação:

$$N_{L_4} = \frac{L_4 \cdot I_{pL_4}}{A_e \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = 13. \quad (5.148)$$

- Para determinar o entreferro são efetuados os seguintes cálculos:

$$l_{g_{L_4}} = \frac{\mu_o \cdot N_{L_4}^2 \cdot A_e}{L_4} \cdot 10^{-2} = 0,17cm. \quad (5.149)$$

O valor do entreferro é recalculado, segundo [41], tendo em conta o efeito do fluxo de borda. Para isso é calculado um fator de correção determinado por (5.150).

$$F = 1 + \frac{l_{g_{L_4}}}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{l_{g_{L_4}}} \right) = 1,34 \quad (5.150)$$

O fator F multiplica a equação (5.149) para ser encontrado o novo entreferro em:

$$l_{g_{L_4}} = \frac{\mu_o \cdot N_{L_4}^2 \cdot A_e}{L_4} \cdot F \cdot 10^{-2} = 0,23cm. \quad (5.151)$$

Como o entreferro vai ser distribuído entre os dois lados do núcleo EE o valor do espaço entre os núcleos é da metade do entreferro, assim:

$$\delta_{L_4} = \frac{l_{g_{L_4}}}{2} = 1,1mm. \quad (5.152)$$

- A escolha do condutor é obtida pelos seguintes critérios:

Primeiro é calculado o máximo diâmetro do fio, para que as perdas pelo efeito pelicular sejam minimizadas, portanto:

$$\Delta_{L_4 \max} = \frac{15}{\sqrt{f_{s_{boost}}}} = 0,75mm. \quad (5.153)$$

Com isso é utilizado o fio AWG 22 que tem diâmetro $\Delta_{AWG22} = 0,60mm$, dessa forma o número de fios em paralelo é achado pela equação a seguir:

$$n_{p_{L_4}} = \frac{I_{ef L_4}}{S_{AWG22} \cdot J_{\max}} \approx 25. \quad (5.154)$$

- O fator de utilização da janela é encontrado da seguinte forma:

$$k_u = \frac{n_{p_{L_4}} \cdot N_{L_4} \cdot S_{AWG22 \text{ isolado}}}{A_w} = 0,38. \quad (5.155)$$

Como o valor calculado é menor que o valor assumido de 0,7, a montagem do indutor não deve apresentar problemas por falta de espaço.

- A quantidade de cobre utilizada para montagem do indutor é encontrada pela seguinte aproximação:

$$m_{Cu L_4} = 1,15 \cdot S_{AWG22} \cdot l_t \cdot n_{p_{L_4}} \cdot N_{L_4} \cdot \rho_{mCu} = 132g. \quad (5.156)$$

Tabela 5.13 – Resumo do projeto do indutor L_4 .

Valor da indutância L_4	$L_4 = 45\mu H$
Núcleo selecionado	NEE55/28/21-IP12 do fabricante Thornton
Número de espiras	$N_{L_4} = 13$
Fio	AWG22
Número de fios em paralelo	$n_{p_{L_4}} = 25$
Massa de cobre utilizada	$m_{Cu L_4} = 132g$
Espaço do entreferro entre os núcleos	$\delta_{L_4} = 1,1mm$

A Tabela 5.13 apresenta o resumo para a montagem do indutor L_4 .

Em seguida são calculadas as perdas no indutor L_4 , de acordo com os seguintes passos:

- As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são determinadas da seguinte forma:

A variação máxima da densidade do fluxo magnético é obtida por:

$$\Delta B_{L_4} = B_{\max} \cdot \frac{\Delta i_{L_4 \max}}{I_{pL_4}} = 0,03T . \quad (5.157)$$

A perda magnética é dada pela seguinte equação:

$$P_{\text{nucleo } L_4} = \Delta B_{L_4}^x \cdot (K_H \cdot f_{L_4} + K_E \cdot f_{L_4}^2) \cdot V_e . \quad (5.158)$$

No qual:

$f_{L_4} = 2 \cdot f_{s_{\text{boost}}}$ - frequência de operação do indutor.

Substituindo os valores em (5.158), encontra-se:

$$P_{\text{nucleo } L_4} = 0,06W . \quad (5.159)$$

- A perda no cobre do indutor é encontrada pela equação (5.160), com a resistividade do cobre a 80° .

$$P_{Cu \ L_4} = \frac{\rho_{rCu} (80^\circ) \cdot l t \cdot N_{L_4} \cdot I_{ef \ L_4}^2}{S_{AWG22} \cdot n_{pL_4}} = 3,15W . \quad (5.160)$$

- A perda total no indutor é a somatória das duas perdas, assim:

$$P_{L_4} = P_{\text{nucleo } L_4} + P_{Cu \ L_4} = 3,2W . \quad (5.161)$$

A elevação de temperatura do indutor é dada pela equação abaixo:

$$\Delta T_{L_4} = 59,28 \cdot V_e^{-0,544} \cdot P_{L_4} = 25^\circ C . \quad (5.162)$$

5.4.2.3 Dimensionamento do transformador T_2

A corrente eficaz nos primários do transformador é de:

$$I_{ef \ T_2 p_1} = I_g \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1+a} \cdot \sqrt{(3-2 \cdot D_{\text{boost}}) \cdot a^2 + 2 \cdot a + 1} = 16,2A , \quad (5.163)$$

e no secundário de:

$$I_{ef T_2s} = \frac{I_g}{1+a} \cdot \sqrt{2 \cdot (1-D_{boost})} = 4,3A . \quad (5.164)$$

A corrente de pico nos primários do transformador é igual à (5.165).

$$I_{pT_2p_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot a + 1}{a + 1} \cdot I_M = 26A \quad (5.165)$$

No secundário igual à (5.166)

$$I_{pT_2s} = \frac{1}{a+1} \cdot I_M = 5,8A \quad (5.166)$$

A tensão eficaz nos primário do transformador é encontrada por:

$$V_{ef T_2p_1} = \frac{V_{cc}}{1+a} \cdot \sqrt{\frac{1-D_{boost}}{2}} = 31V , \quad (5.167)$$

e no secundário por:

$$V_{ef T_2s} = a \cdot \frac{V_{cc}}{1+a} \cdot \sqrt{\frac{1-D_{boost}}{2}} = 124V . \quad (5.168)$$

A potência processada pelo transformador é de:

$$P_{T_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_{o_{boost}} \cdot (1+2 \cdot a)}{1+a} = 486W . \quad (5.169)$$

O projeto do transformador é realizado considerando o valor da corrente de magnetização desprezível em relação à corrente de carga, assim para sua confecção são seguidos os seguintes passos:

- A escolha do núcleo utilizado é realizada pelo produto das áreas, determinado pela seguinte equação:

$$A_p = \frac{P_{T_2}}{2 \cdot K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot f_{s_{boost}}} \cdot 10^4 . \quad (5.170)$$

No qual:

$K_1 = 1$ - fator de topologia;

$K_u = 0,4$ - fator de utilização da área da janela;

$K_p = 0,41$ - fator de utilização do primário;

$J_{\max} = 350A/cm^2$ - máxima densidade de corrente;

$\Delta B_{\max} = 0,15T$ - variação máxima da densidade de fluxo magnético;

assim o resultado da equação (5.170) é:

$$A_p = 14,1cm^4. \quad (5.171)$$

Para satisfazer tal produto de áreas, foi selecionado o núcleo de ferrite com referência NEE65/26–IP12 do fabricante Thornton, cujas características são apresentadas a seguir:

$A_p = 28,3cm^4$; $A_e = 5,17cm^2$; $A_w = 5,5cm^2$; $lt = 14,8cm$; $Ve = 71,4cm^3$; $G = 4,4cm$.

• O número de espiras dos enrolamentos do transformador é obtido através de (5.172) para os primários e de (5.173) para o secundário.

$$N_{T_{2p}} = \frac{V_{cc}}{2 \cdot (1+a)} \cdot 10^4 = 7 \quad (5.172)$$

$$N_{T_{2s}} = a \cdot N_{T_{2p}} = 28 \quad (5.173)$$

• A escolha do condutor é obtida pelos seguintes critérios:

Primeiro é calculado o máximo diâmetro do fio, para que as perdas pelo efeito pelicular sejam minimizadas, portanto:

$$\Delta_{T_2 \max} = \frac{15}{\sqrt{f_{s_{boost}}}} = 0,75mm. \quad (5.174)$$

Com isso é utilizado o fio AWG 22 que tem diâmetro $\Delta_{AWG22} = 0,60mm$, dessa forma o número de fios em paralelo para os primários é dado por (5.175) e para o secundário por (5.176).

$$n_{pT_{2p}} = \frac{I_{ef T_{2p}}}{S_{AWG22} \cdot J_{\max}} \approx 16 \quad (5.175)$$

$$n_{pT_{2s}} = \frac{I_{ef T_{2s}}}{S_{AWG22} \cdot J_{\max}} \approx 5 \quad (5.176)$$

• O fator de utilização da janela é encontrado em (5.177).

$$k_u = \frac{\left[2 \cdot (N_{T_{2p}} \cdot n_{pT_{2p}}) + N_{T_{2s}} \cdot n_{pT_{2s}} \right] \cdot S_{AWG22 \text{ isolado}}}{A_w} = 0,27 \quad (5.177)$$

Pelo resultado acima a montagem do transformador não deve apresentar problemas por falta de espaço.

• A quantidade de cobre utilizada para montagem do transformador é encontrada pela equação (5.178) para o primário e pela equação (5.179) para o secundário.

$$m_{Cu T_{2p}} = 1,15 \cdot S_{AWG22} \cdot lt \cdot N_{T_{2p}} \cdot n_{pT_{2p}} \cdot \rho_{mCu} = 55 g \quad (5.178)$$

$$m_{Cu T_{2s}} = 1,15 \cdot S_{AWG22} \cdot lt \cdot N_{T_{2s}} \cdot n_{pT_{2s}} \cdot \rho_{mCu} = 69 g \quad (5.179)$$

A Tabela 5.14 apresenta o resumo para a montagem do transformador T₂.

Tabela 5.14 – Resumo do projeto do transformador T₂.

Núcleo selecionado	NEE65/26–IP12 do fabricante Thornton
Fio	AWG22
Número de espiras / em paralelo do primeiro primário	$N_{T_{2p}} = 7 / n_{pT_{2p}} = 16$
Número de espiras / em paralelo do segundo primário	$N_{T_{2p}} = 7 / n_{pT_{2p}} = 16$
Número de espiras / em paralelo do secundário	$N_{T_{2s}} = 28 / n_{pT_{2s}} = 6$
Massa de cobre total utilizada	$m_{Cu T_1} = 180 g$

Em seguida são calculadas as perdas no transformador T₂, de acordo com os seguintes passos:

• A perda magnética do núcleo de ferrite é encontrada da seguinte forma:

$$P_{nucleo T_2} = \Delta B_{max}^x \cdot (K_H \cdot f_{T_2} + K_E \cdot f_{T_2}^2) \cdot V_e \quad (5.180)$$

No qual:

$f_{T_2} = f_{sboost}$ - frequência de operação do transformador.

Substituindo os valores em (5.180), encontra-se:

$$P_{nucleo T_2} = 1,92W \quad (5.181)$$

• A perda no cobre do transformador é encontrada pela equação (5.182), com a resistividade do cobre a 80°.

$$P_{Cu T_1} = \frac{\rho_{rCu}(80^\circ) \cdot lt \cdot \left[2 \cdot \left(N_{T_{2p}} \cdot I_{ef T_{2p}}^2 \right) + N_{T_{2s}} \cdot I_{ef T_{2s}}^2 \right]}{S_{AWG22} \cdot \left(2 \cdot n_{pT_{2p}} + n_{pT_{2s}} \right)} = 2,88W \quad (5.182)$$

- A perda total no transformador é a somatória das duas perdas, assim:

$$P_{dT_2} = P_{nucleo T_2} + P_{Cu T_2} = 4,8W . \quad (5.183)$$

A elevação de temperatura do transformador é dada pela equação abaixo:

$$\Delta T_{T_2} = 59,28 \cdot V_e^{-0,544} \cdot P_{dT_2} = 30^\circ C . \quad (5.184)$$

5.4.2.4 Dimensionamento dos interruptores S_{10-11}

Tensão máxima sobre o interruptor:

$$V_{pS_{10}} = \frac{V_{cc}}{1+a} = 80V . \quad (5.185)$$

A corrente média é determinada a seguir:

$$I_{med S_{10}} = I_g \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{D_{boost} + a}{1+a} = 13A . \quad (5.186)$$

A corrente eficaz tem o valor de:

$$I_{ef S_{10}} = I_g \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1+a} \cdot \sqrt{(3-2 \cdot D_{boost}) \cdot a^2 + 2 \cdot a + D_{boost}} = 16A . \quad (5.187)$$

O pico de corrente é dado por:

$$I_{pS_{10}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot a + 1}{a + 1} \cdot I_M = 26A . \quad (5.188)$$

Após os cálculos dos esforços de tensão e corrente nos interruptores é realizada a sua escolha. Para o tipo de tecnologia utilizada, se tem como base a Figura 5.2. Dessa forma a tecnologia escolhida para o *boost* de alto ganho é do MOSFET. O critério de escolha do interruptor é baseado nos esforços calculados e na disponibilidade do almoxarifado, assim o MOSFET IRFP206N *International Rectifier* é selecionado. A Tabela 5.3 mostra as características do interruptor escolhido.

Para a determinação do dissipador térmico, é feito o cálculo da potência dissipada nos interruptores e calculado o valor máximo da resistência térmica do dissipador. Para encontrar a potência dissipada é utilizado o método alternativo proposto em [42], que tem como base as

correntes que circulam nos interruptores e os ábacos apresentados em sua folha de dados.

Tabela 5.15 – Especificações do interruptor escolhido para o inversor.

Tipo de interruptor	MOSFET/HEXFET
Corrente máxima de dreno	$I_C = 35A @100^\circ C$
Tensão máxima dreno-fonte	$V_{DSS} = 200V$
Resistência dreno-fonte	$R_{SD_{on}} = 0,04\Omega$
Resistência térmica junção cápsula	$R_{thjc S_i} = 0,50^\circ C / W$
Tempo de subida	$t_{rN} = 60ns$
Tempo de descida	$t_{fN} = 48ns$
Referência (<i>International Rectifier</i>)	IRFP260N

A potência dissipada na condução do interruptor é achado por (5.189).

$$P_{cond S_{10}} = R_{DS_{on}} \cdot I_{ef S_{10}}^2 = 10,4W \quad (5.189)$$

As perdas durante a comutação da chave são encontradas pela seguinte aproximação:

$$P_{comut S_{10}} = \frac{f_{s_{boost}}}{2} \cdot (t_{rN} + t_{fN}) \cdot I_{ef S_{10}} \cdot V_{pS_{10}} = 2,8W . \quad (5.190)$$

Com as potências dissipadas determinadas é realizado o dimensionamento do dissipador térmico. Para esse cálculo é considerado uma temperatura ambiente $T_a = 40^\circ C$ e uma temperatura de junção $T_j = 100^\circ C$. A resistência térmica dissipador-ambiente máxima para um interruptor para uma operação contínua de funcionamento é de:

$$R_{thda S_{10}} = \frac{T_j - T_a - (P_{cond S_{10}} + P_{comut S_{10}}) \cdot (R_{thjc S_{10}} + R_{thcd})}{P_{cond S_{10}} + P_{comut S_{10}}} = 3,54^\circ C / W . \quad (5.191)$$

5.4.2.5 Dimensionamento dos diodos *boost* D_{13-14}

A máxima tensão reversa é igual à tensão sobre o capacitor C_5 , assim:

$$V_{pD_{14}} = \frac{V_{cc}}{1+a} = 80V . \quad (5.192)$$

A corrente média no diodo é dada por:

$$I_{med D_{14}} = I_g \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - D_{boost}}{1+a} = 0,8A . \quad (5.193)$$

A corrente eficaz é determinada por (5.194).

$$I_{ef D_{14}} = I_g \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1+a} \sqrt{1-D_{boost}} = 1,5A. \quad (5.194)$$

A corrente de pico é encontrada por (5.195).

$$I_{pD_{14}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{a+1} \cdot I_M = 3A \quad (5.195)$$

Com a determinação esforços concluída é realizada a especificação dos diodos D_{13-14} . A escolha da tecnologia é feita levando a mesma consideração para os diodos D_{1-4} do retificador, que os diodos estão em série com o indutor L_4 e a indutância de dispersão do transformador T_2 . Assim, para minimizar as perdas é eleita a tecnologia *Silicon Carbide Schottky* que tem como característica a corrente de recuperação reversa praticamente nula. Assim a escolha com base na tecnologia adequada e nos esforços resulta no diodo de referência CSD04060A do fabricante *CREE*, a Tabela 5.16 apresenta suas principais características.

Tabela 5.16 – Especificações do diodo *boost*.

Tipo de Diodo	Recuperação reversa nula
Corrente média máxima	$I_{med D} = 7A @125^\circ C$
Tensão reversa máxima	$V_{RRM} = 600V$
Pico máximo da Corrente repetitiva	$I_{FRM} = 20A$
Resistência térmica junção cápsula	$R_{thjc D_b} = 2,4^\circ C / W$
Referência (<i>CREE</i>)	CSD04060A

Para determinar as perdas nos diodo D_{13-14} é utilizada a mesma metodologia empregada para os cálculos das perdas em D_{1-4} . Os dados necessários para esse cálculo são mostrados na Tabela 5.17.

Tabela 5.17 – Dados do diodo para cálculo das perdas.

CSD01060A	
Queda de tensão no limiar da condução	$V_T = 0,965 - (T_j \cdot 1,3 \cdot 10^{-3})$
Resistência de condução	$R_T = 0,096 + (T_j \cdot 1,06 \cdot 10^{-3})$
Carga total da capacitância	$Q_C = 3,3 \cdot 10^{-9} nC$

A perda por condução, considerando a temperatura de junção $T_j = 100^\circ C$, é determinada pela seguinte equação:

$$P_{cond D_{14}} = I_{ef D_{14}}^2 \cdot R_T(100^\circ) + I_{med D_{14}} \cdot V_T(100^\circ) = 1,2W. \quad (5.196)$$

A perda na comutação do diodo é encontrada pela equação (5.197).

$$P_{comut D_{14}} = Q_C \cdot V_{cc} \cdot f_{sboost} = 0,03W \quad (5.197)$$

Com as perdas encontradas é possível encontrar a resistência térmica máxima do dissipador para cada diodo em regime de operação contínua de funcionamento:

$$R_{thda D_{14}} = \frac{T_j - T_a - (P_{cond D_{14}} + P_{comut D_{14}}) \cdot (R_{thjc D_b} + R_{thcd})}{P_{cond D_{14}} + P_{comut D_{14}}} = 43^\circ C / W . \quad (5.198)$$

5.4.2.6 Dimensionamento dos diodos D₁₅₋₁₆

A máxima tensão reversa é encontrada por:

$$V_{pD_{16}} = \frac{V_{cc} \cdot a}{1 + a} = 320V . \quad (5.199)$$

A corrente média pelo diodo é dada por:

$$I_{med D_{16}} = I_g \cdot \frac{1 - D_{boost}}{1 + a} = 1,7A . \quad (5.200)$$

A corrente eficaz é determinada por:

$$I_{ef D_{16}} = I_g \cdot \frac{1}{1 + a} \sqrt{1 - D_{boost}} = 3A . \quad (5.201)$$

A corrente de pico é encontrada por:

$$I_{pD_{16}} = \frac{1}{a + 1} \cdot I_M = 5,8A . \quad (5.202)$$

Com a determinação dos esforços concluída é realizada a especificação dos diodos D₁₅₋₁₆. O diodo escolhido é o mesmo usado para os diodos D₁₃₋₁₄ pelas mesmas justificativas. O diodo é o de referência CSD04060A do fabricante *CREE*, a Tabela 5.16 apresenta suas principais características.

Para determinar as perdas nos diodo D₁₅₋₁₆ é utilizada a mesma metodologia empregada para os cálculos das perdas em D₁₋₄. A Tabela 5.17 mostra os dados extraídos da folha de dados, que são necessários para o cálculo. Assim, a perda por condução, considerando a temperatura de junção $T_j = 100^\circ C$, é determinada pela seguinte equação:

$$P_{cond D_{16}} = I_{ef D_{16}}^2 \cdot R_T(100^\circ) + I_{med D_{16}} \cdot V_T(100^\circ) = 3,2W . \quad (5.203)$$

A perda na comutação do diodo é encontra pela equação (5.204).

$$P_{comut D_{16}} = Q_C \cdot V_{cc} \cdot f_{s_{boost}} = 0,1W \quad (5.204)$$

Com as perdas encontradas é possível encontrar a resistência térmica máxima do dissipador para cada diodo em regime de operação contínua de funcionamento:

$$R_{thda D_{16}} = \frac{T_j - T_a - (P_{cond D_{16}} + P_{comut D_{16}}) \cdot (R_{thjc D_b} + R_{thcd})}{P_{cond D_{16}} + P_{comut D_{16}}} = 15^\circ C / W . \quad (5.205)$$

5.4.2.7 Dimensionamento do capacitor de saída C_5

A variação da tensão sobre os terminais de C_5 tem valor da metade da variação da tensão de saída, portanto:

$$\Delta V_{C_5 \max} = \frac{\Delta V_{cc}}{2} = 8V . \quad (5.206)$$

A tensão máxima sobre o capacitor é definida por:

$$V_{pC_5} = \frac{V_{cc}}{1+a} + \frac{\Delta V_{C_5 \max}}{2} = 84V . \quad (5.207)$$

A capacitância é achada pela seguinte equação:

$$C_5 \geq \frac{1}{16} \cdot \frac{P_{o_{boost}}}{f_{s_{boost}} \cdot \Delta V_{C_5 \max} \cdot V_b \cdot (1+a)} = 880nF . \quad (5.208)$$

A corrente eficaz no capacitor é de:

$$I_{ef C_5} = I_g \cdot \frac{1}{1+a} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (1 - D_{boost}) \cdot (2 \cdot D_{boost} - 1)} = 1,35A . \quad (5.209)$$

Tabela 5.18 – Especificações do capacitor eletrolítico C_5 .

Tipo de capacitor	Eletrolítico
Valor da capacitância	$C = 680\mu F$
Corrente eficaz suportada	$I_{ef C} = 3A$
Resistência série equivalente	$R_{SE} = 230m\Omega$
Máxima tensão	$V_C = 250V$
Referência (EPCOS)	B43840 A2687 M

Com base nas limitações do valor da capacitância, corrente eficaz e na disponibilidade de componentes do almoxarifado, é realizada a escolha do capacitor. Assim o capacitor de referência B43840 A2687 M é utilizado, tem capacitância de $680\mu F$ e fabricado pela

EPCOS. A Tabela 5.18 mostra a especificação do capacitor.

5.4.2.8 Dimensionamento dos capacitores C_{6-7}

A variação da tensão sobre os terminais de C_6 tem valor de um quarto da variação da tensão de saída, portanto:

$$\Delta V_{C_6 \max} = \frac{\Delta V_{cc}}{4} = 4V . \quad (5.210)$$

A tensão máxima sobre o capacitor é definida por:

$$V_{pC_6} = \frac{1}{2} \frac{a \cdot V_{cc}}{1+a} + \frac{\Delta V_{C_6 \max}}{2} = 162V . \quad (5.211)$$

A capacitância é achada pela seguinte equação:

$$C_6 \geq \frac{1}{4} \cdot \frac{P_{o_{boost}}}{f_{s_{boost}} \cdot V_b \cdot (1+a) \cdot \Delta V_{C_6 \max}} = 7 \mu F . \quad (5.212)$$

A corrente eficaz no capacitor é de:

$$I_{ef C_6} = I_g \cdot \frac{1}{1+a} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (1 - D_{boost}) \cdot (-4 \cdot D_{boost}^2 + 9 \cdot D_{boost} - 3)} = 2,5A . \quad (5.213)$$

Com base nas limitações do valor da capacitância, corrente eficaz e na disponibilidade de componentes do almoxarifado, é realizada a escolha do capacitor. Assim o capacitor de referência B43840 A2687 M é utilizado, o mesmo de C_5 , com capacitância de $680 \mu F$ e fabricado pela *EPCOS*. A Tabela 5.18 mostra a especificação do capacitor C_{6-7} .

5.5 Conclusão

Conclui-se que com as equações dos esforços de tensão e corrente determinadas nos Capítulos 2, 3 e 4 é possível realizar o correto dimensionamento de cada elemento do Projeto Inversol. Dadas as especificações de saída de cada conversor, seus esforços calculados, faz-se a escolha dos componentes.

O capacitor C_8 deve realmente ser inserido no circuito, caso contrário o retificador apresentará oscilações de tensões na ponte retificadora de baixa frequência. O conversor *boost* de alto banho tem o seu cálculo térmico dimensionado para o regime de funcionamento contínuo. Para quando o Projeto Inversol for utilizado em um sistema fotovoltaico o conversor não precisar de alguma alteração no seu projeto.

CAPÍTULO 6

MODELAGEM E CONTROLE

6.1 Introdução

Para que os conversores possam desempenhar os seus papéis com eficácia, fazendo a correta regulação da tensão de saída e mantendo as características de entrada desejadas é necessário um adequado controle para cada conversor. Para o correto controle dos conversores é preciso conhecer a função de transferência dinâmica de cada conversor.

A estratégia de controle para cada conversor já foi mostrada nos seus respectivos capítulos. Os circuitos que compõem esse controle têm o seu dimensionamento apresentado. As funções de transferências necessárias ao controle são também apresentadas. Ressalta-se que, além dos circuitos de controle existem também alguns circuitos de proteção e circuitos auxiliares cujos cálculos não são contemplados nesse trabalho, mas aparecem juntos com os demais circuitos no esquemático completo no Apêndice C.

6.2 Controle do retificador

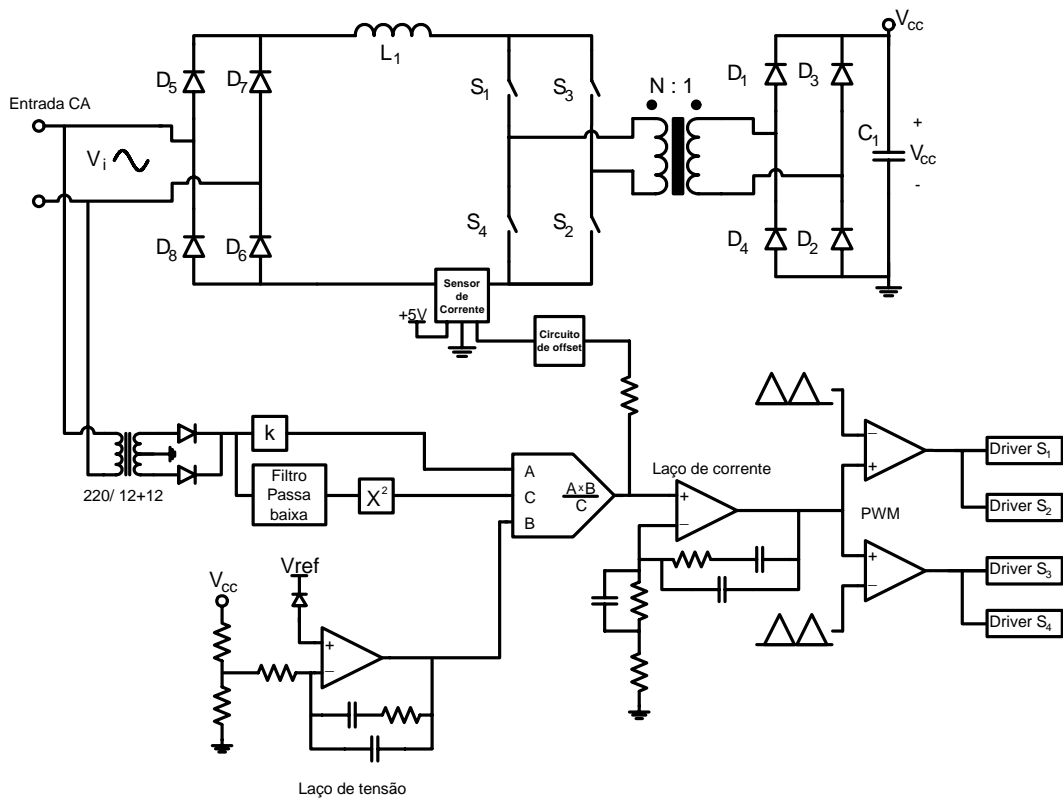


Figura 6.1 – Planta do Retificador.

O sistema a ser controlado é mostrado pela Figura 6.1, o qual é composto por duas

malhas de controle. A primeira é a malha de corrente para monitorar a corrente através do indutor L_1 , forçando-a a seguir uma corrente senoidal de referência. A segunda é a malha de tensão para monitorar a tensão de saída (tensão na entrada do inversor). A malha de tensão opera junto com a malha de corrente para obter o sinal de controle para os interruptores.

6.2.1 Função de transferência do retificador

A técnica aplicada para a modelagem do conversor no domínio da frequência é a mesma aplicada ao inversor [43]. A Figura 6.2 mostra o modelo de pequenos sinais de *Vorpérian* aplicado ao conversor *boost*.

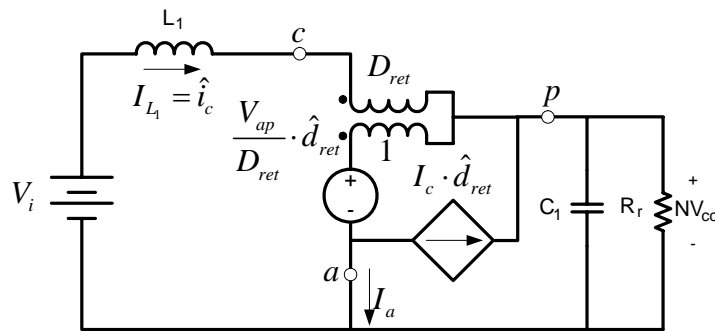


Figura 6.2 – Modelo para obtenção da função de transferência do retificador.

6.2.1.1 Função de transferência da corrente do indutor

A obtenção da função de transferência da corrente no indutor é realizada com base no modelo da Figura 6.2, levando em consideração apenas as perturbações na razão cíclica e corrente no indutor, resultando em:

$$G_{I_{ret}}(s) = \frac{\hat{I}_{L_1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{N \cdot V_{cc}}{s \cdot L_1}. \quad (6.1)$$

O modelo é igual ao do conversor *boost* clássico, com a diferença que a frequência através do indutor é o dobro da frequência de comutação dos interruptores. Assim, isso não deve ser esquecido no momento do projeto do controlador. Para o controle no modo de corrente média, o ganho de amostragem $H_{e_{ret}}(s)$ deve ser considerado para proporcionar uma robustez ao sistema, é determinado em [29] e dado em (6.2).

$$H_{e_{ret}}(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot f_{s_{ret}}} + \frac{s^2}{(\pi \cdot f_{s_{ref}})^2} \quad (6.2)$$

A Figura 6.3 mostra o diagrama de Bode para a dinâmica da corrente $G_{I_{ret}}(s) \cdot H_{e_{ret}}(s)$.

Onde se percebe o elevado ganho para baixas frequências e para frequências acima da frequência de comutação.

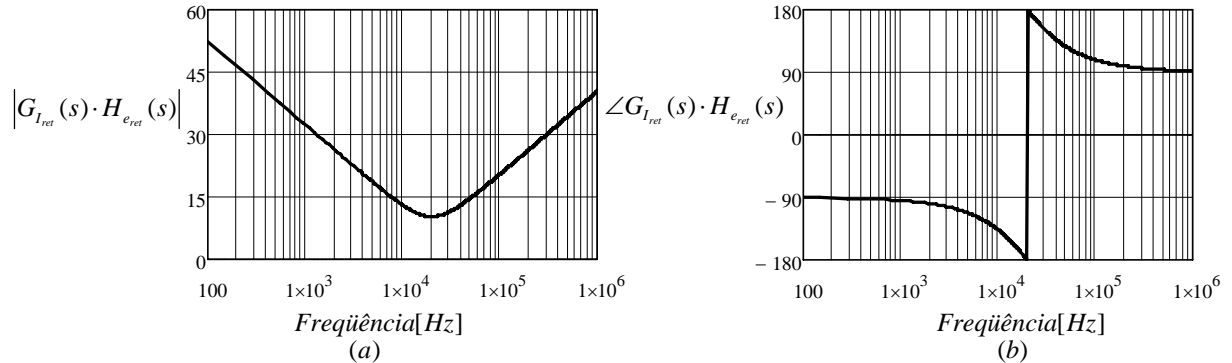


Figura 6.3 – Diagrama de Bode da dinâmica da corrente no indutor L_1 ; (a) Ganho; (b) Fase.

6.2.1.2 Função de transferência da tensão

Para a obtenção da função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente através do indutor é usado o mesmo modelo como feito para a corrente. Para encontrar a função de transferência o modelo da Figura 6.9, onde para essa finalidade a razão cíclica de pequeno sinal é desprezada, para esse caso, é inserida a resistência série do capacitor ao modelo. Dessa forma tem-se:

$$G_{V_{ret}}(s) = \frac{N \cdot V_{cc}(s)}{I_{L_1}(s)} = \frac{R_r \cdot (1 - D_{ret})}{1 + \frac{R_r}{R_{se}}} \cdot \frac{\frac{1}{R_{se} \cdot C_1} + s}{\frac{1}{(R_{se} + R_r) \cdot C_1} + s}. \quad (6.3)$$

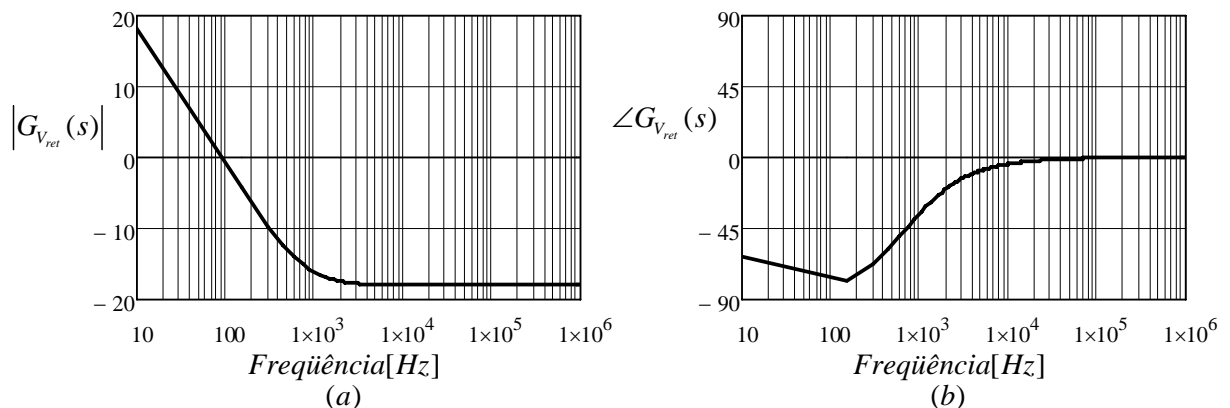


Figura 6.4 – Diagrama de Bode da função de transferência da tensão; (a) Ganho; (b) Fase.

A Figura 6.4 mostra o diagrama de bode para essa função de transferência. A resistência de carga do retificador é $R_r = V_{cc}^2 / P_{o_{ret}} = 296 \Omega$ e a resistência série do capacitor é $R_{se} = 470 m\Omega$. O efeito da variação da razão cíclica para o semiciclo da tensão de alimentação

pode ser considerado constante e igual ao valor médio dessa variação, portanto $D_{ret} = 1 - (1/\pi \cdot N \cdot \beta_n) = 0,73$.

6.2.2 Projeto do controle do retificador

Para se obter uma corrente de entrada senoidal em fase com a tensão de rede e garantir a regulação da tensão V_{cc} é seguido o esquema do diagrama de blocos mostrado na Figura 6.5. Essa técnica é baseada no circuito integrado UC3854NB. Os passos seguidos para a determinação de cada componente do circuito são de acordo com [24-26] e com as especificações da folha de dados do CI.

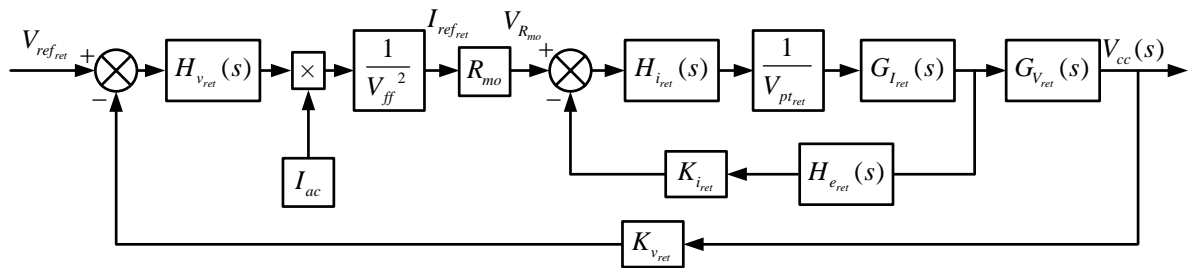


Figura 6.5 – Diagrama de blocos do sistema de controle no modo corrente média do retificador.

6.2.2.1 Elementos da malha *feedforward*

Essa malha melhora a resposta dinâmica da regulação da tensão da saída para as variações da tensão de entrada. É constituída de um filtro passa baixa que amostra a tensão de entrada e entrega um sinal contínuo proporcional ao valor eficaz da entrada. Esse sinal deve conter a menor ondulação possível para que não ocorra distorção na referência de corrente que sai do multiplicador. A Figura 6.6 mostra a topologia do filtro passa baixa de dois pólos usado para a malha *feedforward*.

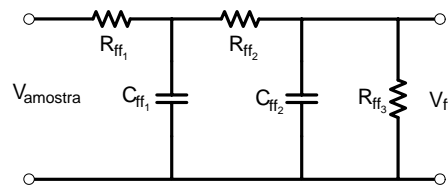


Figura 6.6 – Topologia do filtro passa baixa.

Por recomendação da folha de dados a tensão de saída da malha deve estar nos limites de $1,5V \leq V_{ff} < 4,5V$. A Figura 6.1 mostra que a tensão de amostragem é obtida através da retificação da saída de um transformador abaixador conectado a entrada do retificador, com a seguinte relação de transformação $a_{amostra} = 12/220 = 3/55$. Levando em consideração que a frequência de corte do filtro deve ser de um sexto do dobro da frequência da tensão de

alimentação $f_{c_{ff}} = (1/6) \cdot 120 = 20Hz$, pode-se calcular os elementos do filtro.

O valor de $R_{ff_1} = 100k\Omega$ é escolhido, para que se possa calcular os demais componentes. A tensão sobre o resistor R_{ff_2} por recomendação do fabricante deve ser de $V_{ff_c} = 4,5V$ e que a tensão sobre o resistor R_{ff_3} de $V_{ff} = 1,5V$, portanto o seu valor é dado por (6.4).

$$R_{ff_2} = \frac{R_{ff_1} \cdot (V_{ff} - V_{ff_c})}{V_{ff_c} - 0,85 \cdot (V_i - 15\%V_i) \cdot a_{amostra}} \approx 82k\Omega, \quad (6.4)$$

$$R_{ff_3} = \frac{V_{ff} \cdot (R_{ff_1} + R_{ff_2})}{0,85 \cdot (V_i - 15\%V_i) \cdot a_{amostra} - V_{ff}} \approx 39k\Omega, \quad (6.5)$$

$$C_{ff_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{c_{ff}} \cdot R_{ff_2}} \approx 120nF, \quad (6.6)$$

$$C_{ff_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{ff_1} \cdot R_{ff_2}} \approx 330nF. \quad (6.7)$$

Verificando o valor mínimo da tensão de saída da malha de *feedforward* com os valores comerciais adotados, tem-se o resultado em (6.8).

$$V_{ff} = \frac{0,85 \cdot \left(V_i \cdot \frac{\beta_n}{\beta_{V_{\min}}} \right) \cdot a_{amostra} \cdot R_{ff_3}}{R_{ff_1} + R_{ff_2} + R_{ff_3}} = 1,53V \quad (6.8)$$

6.2.2.2 Resistor da entrada I_{AC}

A corrente na entrada I_{AC} , entrada A na Figura 6.1, pela recomendação do fabricante deve ser limitada em $I_{AC} \leq 250\mu A$ para o melhor funcionamento do multiplicador, com isso é calculado o valor do resistor $R_{V_{AC}}$. Assim como a malha de *feedforward*, a leitura dessa corrente é feita pelo mesmo transformador de amostragem.

$$R_{V_{AC}} = \frac{0,85 \cdot \left(V_{p_i} \cdot \frac{\beta_n}{\beta_{V_{\max}}} \right) \cdot a_{amostra}}{I_{AC}} = 82k\Omega \quad (6.9)$$

6.2.2.3 Cálculo do resistor R_{mo}

A escolha minuciosa do valor de R_{mo} , resistor colocado na saída do multiplicador, deve ser feita, pois com isso é possível fazer a limitação da potência de saída do retificador. O procedimento para o cálculo do resistor é descrito por [44].

A corrente máxima da saída do multiplicador é dada por (6.10).

$$I_{mo} = \frac{0,85 \cdot \left(V_{pi} \cdot \frac{\beta_n}{\beta_{V_{min}}} \right) \cdot a_{amostra} \cdot (Vea - 1,5V)}{R_{V_{AC}} \cdot K_{mo} \cdot V_{ff}^2} = 413 \mu A \quad (6.10)$$

No qual K_{mo} e Vea são iguais à: constante com o valor $1 \times V^{-1}$ e tensão de saturação do operacional da malha de tensão $Vea=7V$.

Como a leitura da corrente é feita por um sensor *Hall* com saída em tensão e com um circuito de condicionamento de sinal, é calculado um resistor *Shunt*, R_{sh} , equivalente para dar continuidade aos cálculos. O valor de tensão proporcional a corrente na saída após o sensor *Hall* e o circuito condicionador de sinal segue a seguinte regra: quando a corrente no indutor é zero, a tensão de também é zero; quando a corrente assume seu valor máximo de $I_{pi}=4,4A$ a tensão tem o valor de $-2V$; a variação entre esses dois pontos é linear. Portanto:

$$R_{sh} = \frac{2V}{I_{pi}} = 0,45 \Omega \quad (6.11)$$

Com isso o valor de R_{mo} é dado por:

$$R_{mo} = \frac{V_{ff}^2 \cdot R_{sh} \cdot R_{V_{ac}} \cdot P_{o_{ret}}}{\left(V_i \cdot \frac{\beta_n}{\beta_{V_{min}}} \right) \cdot \eta_{ret} \cdot (Vea - 1,5V)} \approx 5,6 k\Omega. \quad (6.12)$$

A Figura 6.7 mostra a relação da potência de entrada e a corrente de entrada em relação a tensão de entrada.

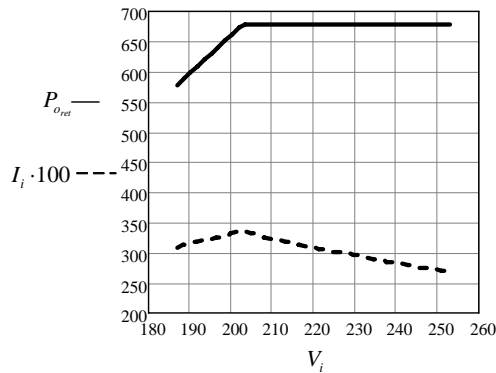


Figura 6.7 – Potência e corrente de entrada em relação à variação da tensão de entrada.

6.2.2.4 Projeto da malha de corrente

A Figura 6.8 mostra o diagrama da malha de controle da corrente. A equação (6.13) determina a função de transferência em malha aberta (FTMA) da corrente no indutor considerando o efeito de amostragem, ganho de amostragem e ganho do modulador. O diagrama de *Bode* dessa função é mostrado na Figura 6.9.

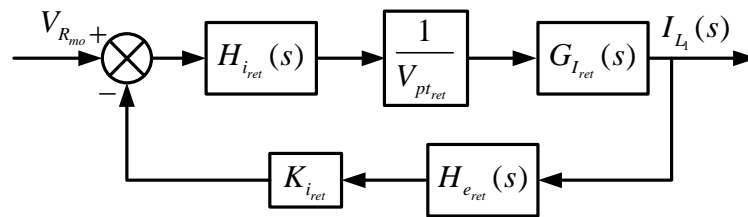


Figura 6.8 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente no indutor.

$$FTMA_{i_{ret}}(s) = \frac{1}{V_{pt_{ret}}} \cdot G_{I_{ret}}(s) \cdot H_{e_{ret}}(s) \cdot K_{i_{ret}} \tag{6.13}$$

- Tensão de pico da portadora triangular $V_{pt_{ret}} = 5,2V$;
- Ganho de amostragem $K_{i_{ret}} = R_{sh} = 0,45\Omega$.

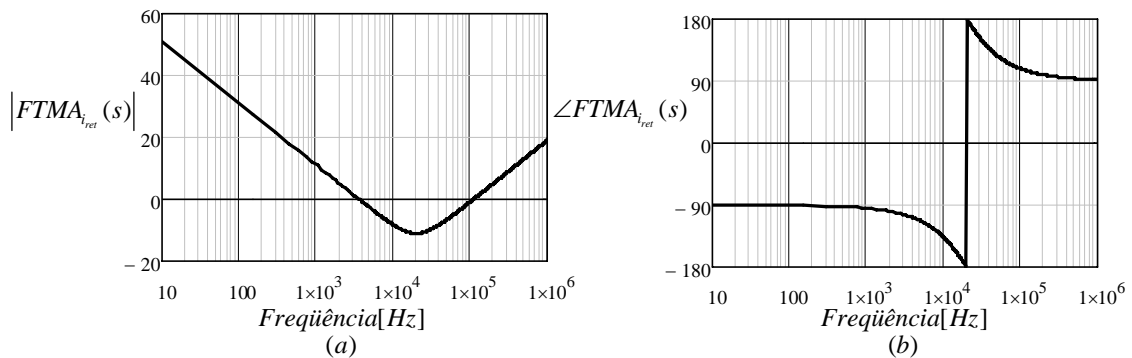


Figura 6.9 – Diagrama de Bode da função de transferência de corrente a ser controlada; (a) Ganho; (b) Fase.

Com a análise do diagrama de *Bode* apresentado na Figura 6.9 é escolhido o

compensador do tipo proporcional integral (PI) com filtro, que possui um zero e dois pólos. A sua topologia é apresentada na Figura 6.10 e sua função de transferência é dada em (6.14).

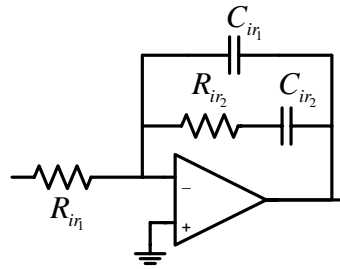


Figura 6.10 – Compensador PI com filtro.

$$H_{i_{ret}}(s) = \frac{1 + R_{i_{r2}} \cdot C_{i_{r2}} \cdot s}{R_{i_{r1}} \cdot (C_{i_{r1}} + C_{i_{r2}}) \cdot \left(1 + \frac{R_{i_{r2}} \cdot C_{i_{r1}} \cdot C_{i_{r2}} \cdot s}{C_{i_{r1}} + C_{i_{r2}}} \right) \cdot s} \quad (6.14)$$

Os critérios para a alocação dos pólos e zero da malha de corrente do retificador são os seguintes [9]:

- A frequência tomada como referência para o controle é a frequência de operação do indutor que é igual à $f_L = 2 \cdot f_{s_{ret}}$;
- O primeiro pólo é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente;
- O segundo pólo é colocado em uma frequência igual ou superior da frequência de comutação;
- A frequência de cruzamento em laço aberto tem um décimo da frequência de operação do indutor;
- O zero é alocado com o valor de um terço da frequência de cruzamento.

Assim, tendo como base os critérios apresentados, são realizados os cálculos da frequência de cruzamento e das frequências dos pólos e zero, que são dadas por:

$$f_{c_{ret}} = 2 \cdot f_{s_{ret}} / 10 = 8kHz \text{ para a frequência de cruzamento; } f_{p_{1ret}} = 0, \text{ para o primeiro pólo;}$$

$$f_{p_{2ret}} = f_{s_{ret}} = 40kHz, \text{ para o segundo pólo; } f_{z_{1ret}} = f_{c_{inv}} / 3 = 2,7kHz, \text{ para o zero.}$$

Agora são calculados os ganhos para que depois possam ser calculados os componentes do compensador.

$$H_A = 20 \cdot \log \left(\left| FTMA_{i_{ret}} (2 \cdot \pi \cdot f_{c_{ret}}) \right| \right) = -6,51dB, \quad (6.15)$$

$$H_1 = -H_A = 6,51dB, \quad (6.16)$$

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 2,12. \quad (6.17)$$

Determinados os ganhos, são calculados os componentes do compensador PI com filtro. O valor de R_{ir_1} deve ser igual ao valor de R_{mo} por recomendação do fabricante, assim $R_{ir_1} = R_{mo} = 5,6k\Omega$, os demais componentes são calculados a seguir.

$$R_{ir_2} = A_1 \cdot R_{ir_1} \approx 12k\Omega \quad (6.18)$$

$$C_{ir_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z_{ret}} \cdot R_{ir_1}} \approx 3,3nF \quad (6.19)$$

$$C_{ir_1} = \frac{C_{ir_2}}{2 \cdot \pi \cdot f_{p_{ret}} \cdot R_{ir_2} \cdot C_{ir_2} - 1} \approx 330pF \quad (6.20)$$

Logo, a função de transferência em laço aberto (FTLA) é:

$$FTLA_{i_{ret}}(s) = \frac{1}{V_{pt_{ret}}} \cdot G_{I_{ret}}(s) \cdot H_{e_{ret}}(s) \cdot K_{i_{ret}} \cdot H_{i_{ret}}(s). \quad (6.21)$$

A Figura 6.11 mostra o diagrama de *Bode* para a função de transferência de laço aberto e a função de transferência do controlador. A frequência de cruzamento está próxima da desejada, o erro é devido à adoção dos valores comerciais para os componentes do compensador e a margem de fase de 16° , o que garante a estabilidade do sistema.

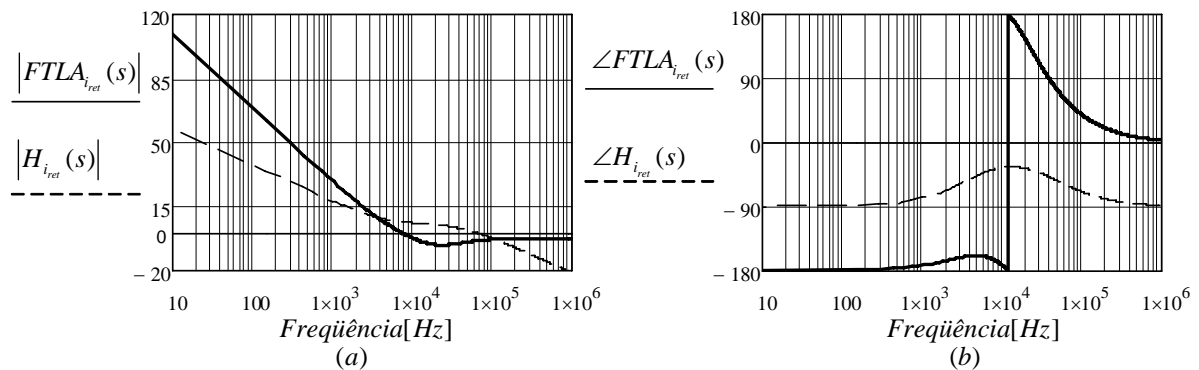


Figura 6.11 – Diagrama de *Bode* da FTLA da malha de corrente e do controlador; (a) Ganho; (b) Fase.

6.2.2.5 Projeto da malha de tensão

A malha de tensão é mostrada pela Figura 6.12.

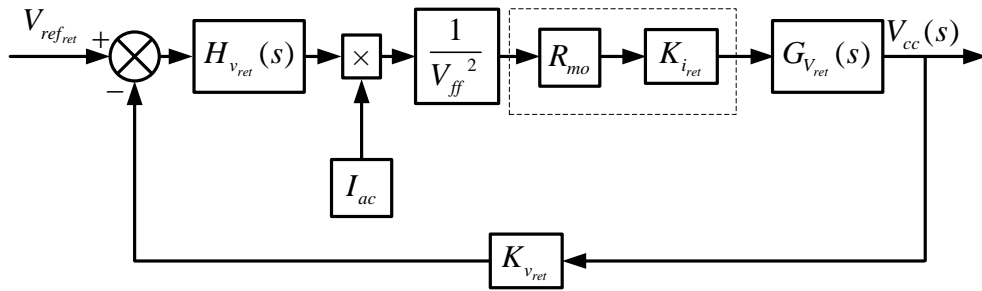


Figura 6.12 – Diagrama de blocos da malha de tensão.

Na Figura 6.12, percebe-se que a malha de corrente foi substituída apenas pelo resistor R_{mo} e o ganho de realimentação de corrente, isso é possível devido a velocidade da malha da corrente ser muito mais rápida que a da tensão. A função de malha aberta da tensão é dada por (6.22).

$$FTMA_{v_{ret}}(s) = I_{ac} \cdot \frac{1}{V_{ff}^2} \cdot R_{mo} \cdot \frac{1}{K_{i_{ret}}} \cdot G_{V_{ret}}(s) \cdot K_{v_{ret}} \quad (6.22)$$

- A corrente I_{ac} é determinada para o valor mínimo da tensão de entrada, dada pela equação (6.23);

$$I_{ac} = \frac{0,85 \cdot V_{pi} \cdot \beta_n \cdot a_{amostra}}{R_{V_{AC}} \cdot \beta_{V_{min}}} = 176 \mu A \quad (6.23)$$

- A tensão de referência é gerada internamente pelo UC3854NB e tem o valor de $V_{ref_{ret}} = 3V$, assim é possível obter o ganho de amostragem $K_{v_{ret}} = V_{ref_{ret}} / V_{cc} = 1/133$.

Com essas considerações é traçado o diagrama de *Bode* da função de malha aberta, o qual é mostrado na Figura 6.13.

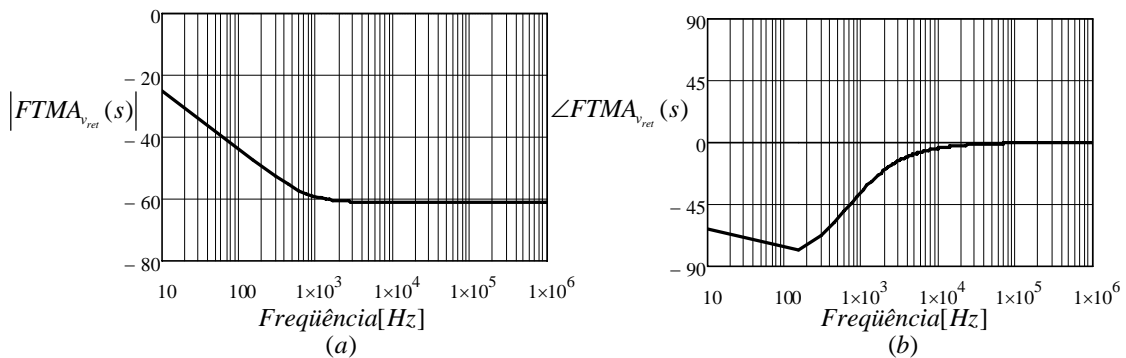


Figura 6.13 – Diagrama de *Bode* da FTMA da tensão; (a) Ganho; (b) Fase.

Observando o diagrama de *Bode* mostrado na Figura 6.20 é feita a escolha do compensador, o compensador do tipo proporcional integral (PI) com filtro, que possui um zero e dois pólos, é selecionado. A Figura 6.14 mostra sua topologia e a equação (6.24) sua

função de transferência.

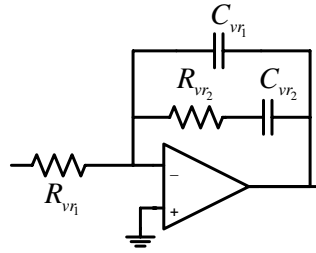


Figura 6.14 – Compensador PI com filtro.

$$H_{v_{ret}}(s) = \frac{1 + R_{vr2} \cdot C_{vr2} \cdot s}{R_{vr1} \cdot (C_{vr1} + C_{vr2}) \cdot \left(1 + \frac{R_{vr2} \cdot C_{vr1} \cdot C_{vr2} \cdot s}{C_{vr1} + C_{vr2}} \right) \cdot s} \quad (6.24)$$

Os critérios para a alocação dos pólos e zero da malha de tensão do retificador são os seguintes [9]:

- O primeiro pólo é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente;
- O segundo pólo é alocado em uma frequência igual ou superior à da frequência da tensão de alimentação;
- O zero é alocado com o mesmo valor da frequência do pólo da função de transferência da malha de tensão;
- A frequência de cruzamento em laço aberto é igual à um quarto da frequência da tensão de linha.

Assim tendo como base os critérios apresentados, são realizados os cálculos da frequência de cruzamento e das frequências dos pólos e zero, dados por: $f_{c_{ret}} = f_r / 4 = 15Hz$ para a frequência de cruzamento; $f_{p_{1ret}} = 0$, para o primeiro pólo; $f_{p_{2ret}} = f_r = 60Hz$, para o segundo pólo; $f_{z_{1ret}} = (1/2 \cdot \pi) \cdot [1/(R_{se} + R_r) \cdot C_1] = 1,2Hz$, para o zero.

Com as frequências determinadas são calculados os ganhos.

$$H_A = 20 \cdot \log \left(\left| FTMA_{v_{ret}}(2 \cdot \pi \cdot f_{c_{ret}}) \right| \right) = -27,5dB \quad (6.25)$$

$$H_1 = -H_A = 27,5dB \quad (6.26)$$

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 23,6 \quad (6.27)$$

Com os ganhos conhecidos, são calculados os componentes do compensador PI com filtro. O valor de $R_{vr_1} = 10k\Omega$ é determinado para que seja possível encontrar os demais valores, que são calculados a seguir.

$$R_{vr_2} = A_1 \cdot R_{vr_1} \approx 220k\Omega \quad (6.28)$$

$$C_{vr_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{zi_{ret}} \cdot R_{vr_1}} \approx 670nF \quad (6.29)$$

$$C_{vr_1} = \frac{C_{vr_2}}{2 \cdot \pi \cdot f_{p2_{ret}} \cdot R_{vr_2} \cdot C_{vr_2} - 1} \approx 10pF \quad (6.30)$$

Com os elementos calculados é determinada a função de transferência em laço aberto contemplando com o controlador, que é dada por:

$$FTLA_{V_{ret}}(s) = I_{ac} \cdot \frac{1}{V_{ff}^2} \cdot R_{mo} \cdot \frac{1}{K_{i_{ret}}} \cdot G_{V_{ret}}(s) \cdot K_{V_{ret}} \cdot H_{V_{ret}}(s) \quad (6.31)$$

O diagrama de *Bode* da função de transferência de laço aberto e a função de transferência do controlador são mostrados na Figura 6.15. A frequência de cruzamento está exatamente na frequência desejada, mesmo adotando valores comerciais para os componentes do compensador e a margem de fase de 90° , o que garante a estabilidade do sistema.

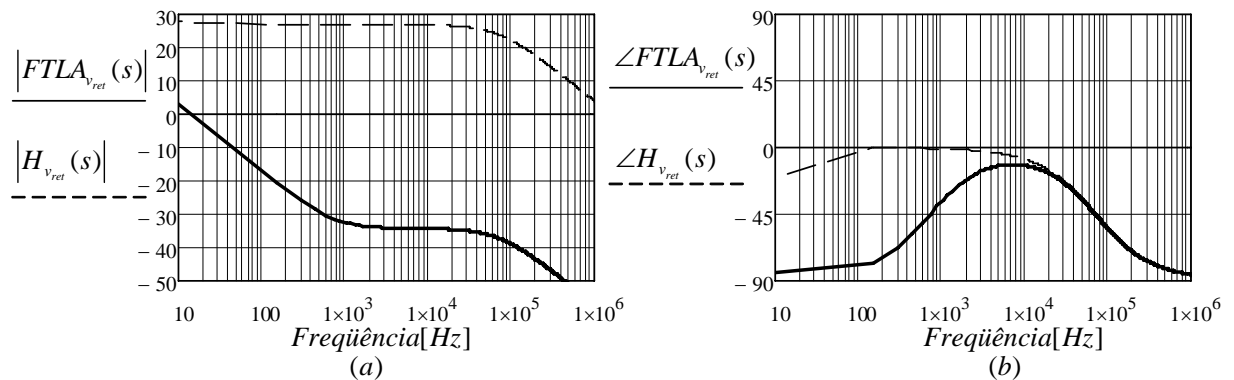


Figura 6.15 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão e do controlador; (a) Ganho; (b) Fase.

6.3 Controle do inversor

A Figura 6.16 mostra o diagrama de blocos do controle do inversor. Cada bloco já foi comentado no Capítulo 3 e são dimensionados a seguir.

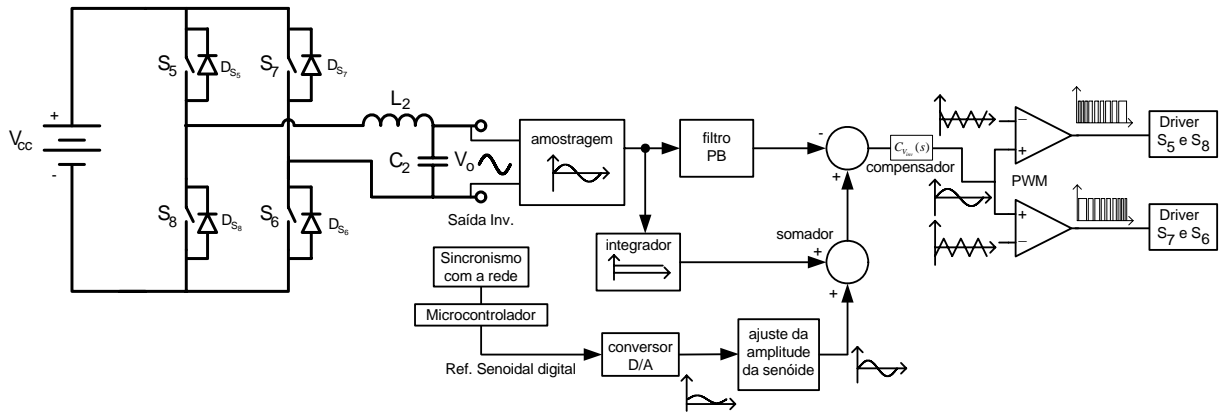


Figura 6.16 – Planta do inversor.

6.3.1 Função de transferência do inversor

A função de transferência do inversor vem a partir do modelo de pequenos sinais do conversor *buck* [43] operando em modo de condução contínua, a Figura 6.17 mostra o modelo.

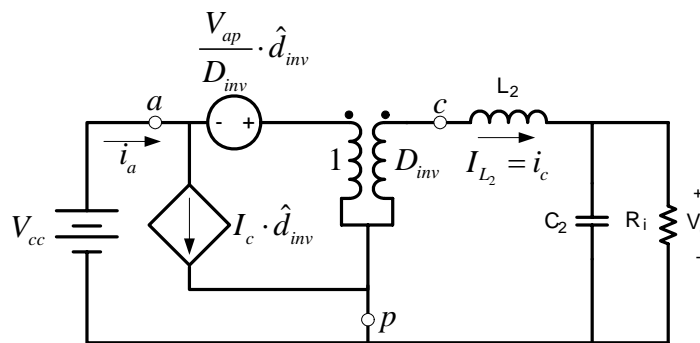


Figura 6.17 – Modelo para obtenção da função de transferência do inversor.

Da análise CA do circuito da Figura 6.2, é encontrada a função de transferência do inversor $G_{V_{inv}}(s)$, que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica de controle, assim:

$$G_{V_{inv}}(s) = \frac{V_o(s)}{\hat{d}} = \frac{V_{cc}}{s^2 \cdot L_2 \cdot C_2 + s \cdot \frac{L_2}{R_i} + 1} \quad (6.32)$$

A Figura 6.18 mostra o diagrama de *Bode* para a função de transferência do inversor, para os parâmetros de indutância igual à $L_2 = 500\mu H$, de capacitância igual à $C_2 = 4,4\mu F$, de carga igual à $R_i = V_o^2 / S_o = 68\Omega$ e tensão de entrada $V_{cc} = 400V$. Onde é percebido que o ganho cai com uma inclinação de -40dB/década e fase de 180° após a frequência natural do filtro LC.

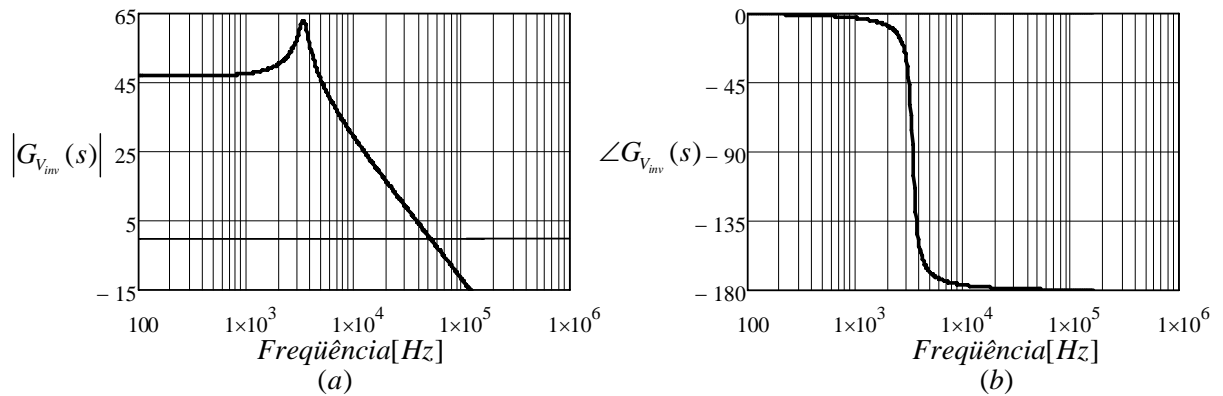


Figura 6.18 – Diagrama de Bode do inversor (a) Ganho (b) Fase.

6.3.2 Compensador e critérios de projeto do controle do inversor

O controlador apropriado para o correto funcionamento do inversor deve ter um pólo na origem e dois zeros para diminuir a inclinação da função de transferência na passagem com ganho zero dB. Para conseguir isso é usado o compensador proporcional-integral-derivativo (PID), mostrado na Figura 6.19, possuindo dois zeros e dois pólos.

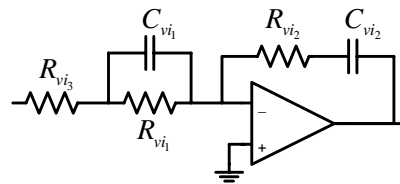


Figura 6.19 – Compensador PID.

A função de transferência do compensador $H_{v_{inv}}(s)$ é dada por:

$$H_{v_{inv}}(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{v_{i1}} \cdot C_{v_{i1}}) \cdot (1 + s \cdot R_{v_{i2}} \cdot C_{v_{i2}})}{s \cdot C_{v_{i2}} \cdot (R_{v_{i1}} + R_{v_{i3}}) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_{v_{i1}} \cdot C_{v_{i1}} \cdot R_{v_{i3}}}{R_{v_{i1}} + R_{v_{i3}}}\right)}. \quad (6.33)$$

Os critérios para a alocação dos pólos e zeros da malha de tensão do inversor são os seguintes [45]:

- O primeiro pólo é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente;
- O segundo pólo é alocado em uma frequência igual ou superior da frequência de comutação, assim atenuando sinais de alta frequência na realimentação de tensão;
- Os zeros são alocados na proximidade da frequência natural da oscilação do filtro LC e têm que garantir a passagem com ganho zero dB da função de transferência seja com

inclinação de -20dB/década;

- A frequência de cruzamento da função de transferência em laço aberto deve ser menor que um quarto da frequência da tensão de entrada do filtro LC.

6.3.3 Projeto do compensador de tensão do inversor

A Figura 6.20 representa o sistema em diagrama de blocos com a realimentação de tensão. $1/V_{pt_{inv}}$ e $K_{v_{inv}}$ são o ganho do modulador PWM e o ganho de amostragem, respectivamente.

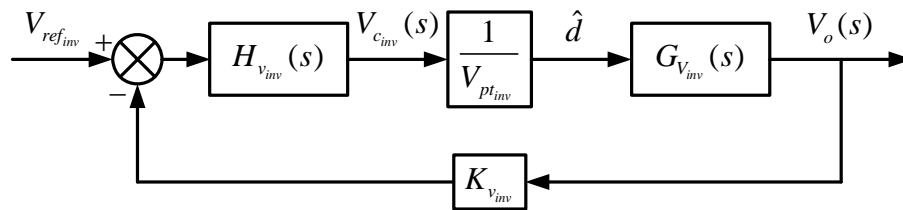


Figura 6.20 – Diagrama de blocos do sistema de controle do inversor.

Para o controle do inversor foram adotados os seguintes valores para a amostragem e do modulador PWM:

- Tensão de pico da portadora triangular $V_{pt_{inv}} = 5V$;
- Ganho de amostragem $K_{v_{inv}} = \frac{V_{pt_{inv}} \cdot M}{V_{p o}} = \frac{1}{80}$.

A função transferência de malha aberta da tensão do inversor é determinada por (6.34) e a Figura 6.21 mostra seu diagrama de Bode.

$$FTMA_{v_{inv}}(s) = \frac{1}{V_{pt_{inv}}} \cdot G_{v_{inv}}(s) \cdot K_{v_{inv}} \tag{6.34}$$

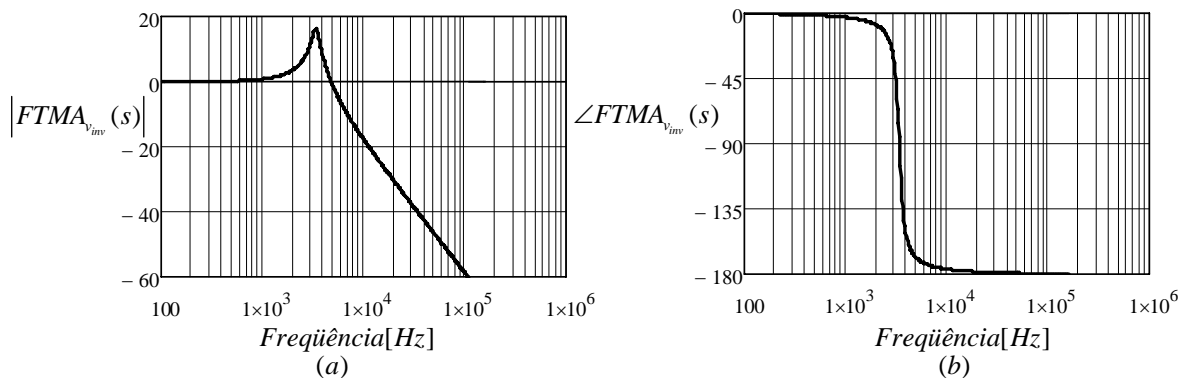


Figura 6.21 – Diagrama de Bode da FTMA da planta do inversor (a) Ganho (b) Fase.

Com base no critério de controle são realizados os cálculos da frequência de cruzamento e as frequências dos pólos e zeros, que são dadas por: $f_{c_{inv}} = f_{s_{inv}} / 4 = 8,25kHz$ para a frequência de cruzamento; $f_{p_{1inv}} = 0$, para o primeiro pólo; $f_{p_{2inv}} = f_{s_{inv}} = 33kHz$, para o segundo pólo; $f_{z_{1inv}} = f_{z_{2inv}} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}) = 3,4kHz$, para os zeros.

Agora, são calculados os ganhos para que depois possam ser calculados os componentes do compensador.

$$H_A = 20 \cdot \log \left(\left| FTMA_{v_{inv}} (2 \cdot \pi \cdot f_{c_{inv}}) \right| \right) = -13,85dB \quad (6.35)$$

$$H_1 = H_A - 20 \cdot \log \left(\frac{f_{p_{2inv}}}{f_{z_{1inv}}} \right) = -33,61dB \quad (6.36)$$

$$H_2 = H_A + 20 \cdot \log \left(\frac{f_{p_{2inv}}}{f_{c_{inv}}} \right) = -1,81dB \quad (6.37)$$

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 0,05 \quad (6.38)$$

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} = 1,43 \quad (6.39)$$

Com isso, são encontrados os componentes para o compensado PID. É assumindo o valor de $R_{v_{i1}} = 10k\Omega$, tem-se:

$$C_{v_{i1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z_{1inv}} \cdot R_{v_{i1}}} \simeq 470pF, \quad (6.40)$$

$$R_{v_{i3}} = R_{v_{i1}} \cdot \frac{A_1}{A_2 - A_1} \simeq 2,7k\Omega, \quad (6.41)$$

$$R_{v_{i2}} = A_2 \cdot R_{v_{i1}} \simeq 82k\Omega, \quad (6.42)$$

$$C_{v_{i2}} = C_{v_{i1}} \cdot \frac{R_{v_{i1}}}{R_{v_{i2}}} \simeq 680pF. \quad (6.43)$$

Logo, a função de transferência em laço aberto é:

$$FTLA_{v_{inv}}(s) = \frac{1}{V_{p_{inv}}^{pl_{inv}}} \cdot G_{v_{inv}}(s) \cdot K_{v_{inv}} \cdot H_{v_{inv}}(s) \quad (6.44)$$

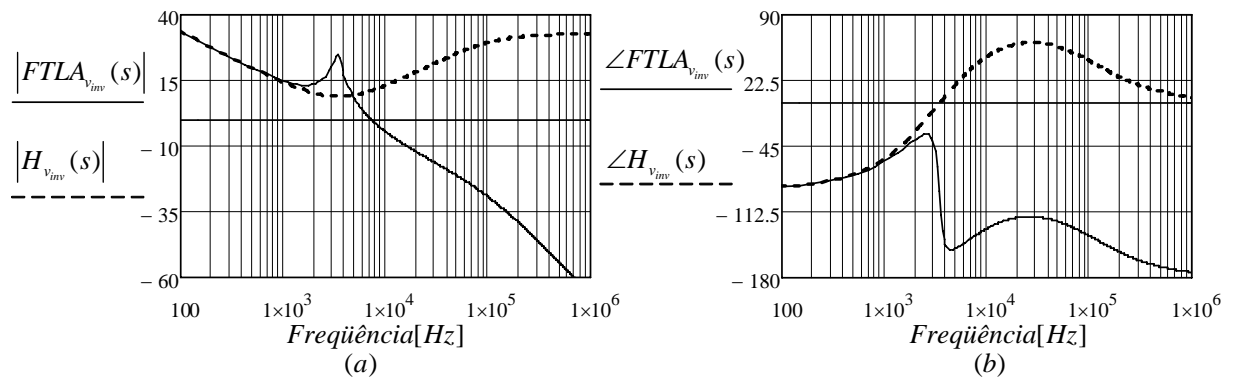


Figura 6.22 – Diagrama de Bode da FTLA e do controlador; (a) Ganho; (b) Fase.

A Figura 6.22 mostra o diagrama de *Bode* para a função de laço aberto e a função de transferência do controlador, onde se observa que a frequência de cruzamento está próxima da desejada, a diferença ocorre, pois são adotados valores comerciais para os componentes do compensador. A margem de fase tem valor de 50° , o que garante a estabilidade do sistema.

6.4 Controle do *boost* de alto ganho

O sistema a ser controlado é mostrado pela Figura 6.23, que é composto apenas por uma malha de controle da tensão V_{cc} .

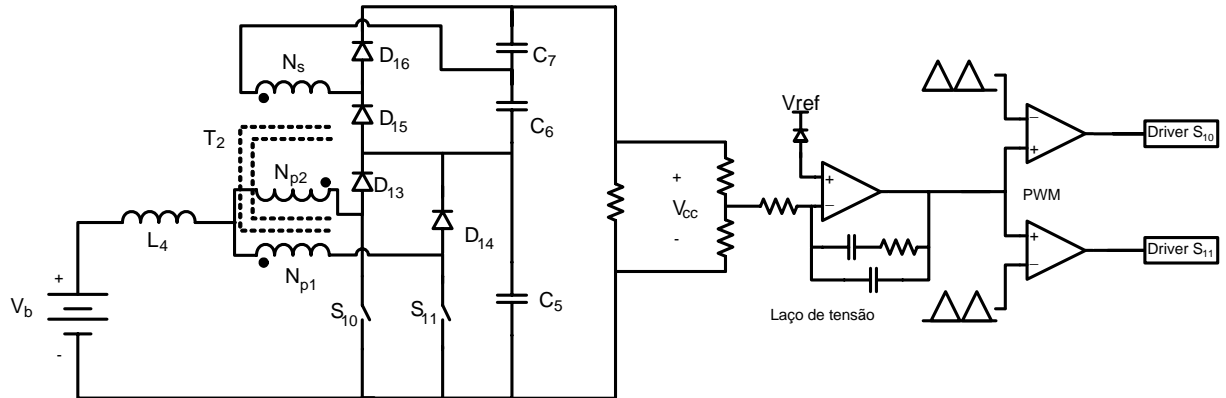


Figura 6.23 – Planta do *boost* de alto ganho e circuito de controle.

6.4.1 Função de transferência do *boost* de alto ganho

A função de transferência da malha de tensão do *boost* de alto ganho é obtida através da aplicação do modelo de pequenos sinais do interruptor PWM apresentado em [43], a Figura 6.2 mostra o modelo.

Assim, baseado no modelo da Figura 6.2, é obtida a função de transferência que relaciona a tensão de saída do conversor com a razão cíclica.

$$G_{V_{boost}}(s) = \frac{V_{cc}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_b}{(1-D_{boost})^2} \cdot \frac{1 - \frac{L_4}{R_b \cdot (1-D_{boost})^2} \cdot s}{1 + \frac{L_4}{R_b \cdot (1-D_{boost})^2} \cdot s + \frac{L_4 \cdot C_{eq}}{(1-D_{boost})^2} \cdot s^2} \quad (6.45)$$

Percebe-se na função de transferência da equação (6.45), que o conversor apresenta um zero no semiplano direito, que pode levar o sistema à instabilidade. A Figura 6.24 mostra o diagrama de bode para essa função de transferência. A resistência de carga do conversor é $R_b = V_{cc}^2 / P_{o_{boost}} = 296\Omega$ e o valor de C_{eq} é a associação série dos capacitores C_5 , C_6 e C_7 , assim $C_{eq} = (C_5^{-1} + C_6^{-1} + C_7^{-1})^{-1} = 227\mu F$.

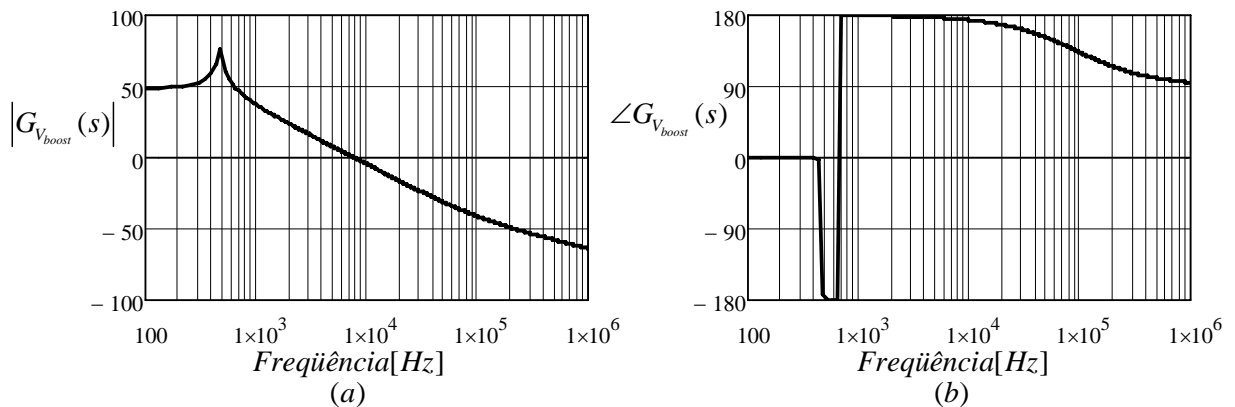


Figura 6.24 – Diagrama de Bode do boost de alto ganho; (a) Ganho; (b) Fase.

6.4.2 Compensador e critérios de controle do boost de alto ganho

Para fazer o controle da malha de tensão desse conversor foi escolhido o compensador PID, que possui dois zeros e dois pólos, que é mostrado na Figura 6.25.

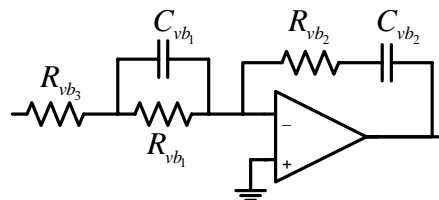


Figura 6.25 – Compensador PID.

A função de transferência do compensador $H_{V_{boost}}(s)$ é dada por:

$$H_{V_{boost}}(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{vb1} \cdot C_{vb1}) \cdot (1 + s \cdot R_{vb2} \cdot C_{vb2})}{s \cdot C_{vb2} \cdot (R_{vb1} + R_{vb3}) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_{vb1} \cdot C_{vb1} \cdot R_{vb3}}{R_{vb1} + R_{vb3}}\right)} \quad (6.46)$$

Os critérios para a alocação dos pólos e zeros da malha de tensão do conversor levando

em considerando que vai alimentar um inversor são os seguintes [9]:

- O primeiro pólo é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente;

- O segundo pólo é colocado na metade da frequência de comutação;

- Os zeros são alocados na proximidade da frequência natural do conversor

$$\omega_o = (1 - D_{boost}) / (\sqrt{L_4 \cdot C_{eq}});$$

- A frequência de cruzamento em laço aberto tem o valor vinte vezes menor que o dobro da frequência de comutação, para evitar a ondulação em 120Hz na tensão de saída..

6.4.3 Projeto do compensador de tensão do boost de alto ganho

A Figura 6.26 mostra o sistema em diagrama de blocos com a realimentação de tensão.

$1/V_{pt_{boost}}$ e $K_{v_{boost}}$ são a ganho do modulador PWM e a ganho de amostragem, respectivamente.

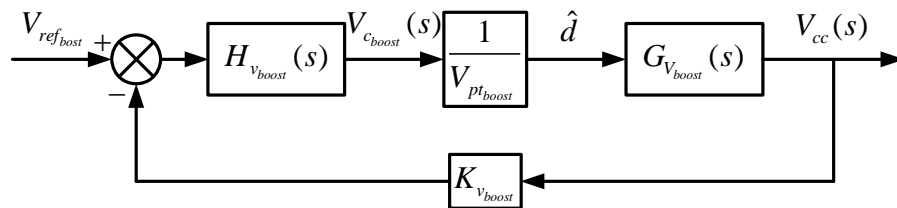


Figura 6.26 – Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor boost de alto ganho.

Para o controle do conversor foram adotados os seguintes valores para a amostragem e do modulador PWM:

- Tensão de pico da portadora triangular $V_{pt_{boost}} = 5,2V$;

- Ganho de amostragem é encontrado levando em consideração que a tensão de referência é de $V_{ref_{boost}} = 3V$, assim $K_{v_{boost}} = V_{ref_{boost}} / V_{cc} = 1/133$.

A função de transferência de malha aberta da malha de tensão do conversor é determinada por:

$$FTMA_{v_{boost}}(s) = \frac{1}{V_{pt_{boost}}} \cdot G_{v_{boost}}(s) \cdot K_{v_{boost}} \quad (6.47)$$

Essa função tem o seu diagrama de *Bode* mostrado na Figura 6.27.

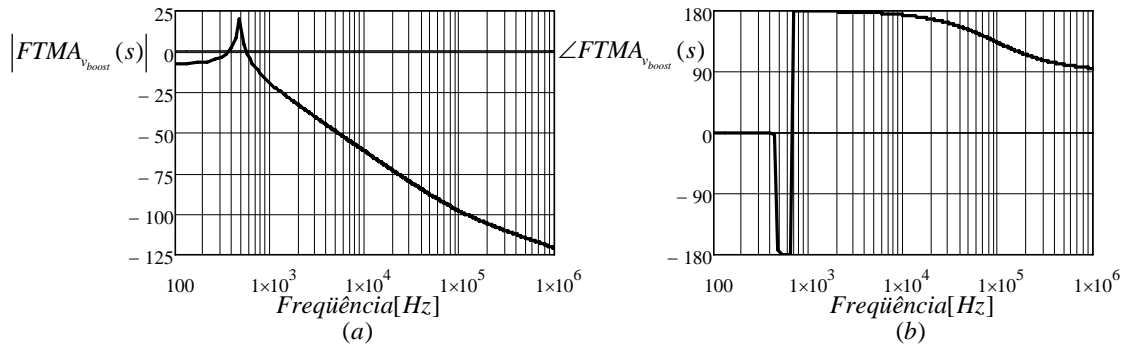


Figura 6.27 – Diagrama de Bode da FTMA da planta do conversor; (a) Ganho; (b) Fase.

Com base no critério de controle são realizados os cálculos da frequência de cruzamento e as frequências dos pólos e zeros, que são dadas por: $f_{c_{boost}} = f_{s_{boost}} / 20 = 2kHz$ para a frequência de cruzamento; $f_{p1_{boost}} = 0$, para o primeiro pólo; $f_{p2_{boost}} = f_{s_{boost}} / 2 = 20kHz$, para o segundo pólo; $f_{z1_{boost}} = f_{z2_{boost}} = (1-D) / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_4 \cdot C_{eq}}) = 471Hz$, para os zeros.

A seguir seguem os cálculos dos ganhos:

$$H_A = 20 \cdot \log\left(\left|FTLA_{V_{boost}}(2 \cdot \pi \cdot f_{c_{boost}})\right|\right) = -33dB, \quad (6.48)$$

$$H_1 = H_A - 20 \cdot \log\left(\frac{f_{p2_{boost}}}{f_{z1_{boost}}}\right) = -45,48dB, \quad (6.49)$$

$$H_2 = H_A + 20 \cdot \log\left(\frac{f_{p2_{boost}}}{f_{z1_{boost}}}\right) = -12,92dB, \quad (6.50)$$

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 0,005, \quad (6.51)$$

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} = 0,23. \quad (6.52)$$

Com isso são encontrados os outros componentes para o compensado PID. Assumindo o valor de $R_{vb1} = 10k\Omega$, tem-se:

$$C_{vb1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z1_{boost}} \cdot R_{vb1}} \approx 33nF, \quad (6.53)$$

$$R_{vb3} = R_{vb1} \cdot \frac{A_1}{A_2 - A_1} \approx 1k\Omega, \quad (6.54)$$

$$R_{vb2} = A_2 \cdot R_{vb1} \approx 2,2k\Omega, \quad (6.55)$$

$$C_{vb_2} = C_{vb_1} \cdot \frac{R_{vb_1}}{R_{vb_2}} \approx 150nF . \quad (6.56)$$

Logo, a função de transferência em laço aberto é:

$$FTLA_{v_{boost}}(s) = \frac{1}{V^{pt_{boost}}} \cdot G_{V_{boost}}(s) \cdot K_{v_{boost}} \cdot H_{v_{boost}}(s) . \quad (6.57)$$

A Figura 6.28 mostra o diagrama de *Bode* para a função de transferência de laço aberto e a função de transferência do controlador. Onde se observa que a frequência de cruzamento está próxima da desejada, o erro ocorre, pois são adotados valores comerciais para os componentes do compensador e a margem de fase de 340° , o que garante a estabilidade do sistema.

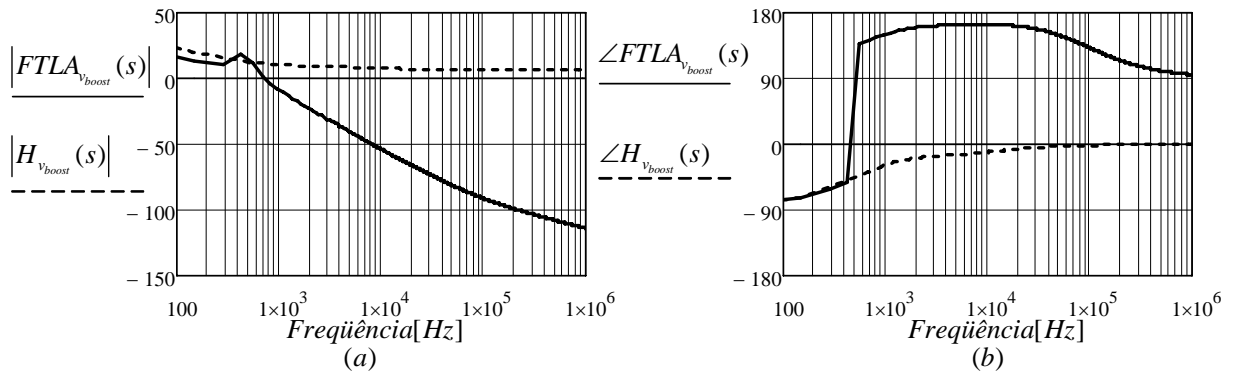


Figura 6.28 – Diagrama de Bode da FTLA e do controlador; (a) Ganho; (b) Fase.

6.5 Conclusão

Conclui-se que é possível controlar os conversores. A modelagem adequada para cada conversor é realizada para que se possa controlar a variável desejada. O controle do retificador é feito com o uso de duas malhas de controle, uma para a tensão que é responsável por garantir a regulação da tensão do barramento CC e outra para a corrente que faz com que a corrente de entrada tenha uma forma de onda senoidal em fase com a tensão de alimentação.

Para a correta regulação da tensão de saída do inversor, é utilizada uma malha de controle para a tensão com um compensador PID. Para controlar a tensão de saída do conversor *boost* de alto ganho optou-se pelo uso de uma malha de tensão com um compensador PID.

CAPÍTULO 7

EXECUÇÃO PRÁTICA E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1 Introdução

Uma vez feitas as especificações dos conversores, os cálculos dos esforços, as escolhas dos semicondutores, as montagens dos magnéticos e os projetos de controle é realizada a execução prática do Projeto Inversol. Assim, são realizados os testes de bancada para validação da topologia e coleta dos resultados experimentais.

A Figura 7.1 mostra novamente o circuito de potência do Projeto Inversol, que é composto pelo retificador, *boost* de alto ganho e inversor. Ressalta-se que os resultados do carregador de bateria e da fonte auxiliar estão nos Apêndices A e B. A especificação de cada conversor é lembrada a seguir.

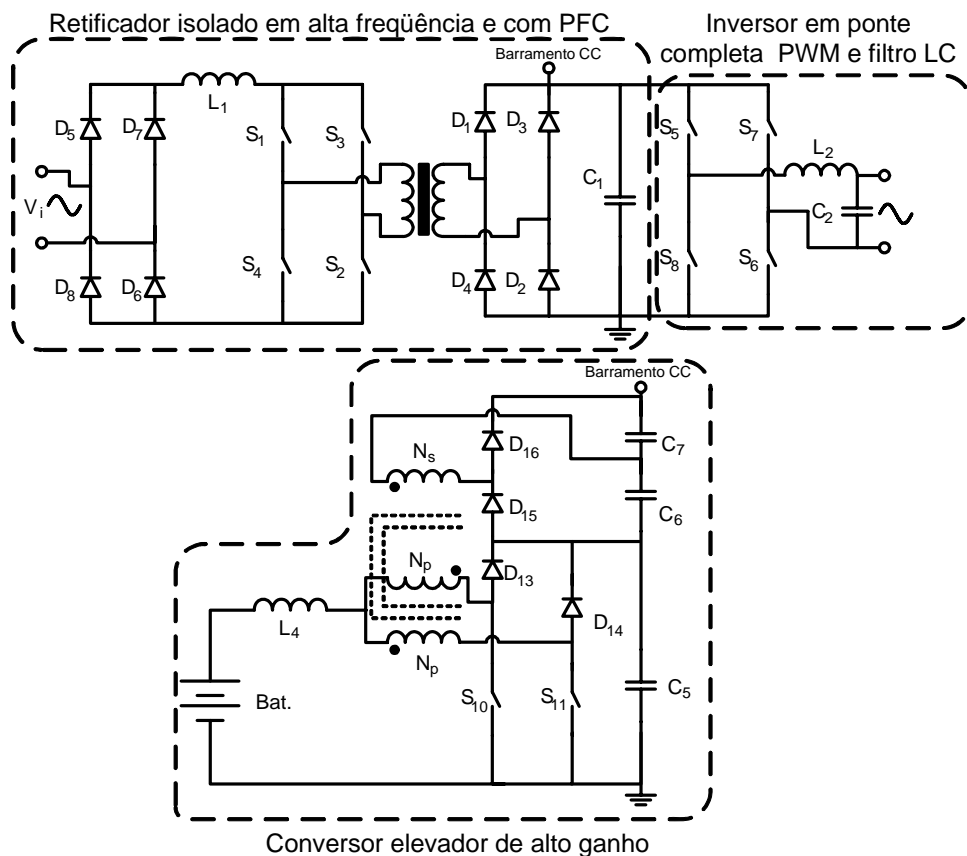


Figura 7.1 – Conversores do Projeto Inversol.

O inversor tem as seguintes especificações:

Potência total de saída	$S_o = 715VA$;
Potência ativa de saída	$P_o = 500W$;
Fator de crista da corrente de saída	$FC = 3$;

Variação da corrente do indutor	$\Delta i_{L_2 \max} = 50\%$;
Tensão de saída de	$V_o = 220V$ variação de $\pm 2\%$;
Distorção máxima da tensão de saída	$THD_{V_o} \leq 5\%$;
Frequência de saída	$f_{r_o} = 60Hz$;
Tensão de entrada	$V_{cc} = 400V$ variação de $\pm 2\%$;
Frequência de comutação	$f_{s_{inv}} = 33kHz$.

O retificador apresenta essas especificações:

Potência útil de saída	$P_{o_{ret}} = 540W$;
Tensão de entrada	$V_i = 220V$ variação de $\pm 15\%$;
Frequência da rede de alimentação	$f_r = 60Hz$;
Fator de potência de entrada	$FP_{ret} \approx 1$;
Variação da corrente do indutor	$\Delta i_{L_1 \max} = 20\%$;
Distorção harmônica da corrente de entrada	$THD_{I_i} \leq 5\%$;
Tensão de saída de	$V_{cc} = 400V$ variação de $\pm 2\%$;
Relação de transformação	$N = 0,92$;
Tensão de saída para o carregador de baterias	$V_{c_{arg}} = 36V$;
Potência da saída para o carregador	$P_{in_{c_{arg}}} = 40W$;
Frequência de comutação	$f_{s_{ret}} = 40kHz$;
Tempo de <i>hold-up</i>	$Th = 20ms$.

O Conversor *boost* com alto ganho possui as especificações a seguir:

Potência de saída	$P_{o_{boost}} = 540W$;
Tensão de entrada	$V_b = 24V$ variação de $\pm 15\%$;
Variação da corrente do indutor	$\Delta i_{L_4 \max} = 10\%$;
Tensão de saída de	$V_{cc} = 400V$ variação de $\pm 2\%$;
Relação de transformação	$a = 4$;
Frequência de comutação	$f_{s_{boost}} = 40kHz$.

7.2 Protótipo

Para construir o protótipo do Projeto Inversol optou-se por montar cada conversor separadamente. Essa atitude foi tomada para facilitar e obter-se mais rapidez na montagem e com isso possibilitando o estudo de cada parte detalhadamente. As fotografias do Projeto Inversol são mostradas na seqüência.

A primeira fotografia mostrada na Figura 7.2 é o retificador, onde é possível se observar

os principais elementos do conversor. Alguns componentes não aparecem na foto, pois foram colocados por debaixo da placa, os principais dispositivos estão identificados com etiquetas.

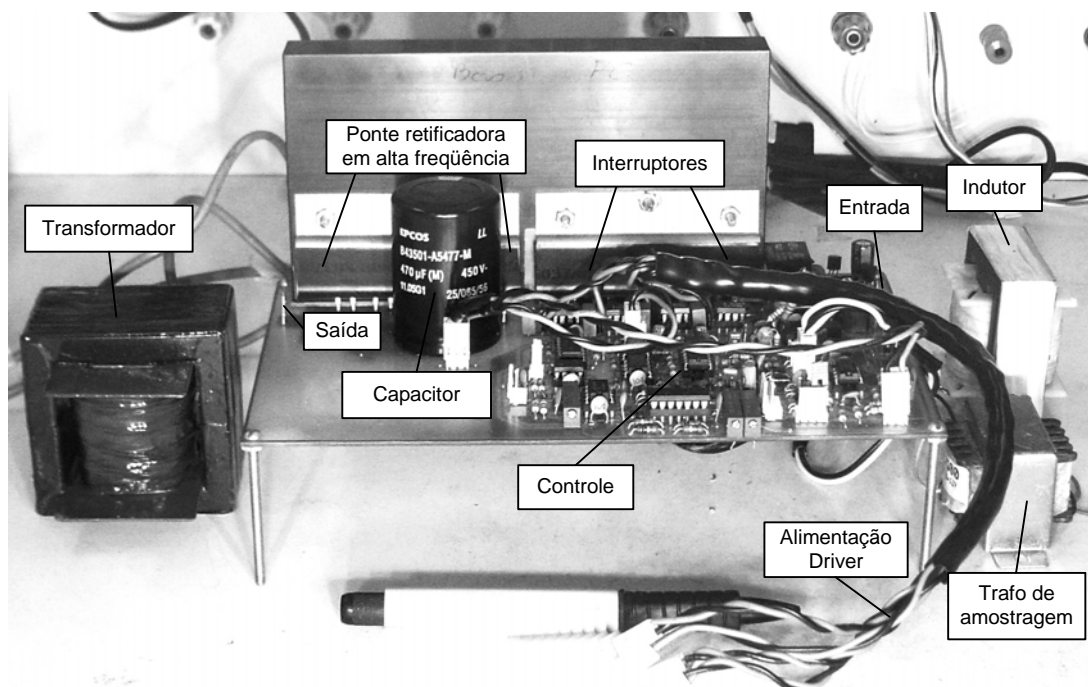


Figura 7.2 – Fotografia do retificador.

A segunda fotografia mostrada na Figura 7.3 apresenta o inversor. Os principais elementos estão destacados com as etiquetas.

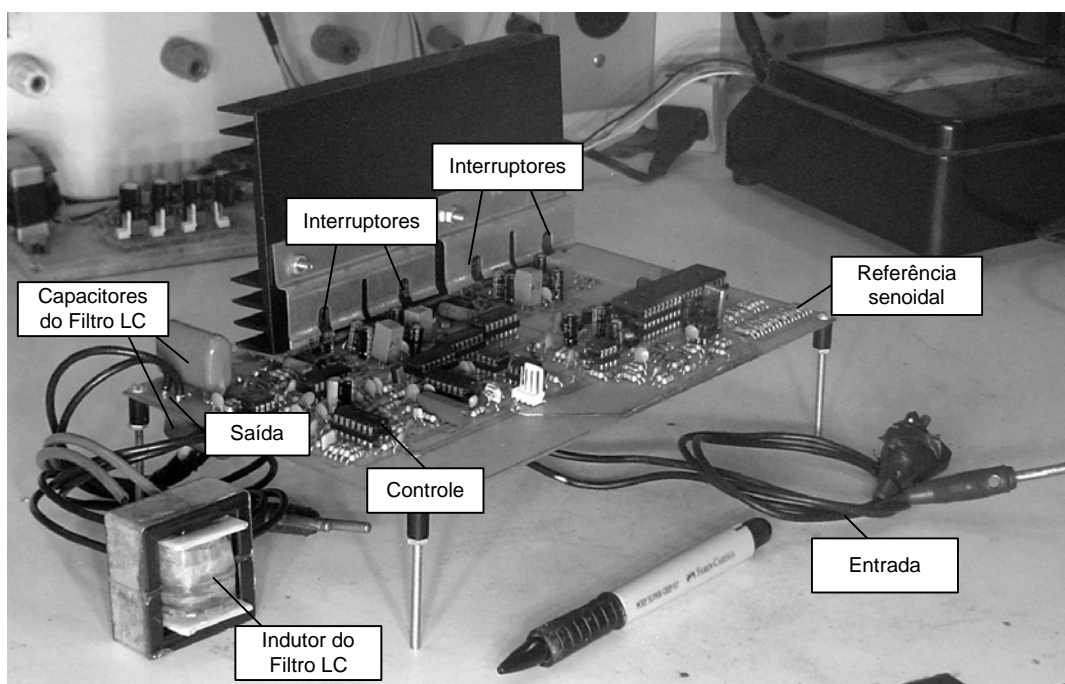


Figura 7.3 – Fotografia do inversor.

O conversor *boost* de alto ganho aparece na terceira foto, mostrada pela Figura 7.4. Assim como nos outros conversores os principais componentes estão em destaque e assinalados pelas etiquetas.

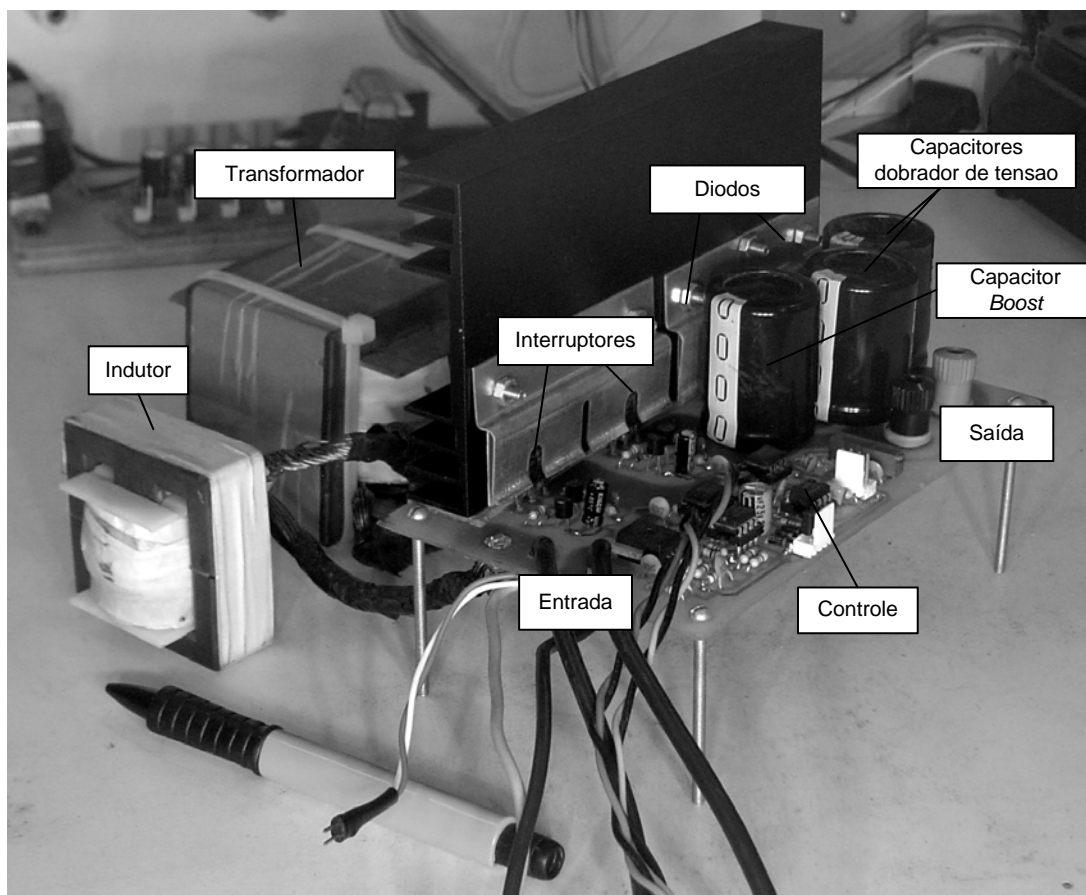


Figura 7.4 – Fotografia do conversor *boost* de alto ganho.

7.3 Resultados experimentais

Os resultados experimentais são mostrados a seguir, eles foram separados entre o modo rede, no qual funciona o retificador e o inversor, e o modo bateria, no qual o *boost* de alto ganho e o inversor estão funcionando.

7.3.1 Resultados do modo rede

O modo rede de operação é composto pelo retificador e inversor. A seguir são mostrados vários resultados extraídos do protótipo. Primeiramente, são expostos os esforços de tensão e corrente nos principais elementos do sistema, operando com carga resistiva, e depois mostrada a entrada e a saída para situações com perturbação na tensão de entrada e variações de carga.

Na Figura 7.5 são mostradas a corrente no indutor L_1 do retificador para carga nominal em meio período da tensão de linha na Figura 7.5 (a) e o detalhe na frequência de comutação na Figura 7.5 (b), onde se percebe que a máxima ondulação, que acontece em próximo de 45° da tensão de entrada, de 0,8 Ampères.

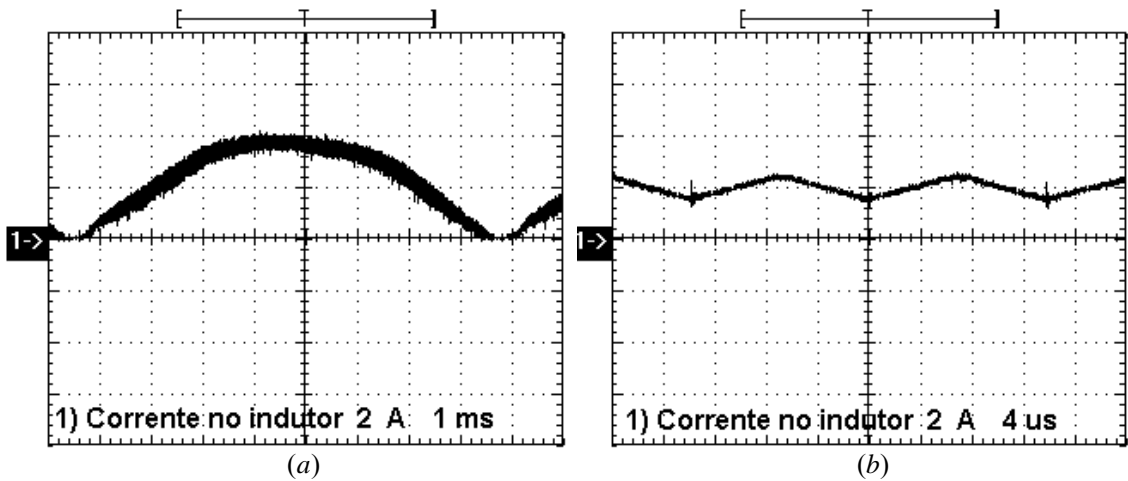


Figura 7.5 – (a) Corrente em L_1 para meio período da tensão de alimentação 2A/div; 1ms/div (b) Detalhe da ondulação 2A/div; 4µs/div.

A tensão sobre o interruptor S_1 do retificador é apresentada na Figura 7.6. Onde se pode perceber uma sobretensão de 10% em S_1 , proveniente da dispersão do transformador T_1 .

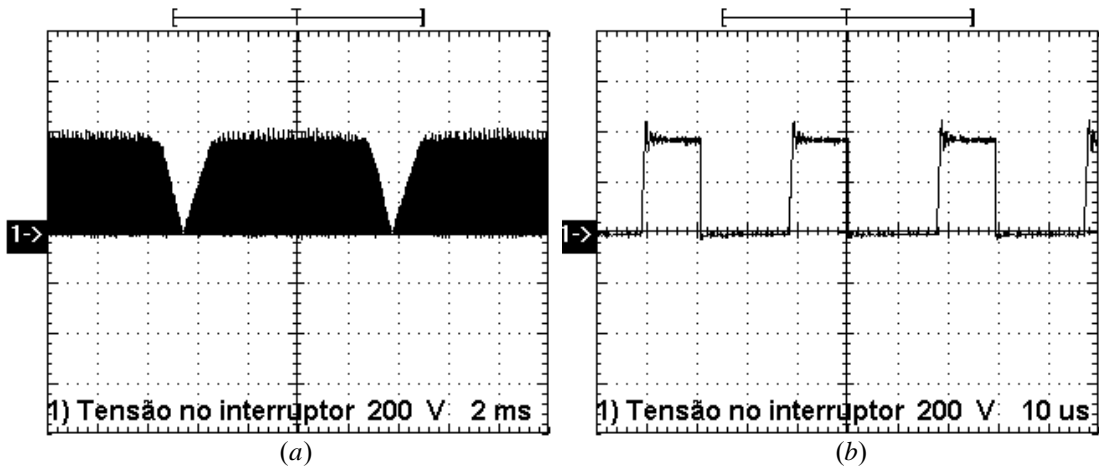


Figura 7.6 – (a) Tensão em S_1 para meio período da tensão de alimentação; 2V/div; 2ms/div; (b) Detalhe da comutação; 200V/div; 10µs/div.

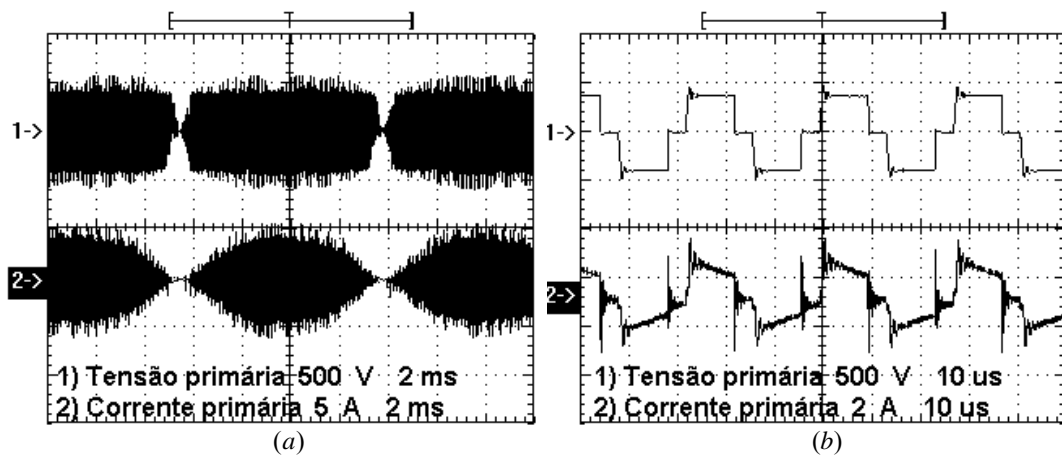


Figura 7.7 – (a) Esforços em T_{1p} para meio período da tensão de alimentação; 500V/div; 5A/div; 2ms/div; (b) Detalhe na comutação 500V/div; 2A/div; 10µs/div.

Os esforços de tensão e corrente no primário do transformador do retificador são mostrados a Figura 7.7, tanto para a metade do período da tensão de linha como o detalhe para a frequência de comutação. Já a Figura 7.8 apresenta os esforços no secundário do transformador do retificador na metade do período da tensão de alimentação e na frequência de comutação.

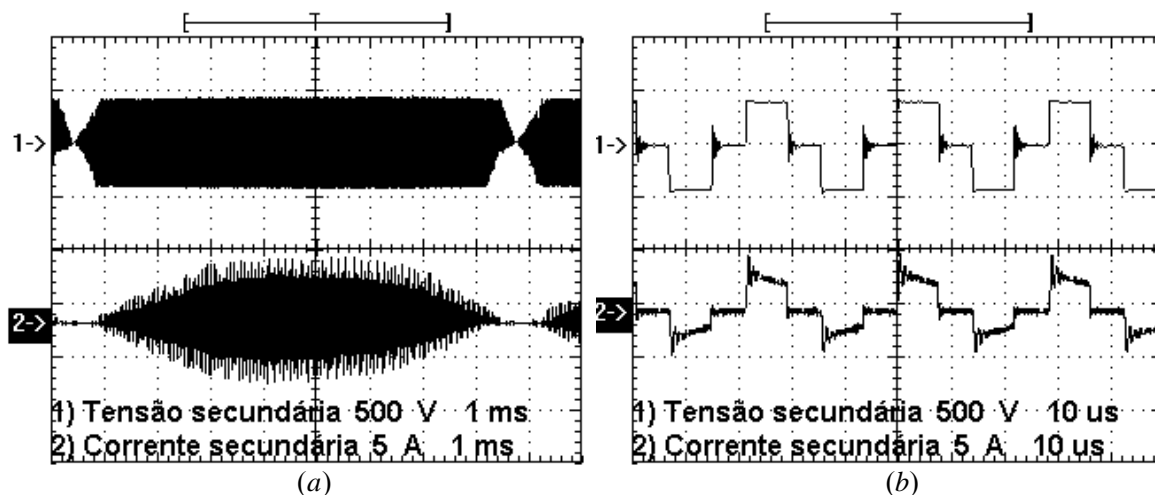


Figura 7.8 – (a) Esforços em T_{1s} para meio período da tensão de alimentação; 500V/div; 5A/div; 2ms/div; (b) Detalhe na comutação 500V/div; 5A/div; 10µs/div.

A tensão reversa no diodo da ponte retificadora de alta frequência D_1 do retificador é mostrada na Figura 7.9, onde é possível observar a tensão tanto para metade do período de linha como o detalhe na frequência de comutação.

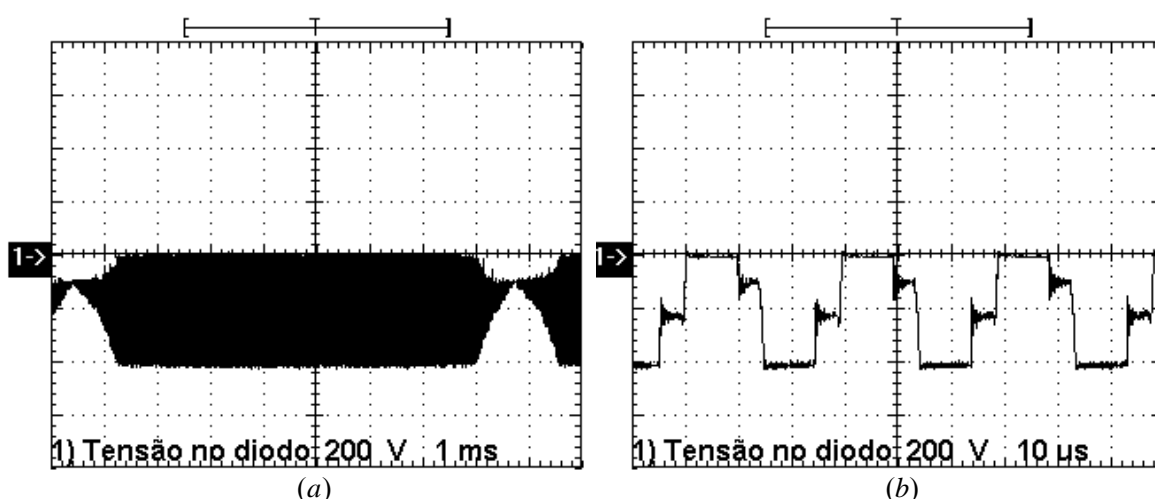


Figura 7.9 – (a) Tensão em D_1 para meio período da tensão de alimentação; 200V/div; 1ms/div; (b) Detalhe na comutação 200V/div; 10µs/div.

A tensão de saída V_{cc} do retificador é mostrada na Figura 7.10, onde se percebe que a ondulação em 120 Hz não existe, pois o inversor alimenta uma carga resistiva.

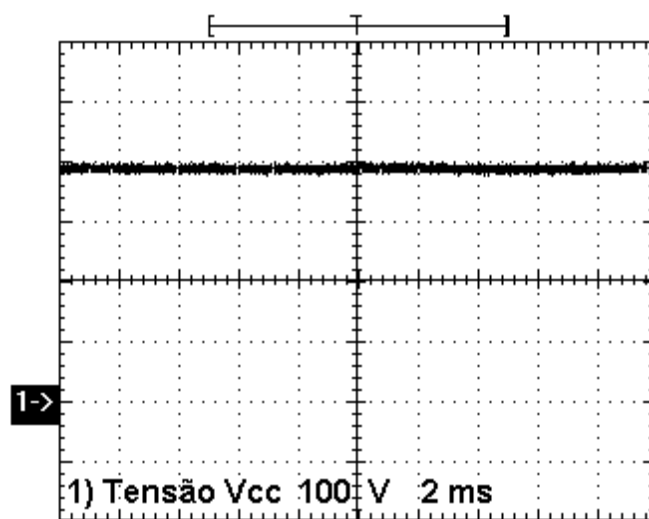


Figura 7.10 – Tensão de saída do retificador V_{cc} ; 100V/div; 2ms/div.

A tensão sobre o interruptor do inversor é mostrada pela Figura 7.11, onde se percebe que não apresenta nenhuma sobretensão.

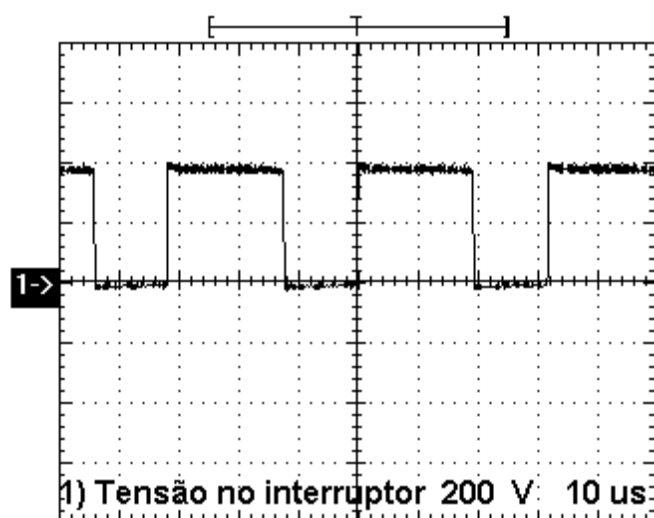


Figura 7.11 – Tensão sobre o interruptor S_5 do inversor ; 200V/div; 10 μ s/div.

A corrente no capacitor é mostrada pela Figura 7.12, onde se pode perceber que mesmo com a redução do valor de L_2 não existe prejuízo quando a carga é linear.

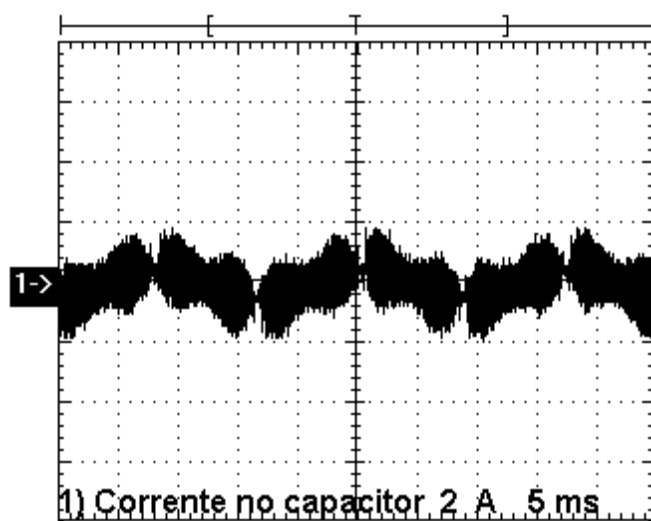


Figura 7.12 – Corrente no capacitor C_2 ; 2A/div; 5ms/div.

A tensão antes e depois do filtro LC são apresentadas na Figura 7.13, na qual se percebe a modulação PWM unipolar e a tensão de saída senoidal comprovando a eficácia da filtragem.

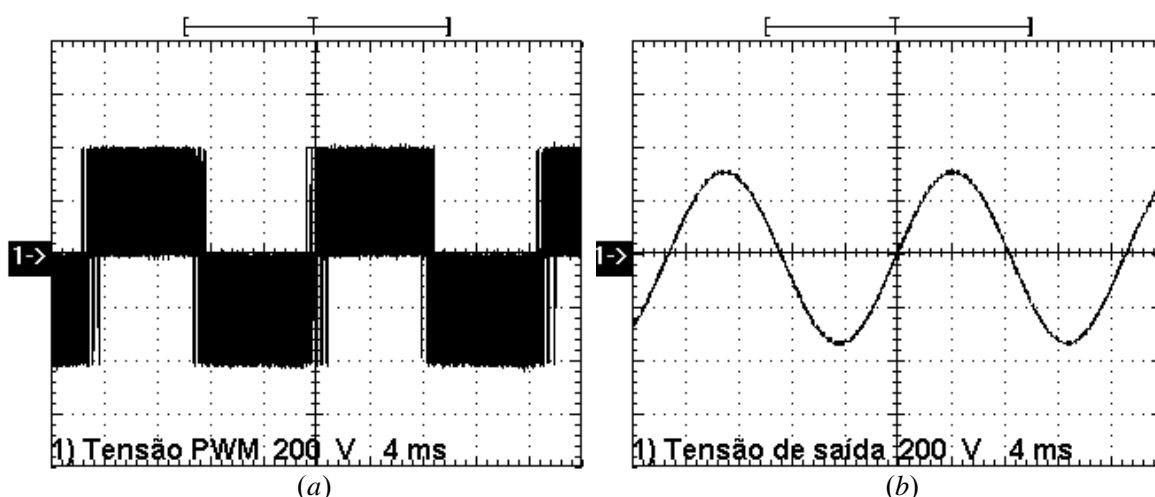


Figura 7.13 – (a) Tensão antes do filtro LC; 200V/div; 4ms/div; (b) Tensão depois do filtro LC; 200V/div; 4ms/div.

A seguir são apresentados os resultados, para o modo rede de operação, para condições da variação da tensão de entrada do retificador e vários tipos de cargas acopladas à saída do inversor.

A Figura 7.14 mostra a tensão e corrente de entrada do retificador na situação, em regime permanente, de tensão de alimentação nominal e para as variações de $\pm 15\%$. Para as três situações o retificador consegue desempenhar muito bem seu papel, fazendo com que a corrente siga a forma de onda da tensão de entrada, o comparativo para a distorção harmônica total para a tensão e a corrente e para o fator de potência são apresentados na Tabela 7.1. A Figura 7.15 mostra o histograma das frequências da corrente de entrada para a condição de

tensão nominal de 220V de entrada, onde se percebe que todas as frequências estão abaixo dos limites impostos pela norma IEC61000-3-2.

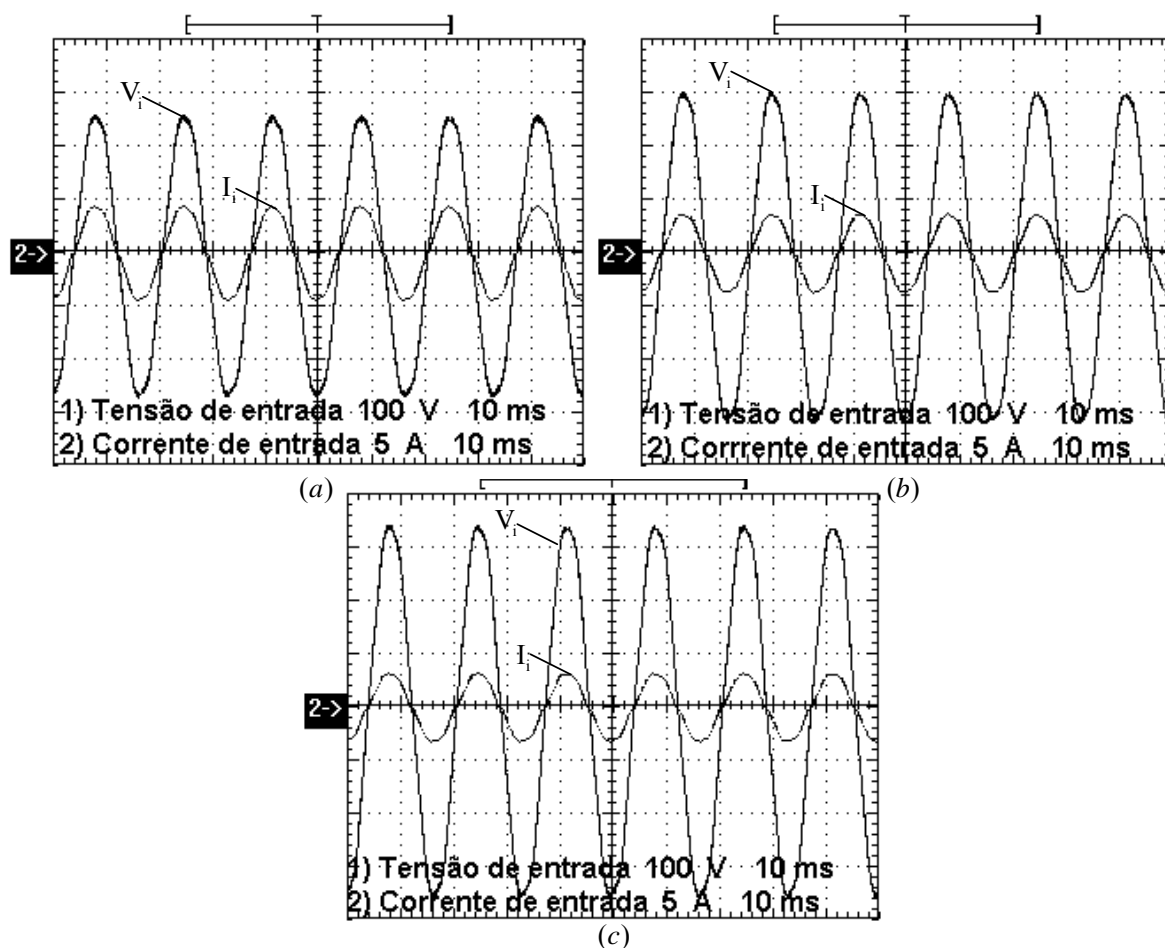


Figura 7.14 – Tensão e corrente de entrada; (a) Subtensão 188V; 100V/div; 5A/div; 4ms/div; (b) Tensão nominal 220V; 100V/div; 5A/div; 4ms/div; (c) Sobretensão 250V; 100V/div; 5A/div; 4ms/div;.

Tabela 7.1 – Comparativo para variação da alimentação.

	Subtensão	Tensão nominal	Sobretensão
Tensão de entrada	188V	220V	250V
Corrente de entrada	3,05A	2,56A	2,3A
THD_{I_i}	5%	4,5%	4,5%
FP	99%	99%	99%
η_{ret}	91%	92%	92%

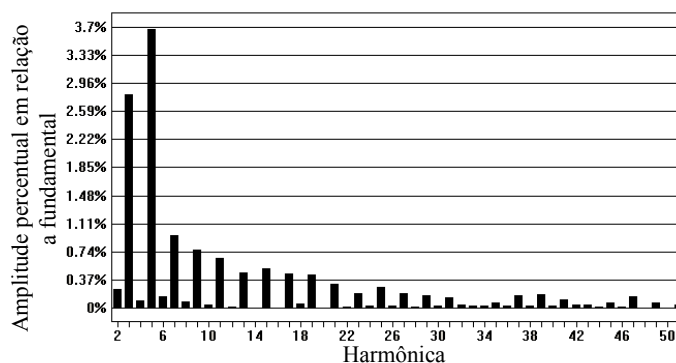


Figura 7.15 – Histograma das componentes harmônicas da corrente de entrada para tensão nominal e plena carga.

Na saída do inversor são colocadas três tipos de carga, como mostra a Figura 7.16. A carga com corrente em meio ciclo, a qual representa uma carga assimétrica. A carga nominal resistiva, que emula lâmpadas com fator de potência unitário, e a carga não-linear, que emula várias cargas como computadores, retificadores com capacitor, liquidificadores, pequenos motores monofásicos e outros. A Tabela 7.2 mostra a comparação dos resultados obtidos para esse teste.

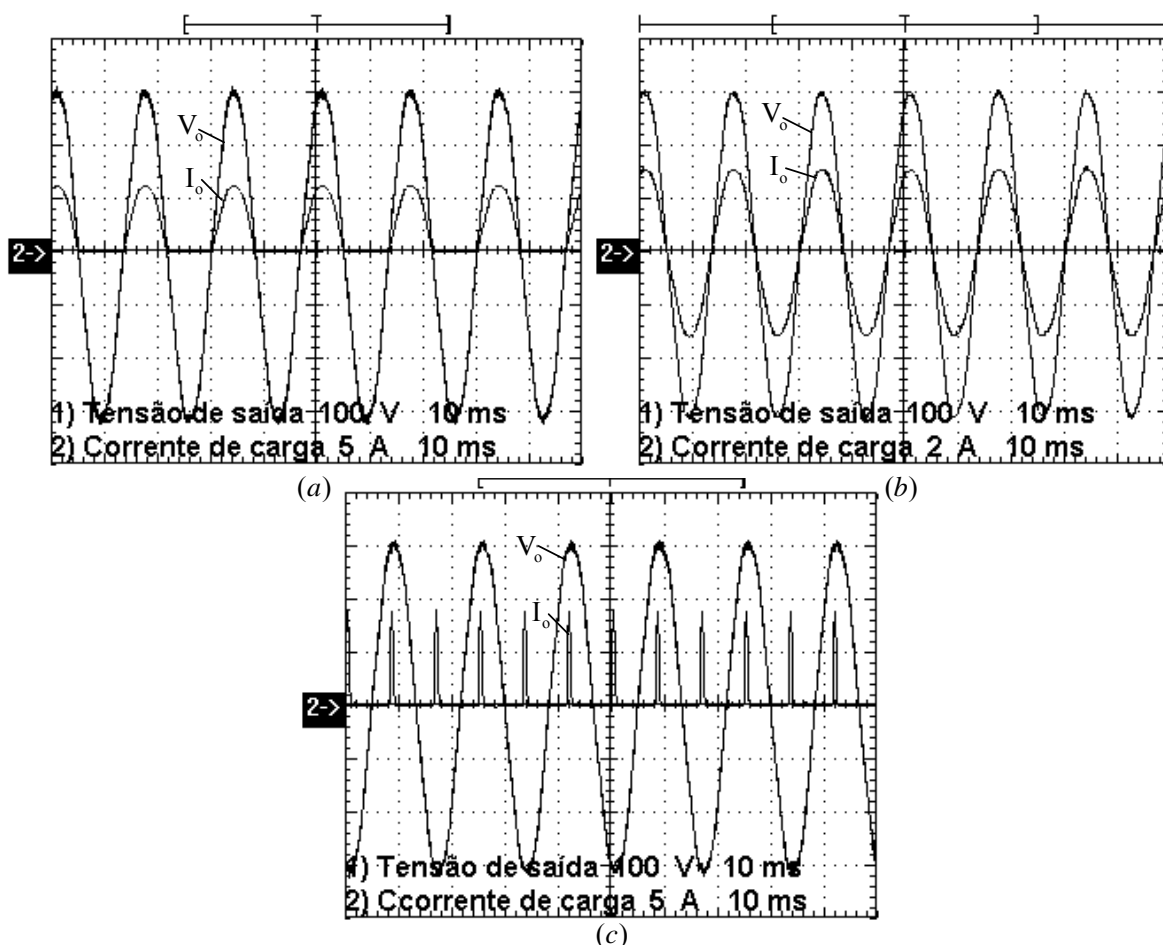


Figura 7.16 – Tensão e corrente de saída (a) Carga assimétrica; 100V/div; 5A/div; 10ms/div; (b) Carga resistiva; 100V/div; 2A/div; 10ms/div; (c) Carga não linear; 100V/div; 5A/div; 10ms/div.

Tabela 7.2 – Comparativo para variação da carga.

	Carga assimétrica	Carga Resistiva	Carga não-linear
Tensão de saída	220V	219V	220V
Corrente de saída	3,2A	2,25A	2,7A
THD_{V_o}	2,4%	2,1%	5%
FP da saída do inversor	69%	99%	30%
Nível CC de V_o	2,8V	2,3V	2,9V
THD_{I_i}	4,5	4,5%	5%
FP do retificador	99%	99%	99%
Potência de saída	715VA	492VA	600VA

A Figura 7.17 mostra a saída do inversor submetida a uma entrada de carga de 50 à 100% e uma saída de carga de 100 à 50%, onde se percebe a regulação de 99% da tensão de saída.

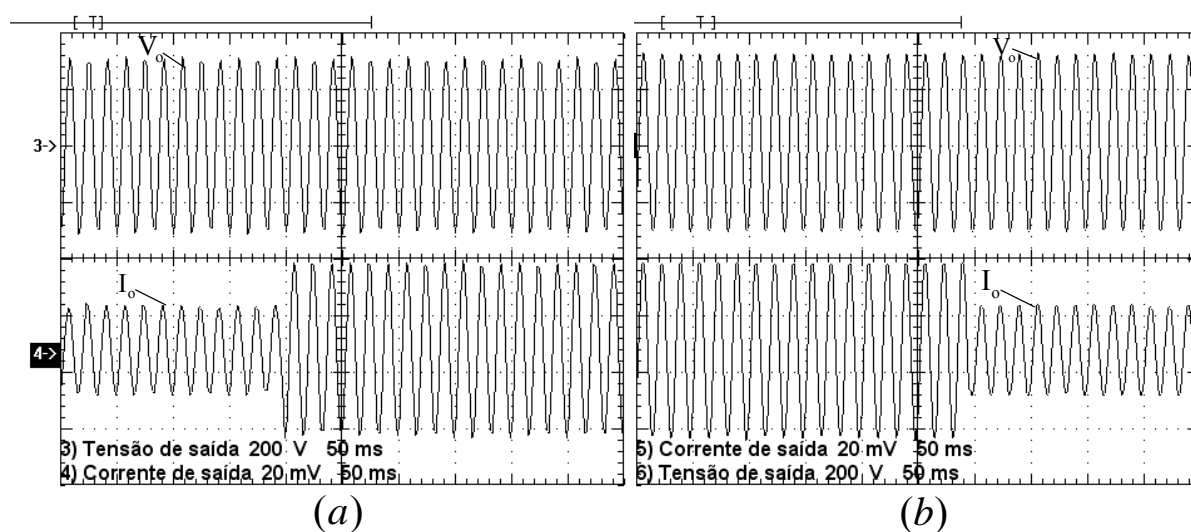


Figura 7.17 – Tensão e corrente de saída (a) Entrada de carga; 200V/div; 2A/div; 50ms/div; (b) Saída de carga; 200V/div; 2A/div; 50ms/div.

Ao final desses testes é mostrada a curva de rendimento do sistema operando em modo rede. A Figura 7.18 mostra o rendimento tanto do sistema, como o rendimento individual de cada conversor operando com carga resistiva na saída. É percebido nessa figura, que o rendimento é praticamente constante do inversor, pois quando funciona com carga resistiva a corrente de pico é 10 vezes menor que a suportada pelo interruptor.

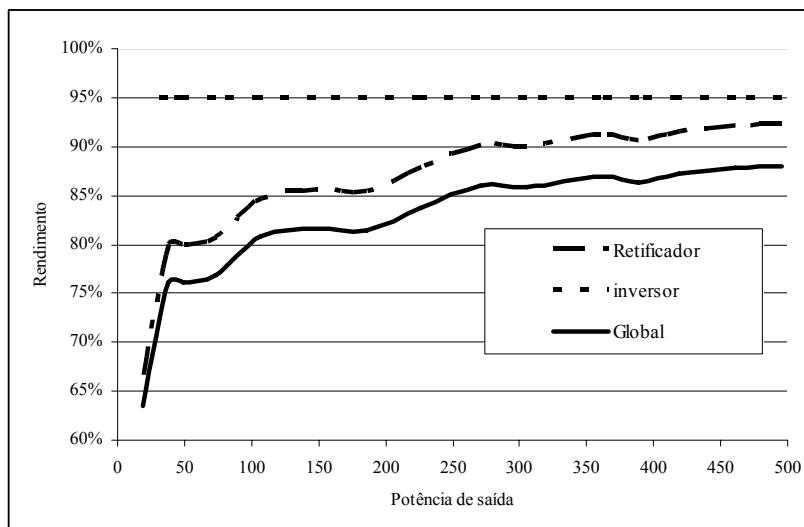


Figura 7.18 – Curvas de rendimento do Retificador, Inversor e global para o modo rede.

7.3.2 Resultados do modo bateria

O modo bateria de operação é composto pelo conversor *boost* de alto ganho e inversor. A seguir são mostrados vários resultados no modo bateria. A Figura 7.19 mostra a corrente no indutor L_4 para a condição de plena carga e tensão nominal de entrada.

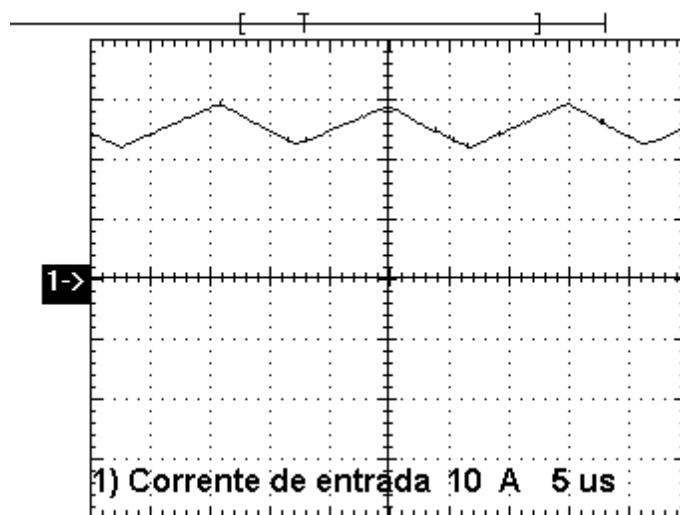


Figura 7.19 – Corrente no indutor L_4 do *boost* de alto ganho; 10A/div; 5μs/div.

Os esforços de tensão e corrente no transformador tanto no primário como no secundário, são mostrados na Figura 7.20.

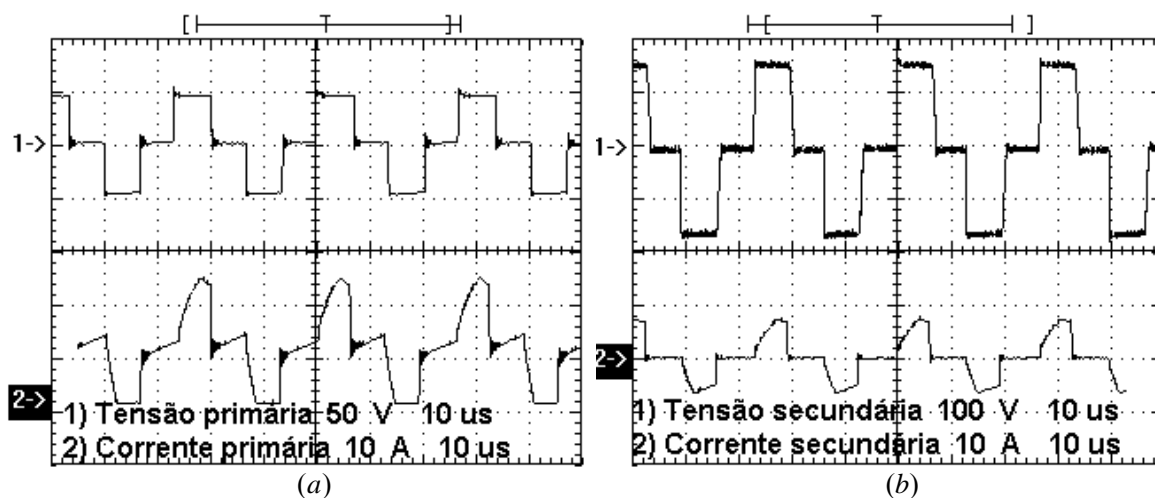


Figura 7.20 – Tensão e corrente no transformador do *boost* de alto ganho (a) Primário; 50V/div; 10A/div; 10μs/div; (b) Secundário; 100V/div; 10A/div; 10μs/div.

A tensão sobre o interruptor é apresentada a seguir pela Figura 7.21, onde é percebida apenas uma sobretensão pequena. Isso acontece, pois no *layout* da placa do *boost* de alto ganho o capacitor C_5 está bem próximo dos diodos D_{13-14} , que também estão bem próximos dos interruptores, assim atuando como um grampeador de tensão sobre S_{10-11} .

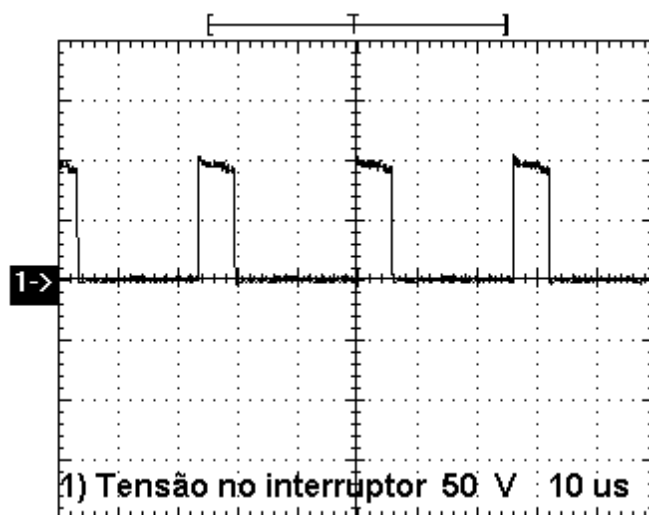


Figura 7.21 – Tensão sobre o interruptor S_{10} do *boost* de alto ganho; 50V/div; 10μs/div.

A tensão sobre os diodos *boost* e do dobrador de tensão do conversor são apresentadas pela Figura 7.22, nos diodos não existem sinais de sobretensão.

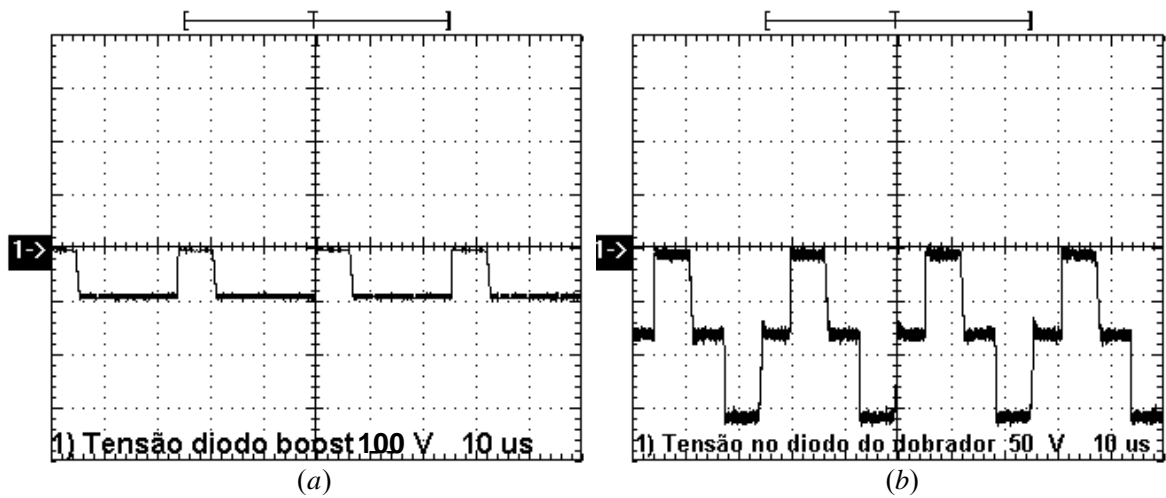


Figura 7.22 – Tensão sobre os diodos (a) Diodo *boost* D14; 100V/div; 10 μ s/div; (b) Diodo do dobrador de tensão D16; 50V/div; 10 μ s/div.

A tensão de saída junto com a tensão do capacitor de filtro e dos capacitores do dobrador de tensão são mostrada na Figura 7.23, quando o inversor alimenta uma carga resistiva.

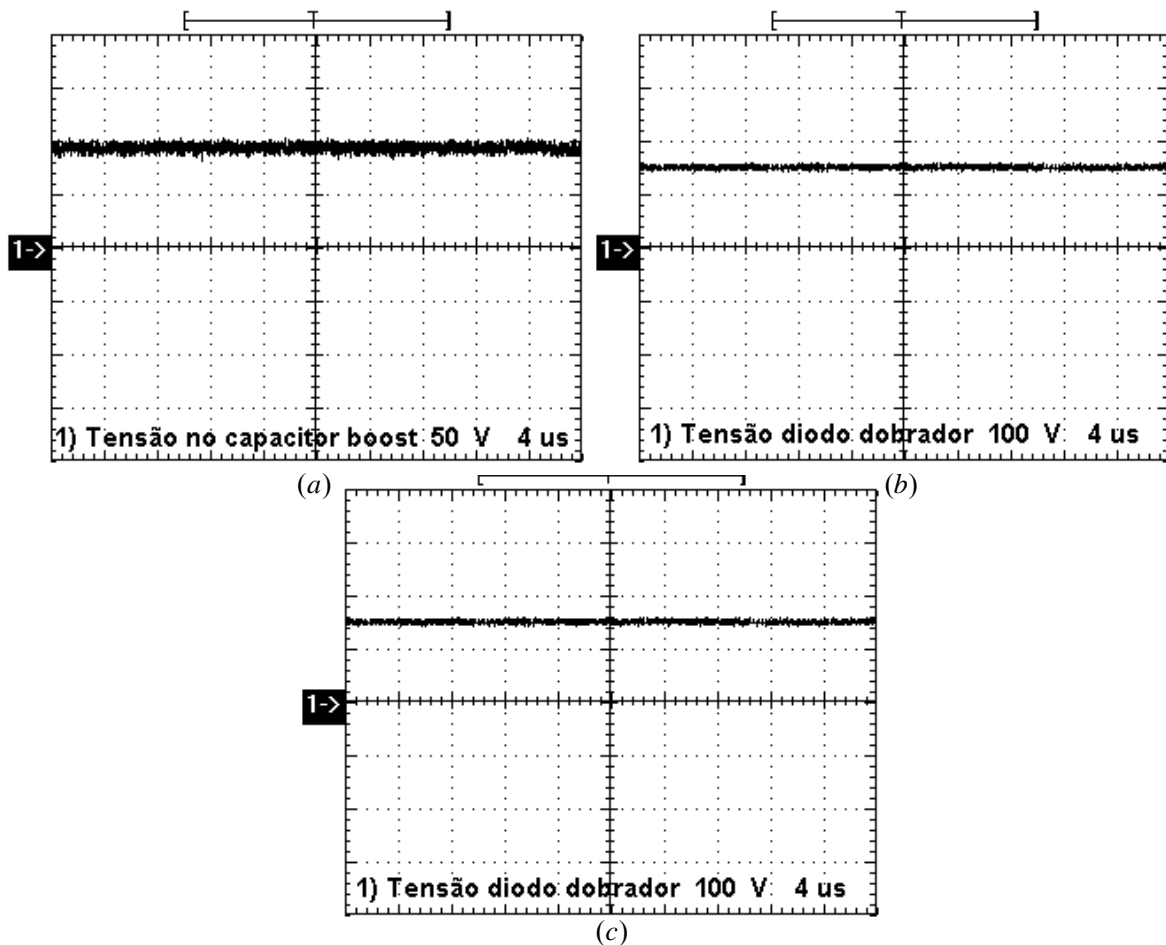


Figura 7.23 – Tensão sobre os capacitores (a) C₅; 50V/div; 4 μ s/div; (b) C₆; 100V/div; 4 μ s/div; (c) C₇; 100V/div; 4 μ s/div;.

A Figura 7.24 apresenta os resultados em regime permanente para a variação da tensão de entrada e carga resistiva acoplada ao inversor. O comparativo entre essas variações é mostrado na Tabela 7.3

Tabela 7.3 – Comparativo para variação da alimentação.

	Subtensão	Tensão nominal	Sobretensão
Tensão de entrada	21,5V	24V	27,5V
Corrente de entrada	23,5A	24,5A	20A
P_o	410W	476W	470W
η_{boost}	92%	92,5%	96,5%

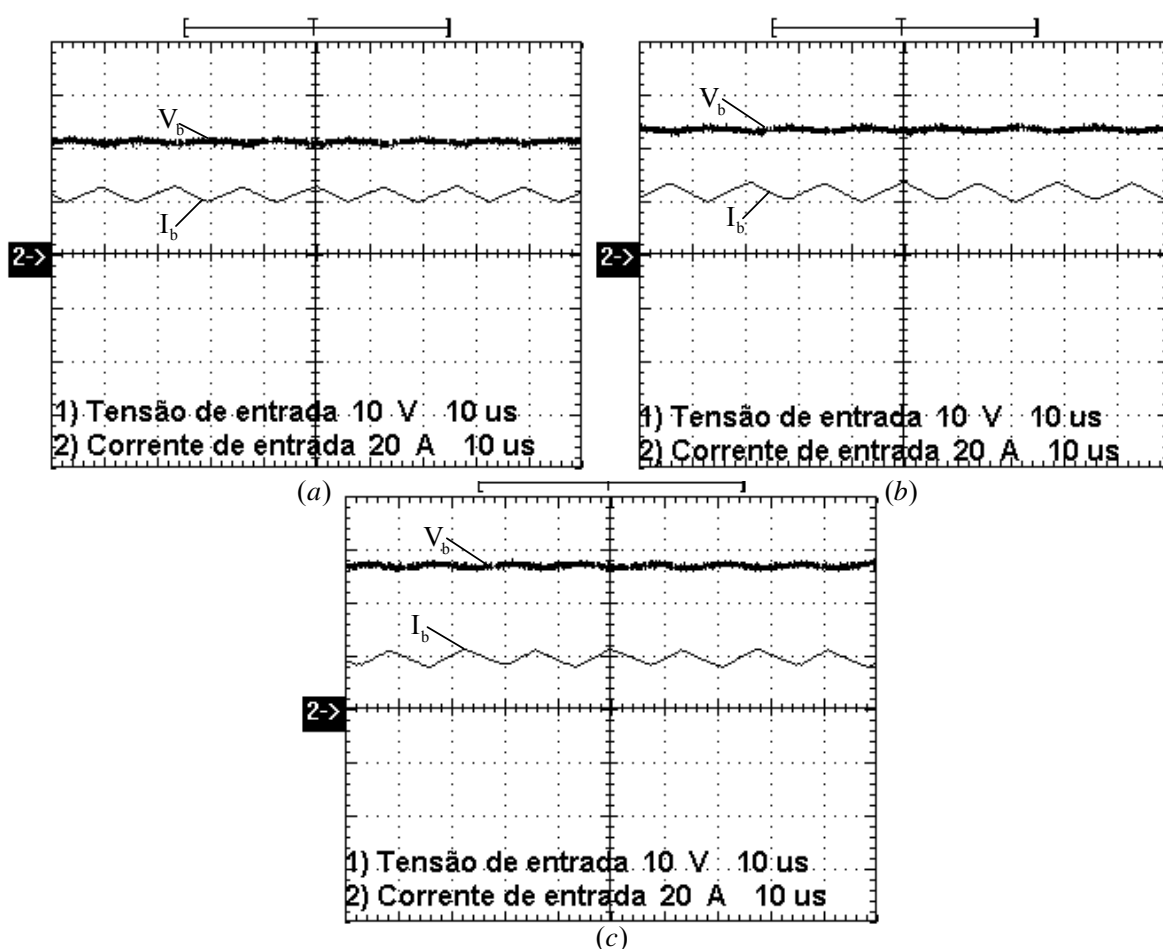


Figura 7.24 – Tensão e corrente de entrada (a) Subtensão 21,5V; 10V/div; 20A/div; 10μs/div; (b) Tensão nominal 24V; 10V/div; 20A/div; 10μs/div; (c) Sobretensão 27,5V; 10V/div; 20A/div; 10μs/div.

Os mesmos testes realizados com o inversor no modo rede, foram feitos para o modo bateria. Esses resultados apresentaram desempenho semelhante para os dois modos. Assim, para evitar repetição eles não serão mostrados novamente. A Figura 7.25 apresenta o resultado para o rendimento do *boost* de alto ganho, inversor e global para o modo bateria.

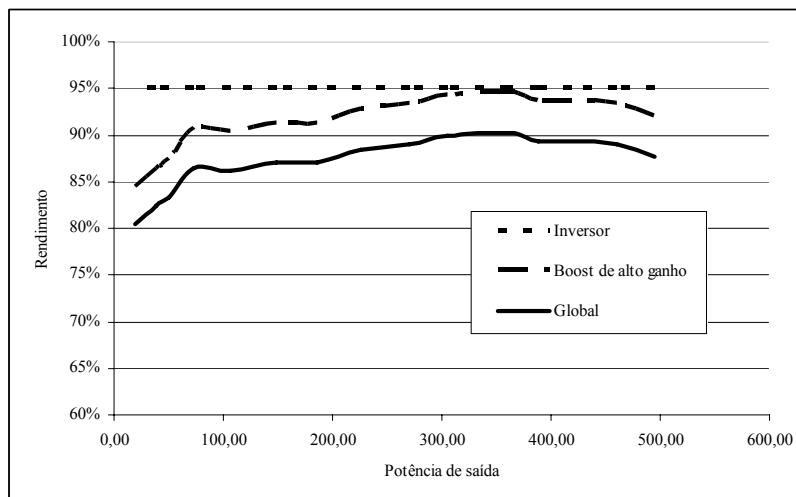


Figura 7.25 – Curvas de rendimento do *Boost* de alto ganho, Inversor e global para o modo bateria.

7.4 Conclusão

Ao final de todos os testes práticos pode-se concluir que os resultados experimentais são satisfatórios. Os esforços de tensão e corrente nos principais elementos são verificados e se encontram dentro dos valores calculados no Capítulo 5. O rendimento do sistema apresentou-se como esperado.

Os interruptores S_{1-4} do retificador, apresentam um sinal de sobretensão, ocasionado pela dispersão do transformador T_1 , esse problema é minimizado com a correta confecção desse transformador, onde o enrolamento primário deve ter uma acomodação bem justa no carretel do núcleo do transformado. O rendimento deste conversor é baixo para cargas leves (0-200 Watts), isso é devido a corrente de magnetização de T_1 . Situação essa que pode ser contornada usando condutores mais estreitos para o transformador, que melhora o rendimento com cargas leves, mas com uma ligeira redução do rendimento para plena carga.

Para que o sinal de sobretensão no conversor *boost* de alto ganho seja mitigado, a disposição dos componentes S_{10-11} , D_{13-14} e C_5 deve ser bem próxima, para que o capacitor atue como grampeador sobre os interruptores.

O desequilíbrio na tensão de saída do inversor pode ser corrigido com a inserção de uma malha de corrente, mas com essa malha o inversor seria incapaz de operar com cargas assimétricas.

CONCLUSÃO GERAL

Como conclusão geral afirma-se que o Projeto Inversol pode ser realizado. Os conversores propostos são capazes de desempenhar suas funções como desejado e os resultados experimentais obtidos são satisfatórios.

O retificador é estudado no Capítulo 2 no qual são calculadas todas as equações que descrevem os esforços de tensão e corrente para os elementos do conversor tanto para sua operação como CC-CC ou para sua operação com PFC, com isso é possível a correta e adequada especificação de cada componente. Ainda nesse capítulo é mostrada a proposta de controle para que o funcionamento com correção do fator de potência seja possível. No Capítulo 5 tem todos os seus esforços calculados para que seja realizada a escolha e especificação dos semicondutores, capacitores e magnéticos do conversor. No Capítulo 6 é projetado o seu controle, para isso primeiro foi extraída a função de transferência tanto da corrente como da tensão do retificador, então é escolhido um compensador adequado para cada malha de controle, ao fim são calculados os elementos dos controladores para os critérios propostos e depois verificada a condição de estabilidade do sistema.

No Capítulo 7 são mostrados seus resultados experimentais, pode-se concluir que o estudo teórico desenvolvido nos capítulos anteriores está correto, pois o retificador apresentou os resultados esperados. Assim observou-se que o retificador é capaz de fazer a correção do fator de potência da entrada do sistema e ao mesmo tempo prover o isolamento galvânico em alta frequência. Para melhorar o rendimento do retificador é colocada a sugestão do uso de interruptores de 400V. Quando o retificador trabalhar com maiores potências, deve ser levado em consideração que a interrupção da corrente do indutor L_1 pode ser danosa ao circuito, nesse trabalho isso foi solucionado com a adição de C_8 , para contornar essa situação se propõe que esse indutor tenha um secundário conectado ao secundário do transformador T_1 através de diodos, assim sendo possível transferir sua energia caso os interruptores fiquem por alguma falha em bloqueio.

O inversor tem seu desenvolvimento teórico dado no Capítulo 3, onde é explanada sua técnica de modulação unipolar e topologia do filtro de saída. Também nesse capítulo são determinadas as equações que descrevem os esforços nos elementos do conversor e é apresentada a proposta da lógica de controle para se obter a regulação da tensão senoidal de saída. No Capítulo 5 é realizada a especificação dos interruptores do conversor e o

dimensionamento do filtro LC. O Capítulo 6 mostra os passos para o projeto do controle da malha de tensão para regular a tensão de saída do mesmo. Os resultados práticos extraídos do inversor são mostrados no Capítulo 7, assim comprovando o correto funcionamento da estrutura de acordo com o estudo teórico realizado nos capítulos anteriores. O inversor funciona de forma adequada tanto para o modo rede como modo bateria e com sua tensão de saída sincronizada com a tensão de alimentação.

No Capítulo 4 é realizado o estudo da topologia do *boost* de alto ganho, o seu princípio de funcionamento, suas etapas de operação e as equações dos esforços de tensão e corrente são apresentados. Essas equações são utilizadas no Capítulo 5 para determinar os esforços para a adequada escolha dos semicondutores, capacitores e correto dimensionamento dos magnéticos. Já no Capítulo 6 é feito o projeto do controle, esse projeto tem como base a função de transferência da tensão de saída. Para comprovar os estudos teóricos, o Capítulo 7 apresenta os resultados experimentais da topologia, onde se verificou que o uso da tecnologia MOSFET para os interruptores é adequado, resultando em um rendimento satisfatório.

Nesse trabalho o *boost* de alto ganho não ficou conectado em paralelo com a saída do retificador, pois foram montados separadamente. Quando essa situação de paralelismo das saídas ocorrer deve ser levado em consideração para a especificação dos semicondutores do conversor *boost* de alto ganho que quando o retificador estiver operando a tensão nos semicondutores do *boost* de alto ganho vai ser diferente do seu funcionamento normal. Isso acontece, pois a tensão do barramento CC vai se dividir entre os capacitores associados em série. Para fugir dessa situação pode-se usar um diodo para fazer a conexão das saídas.

Para a montagem do Projeto Inversol foi confeccionada uma placa para cada conversor, com o intuito de acelerar a montagem. Porém, como a proposta do projeto é a minimização dos custos de produção dos conversores, esses devem estar todos em uma única placa. Assim, quando o sistema for aproveitado em uma instalação fotovoltaica a placa é a mesma para o sistema UPS, com a diferença que não trás os componentes do retificador e do carregador de baterias.

Como o Projeto Inversol aproveita o modo bateria para ser utilizado em uma instalação fotovoltaica e sabendo que a geração de energia elétrica através dessa tecnologia é cara, qualquer melhora no rendimento é preciosa. Assim, sugere-se algumas mudanças no conversor *boost* de alto ganho: a elevação da tensão do banco de baterias 48V para diminuir os esforços de corrente; buscar a razão ótima entre a relação de transformação do transformador e as perdas nos semicondutores; uso de interruptores de menor tensão

adequados para as novas especificações; paralelismo dos interruptores; uso de núcleos magnéticos de ferrite de melhor qualidade; o estudo da utilização de capacitores de pequena capacitância para compor a associação série de capacitores do conversor em paralelo com um capacitor de maior capacitância.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BEKIAROV, S. B.; EMADI, A. “*Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 1, p. 597-604, mar. 2002.
- [2] KAMRAN, F.; HABETLER T. G. “*A novel on-line UPS with universal filtering capabilities*” IEEE Trans. on Power Electronics, v. 13, n. 2, p. 366–371, mar. 1998.
- [3] KRISHNAN, R.; SRINIVASAN, S. “*Topologies for uninterruptible power supplies*” in Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Hungary, p. 122–127 jun. 1993.
- [4] KARVE, S. “*Three of a kind*” IEE Review, v. 46, n. 2, p. 27–31, mar. 2000.
- [5] WU J. C.; JOU H. L. “*A new UPS scheme provides harmonic suppression and input power factor correction*” IEEE Trans. on Industrial Electronics, v. 42, n. 6, p. 2216-2226, dez. 1995.
- [6] SHIMIZU, T.; FUJITA, T.; KIMURA, G.; HIROSE, J. “*A unity power factor PWM rectifier with DC ripple compensation*” IEEE Trans. On Industrial Electronics, v. 44, n. 4, p. 447-455, ago. 1997.
- [7] QIAO, C.; SMEDLEY, K. M. “*A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper*” in Proc. 15th IEEE Applied Power Electronics Conference, p. 460-467, fev. 2000.
- [8] HO, W. J.; LIO, J. B.; FENG, W. S. “*Economic UPS structure with phase-controlled battery charger and input-power-factor improvement*” IEE Proc. Electric Power Applications, v. 144, n.4, p. 221–226, jul. 1997.
- [9] ERICKSON, Robert; MAKSIMOVIC, W. *Fundamentals of Power electronics*. 2 Ed.
- [10] LINEWEBER, D.; MCNULTY, S. *The cost of power disturbances to industrial & digital economy companies*. EPRI’s Consortium for Electric Infrastructure for a Digital Society (CEIDS), jun. 2001.
- [11] DUNLOP J. P. *Batteries and charge control in stand-alone photovoltaic systems - fundamentals and application*, Solar Energy Center, Florida, 1997.
- [12] ENSLIN, J.H.R. “*Maximum power point tracking: a cost saving necessity in solarenergy systems*” Industrial Electronics Society, v. 2, p.1073 – 107, nov. 1990.
- [13] HIRACHI, K.; YAMAMOTO, H.; SAKANE, M.; TOMOKUNI, Y.; NAGAI, Y. “*A novel 3 kVA UPS using a switch mode rectifier*” Telecommunications Energy Conference, p.392 - 399, out. 1990.
- [14] HIRACHI, K.; ARAI, Y.; YOSHITSUGU, J.; GAMAGE, L.; NAKAOKA, M. “*A feasible high-performance single-phase UPS incorporating switch mode rectifier with high-frequency transformer link*”. In: PEDS’97 – International Conference on Power Electronics and Drive Systems Proceedings, v.2, pp. 792-797, 1997.
- [15] YAMADA, R.; KUROKIs, K.; SHINOHARA, J.; KAGOTANI, T. “*High-frequency isolation UPS with novel SMR.*” In: IECON’93 - Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Proceedings, v. 2, p.1258-1263, 1993.
- [16] KRISHMAN, R. “*Design and development of a high frequency on-line uninterruptible power supply.*” In: IECON’95 - Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Proceedings, v. 1, p. 578-583, 1995.

- [17] TORRICO-BASCOPE, R.P.; OLIVEIRA, D.S., JR.; BRANCO, C.O.C.; ANTUNES, F.L.M.; CRUZ, C.M. “*A high frequency transformer isolation 110V/220V input voltage UPS system*” *Eletrônica de Potência SOBRAEP*, v. 11, n° 3, p.239-247, nov. 2006.
- [18] PINHEIRO, H.; JAIN, P.; JOOS, G “*AC power supply based on half-bridge resonant converters.*” *Electrical and Computer Engineering, IEEE Canadian Conference*, v.2, p.654-657, maio 1997.
- [19] VAZQUEZ, N.; AGUILAR, C.; ARAU, J.; CACERES, R.O.; BARBI, I.; GALLEGOS, J.A. “*A novel uninterruptible power supply system with active power factor correction*” *Power Electronics, IEEE Transactions*, v.17, p.405-412, maio 2002.
- [20] DE ROOIJ, M.A.; FERREIRA, J.A.; VAN WYK, D. “*A novel unity power factor low-EMI uninterruptible power supply*” *Industry Applications, IEEE Transactions on* v.34, p.870-877 jul. 1998.
- [21] MOHAN, N; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: converters, applications, and design*, 2 Ed, New York, USA, John Wiley & Sons, 1995.
- [22] TORRICO-BASCOPE, G.V.; VASCONCELOS, S.A.; TORRICO-BASCOPE, R.P.; ANTUNES, F.L.M.; SOUZA DE OLIVEIRA, S.; BRANCO, C.G.C. “*A high step-up DC-DC converter based on three-state switching cell*” *Industrial Electronics, IEEE International Symposium*, v.2, p.998-103, jul. 2006.
- [23] GROVER, V. T. B.; BARBI, Ivo “*Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells*”, in *IEEE Power Electronic Specialists Conference PESC'00*, v.2, p.858-863, jun. 2000.
- [24] DIXON, Lloyd. “*Average current control of switching power supplies*”. UNITRODE, Application Note U-140, p.9-457 - 9-470, 1994.
- [25] TODD, Philip C.. “*UC3854 controlled power correction circuit design*” UNITRODE, Application Note U-134, p. 9-362 - 9-381, 1994.
- [26] ZHOU, C.; JAVANOVIC, M. M. “*Design trade-off in continuous current-mode controlled boost power-factor-correction circuit*”. *HPFC'92 Proceedings*. p.57-68, 1992.
- [27] RIDLEY, Ray; KERN S.; FULD, Berthold. “*Analysis and design of a wide input range power factor correction circuit for three-phase applications*”. *IEEE APEC'93*. p.299-305, 1993.
- [28] SILVA, C.S.. “*Power factor correction with the UC3854*”. Application Note, UNITRODE. Lexington, MA, USA, 1991.
- [29] TANG, W.; LEE, F. C.; RIDLEY, R. B.. “*Small-signal modeling of Average current-mode control*”. *IEEE APC'92 Conference Proceedings*, p.747-755, 1992.
- [30] RIDLEY, R. B.. “*Average small-signal analysis of the boost power factor correction circuit*”. *VPEC'89 Seminar Proceedings*. p. 108-120, 1989.
- [31] UNITRODE. “*Linear integrated circuits - data and applications handbook*”, 1994.
- [32] RASHID, Muhammad H. *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*, São Paulo, Makron Books, 1999.
- [33] MARTINS, Denizar Cruz *Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA*, Florianópolis, Editora dos autores, 2005.

- [34] GOPINATH, R.; SANGSUN, Kim; JAE-HONG HAHN; ENJETI, P.N.; YEARY, M.B.; HOWZE, J.W. “*Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control.*” In: IEEE Transactions of Power electronics, v.19, n.5, p. 1256-1262, 2004.
- [35] LAI, J. S.; HEFNER, A. R. SINGH. “*Emerging silicon-carbide power devices enable revolutionary changes in high voltage power conversion*”, In: IEEE Power Electronics Society Newsletter, 2004.
- [36] ROMERO, Manuel R. R.; *Sistema ininterrupto de energia monofásico tipo off-line.* publicação Interna, Florianópolis, 1998.
- [37] OLIVEIRA, S. V. G.; BARBI, I.; ROMANELI, E. F. R. *Metodologia de projetos de inversores monofásicos PWM senoidais alimentando cargas não lineares.* Em: SEP’2002 - Seminário de Eletrônica de Potência do INEP. Florianópolis, p.131-136, 2002.
- [38] SOUZA, Kleber C. A. *Conversor CC-CA monofásico para interligar painéis fotovoltaicos ao sistema elétrico.* Fortaleza, 2003. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.
- [39] KIM, J.; CHOI, J.; HONG, H. “*Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller*”. In: POWERCON’2000 - Power System Technology Proceedings,v.3, p. 1659-1664, 2000.
- [40] FITZGERALD, A. E. *Máquinas elétricas*, Makron books.
- [41] McLYMAN, Colonel W. T. *Transformer and inductor design handbook.* New York. Marcel Dekker, 1988.
- [42] TORRICO-Bascopé, R. P.; PERIN, A. J. *O Transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência.* Porto Alegre. Sagra Luzzato, 1997.
- [43] VORPERIAN, V, “*Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch: parts I and II*”. In: IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. AES-26, pp. 490-505, 1990.
- [44] BALOGH, L. *UC3854A/B and UC3855A/B provide power limiting with sinusoidal Input current for PFC Front Ends.* Unitrode Design Notes DN-66, 2001.
- [45] BARBI, Ivo; *Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas.* Florianópolis. Editora do Autor, 2001.
- [46] TOPSwitch-GX Flyback, *Design methodology*, Application Note AN-32.
- [47] COSTA, H.S.; COSTA, R.A.L.; ECK, M. “*Análise econômica comparativa da eletrificação rural comercial e fotovoltaica*”. Encontro de energia no meio rural, Campinas, 2000.
- [48] FADIGAS, E. *Dimensionamento de fontes fotovoltaicas e eólicas com base no índice de perda de suprimento e sua aplicação para o atendimento a localidades isoladas.* 1993. Dissertação (Mestrado em Planejamento Energético) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo,1993.
- [49] PALZ, W. “*Energia solar e fontes alternativas*”. São Paulo: Hemus, 1981. 358 p.
- [50] *Banco de Dados Agregados do Censo 2000* (<http://www.sidra.ibge.gov.br/>) Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE), Brasil, 2001.
- [51] *Resolução Normativa Nº 83* Agência Nacional de Energia Elétrica (Aneel). Brasília, set. 2004.

- [52] MARKVART, T.; CASTAÑER, L.; *Practical handbook of photovoltaics: fundamentals and applications*. Elsevier, 2005.
- [53] SCHOEMAN, J. J; VAN WYK, J. D.; “A simplified maximal powercontroller for terrestrial photovoltaic panel arrays,” in Proc. 13th Annu.IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC-'82), Cambridge, MA, p. 361–367, jun, 1982.
- [54] SNYMAN, D. B.; ENSLIN, J. H. R.; “Analysis and experimental evaluation of a new MPPT converter topology for PV installations” in Proc. 18th IEEE Annu. Industrial Electronics Conf. (IECON-'92), San Diego, CA, p. 542–547, nov, 1992.
- [55] SNYMAN, D. B.; ENSLIN, J. H. R.; “Simplified maximum power point controller for PV installations” in Proc. 2nd IEEE Photovoltaics Specialists Conf. (PVSC-'93), Louisville, KY, p.1240–1245. maio, 1993.
- [56] LEE, D. Y.; NOH, H. J.; HYUN, D. S.; CHOY, I. “Power controller design for maximum power tracking in solar installations”, Power Electronics, IEEE Transactions, p: 1295- 1304, v. 19, n. 5, set, 2004.

APÊNDICE A

(Carregador de baterias)

CARREGDOR DE BATERIAS

A.1 Introdução

Para fazer a carga do banco de baterias é utilizada a topologia clássica do conversor buck com uma malha de controle de tensão em paralelo com a malha de controle de corrente. Essa topologia é escolhida por apresentar alto rendimento comparado com as estruturas que trabalham com o semicondutor na região linear.

Por se tratar de uma topologia básica e de fácil entendimento o seu princípio de funcionamento, suas formas de ondas e o desenvolvimento de suas equações não são mostrados, pois tudo isso é encontrado na literatura [32]. A Figura A.1 mostra a topologia de conversor com seus componentes.

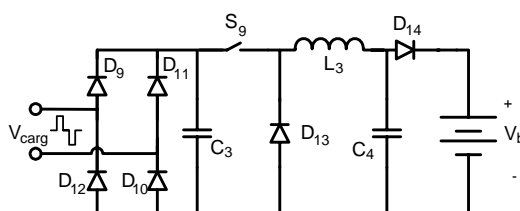


Figura A.1 – Topologia do carregador de baterias.

A.2 Especificação

Como visto no Capítulo 1 o Projeto Inversol tem um banco de baterias composto pela associação série de duas baterias de 12V de 7Ah. A principal especificação do carregador é o tempo de carga, que foi definido em 5 horas, para que a potência demandada por ele não seja grande e nem o tempo de carga seja tão demorado, garantindo ao usuário um sistema sempre com a acumulação máxima. A especificação completa é dada a seguir:

- Potência de entrada máxima: $P_{in\ carg} = 40W$;
- Tensão de saída: $V_{b\ max} = 27,5V, V_{b\ min} = 21V$ com variação de $\pm 2\%$;
- Tensão de entrada: $V_{i\ carg} = 36V$ com variação de $\pm 10\%$;
- Variação da corrente no indutor filtro de saída de 10% ;
- Rendimento: $\eta_{carg} = 96\%$;
- Freqüência de chaveamento: $f_{s\ carg} = 40kHz$;
- Tempo de carga: $t_{carg} = 5h$.

A.3 Cálculos básicos

A corrente de saída é dada pela divisão da energia das baterias pelo tempo de carga, assim:

$$I_{o\text{ carg}} = \frac{7Ah}{t_{\text{carg}}} = 1,4A . \quad (8.1)$$

A potência de saída é encontrada pela multiplicação da corrente de saída pela mínima tensão de saída, pois somente na tensão mínima as baterias requerem a corrente máxima, portanto:

$$P_{o\text{ carg}} = V_{b\text{min}} \cdot I_{o\text{ carg}} = 31W . \quad (8.2)$$

A potência de entrada é achada pelo rendimento:

$$P_{in\text{ carg}} = \frac{P_{o\text{ carg}}}{\eta_{\text{carg}}} = 32W . \quad (8.3)$$

A razão cíclica é dada pela seguinte equação:

$$D_{\text{carg}} = \frac{V_{b\text{max}}}{V_{i\text{ carg}}} = 0,77 . \quad (8.4)$$

A variação da corrente de saída é de:

$$\Delta I_{o\text{ carg}} = 10\% \cdot I_{o\text{ carg}} = 0,14A \quad (8.5)$$

A corrente de pico no indutor é dada por:

$$I_{pL_3} = I_{o\text{ carg}} + \frac{\Delta I_{o\text{ carg}}}{2} = 1,47A \quad (8.6)$$

A ondulação da tensão de saída é determinada por:

$$\Delta V_b = 2\% \cdot V_{b\text{max}} = 0,55V \quad (8.7)$$

A.4 Dimensionamento do indutor

Para encontrar o valor da indutância é usada a equação (8.8).

$$L_3 = \frac{V_{b\text{min}}}{4 \cdot f_{s\text{carg}} \cdot \Delta I_{o\text{ carg}}} = 925\mu H \quad (8.8)$$

O projeto para confecção do magnético é dado a seguir.

• A escolha do núcleo utilizado é realizada pelo produto das áreas, usando a seguinte equação:

$$A_p = \frac{L_3 \cdot I_{pL_3} \cdot I_{o\text{ carg}}}{K_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} \cdot 10^4. \quad (8.9)$$

No qual:

$A_p = A_w \cdot A_e$ - produto das áreas do núcleo e da janela;

$K_w = 0,7$ - fator de utilização da área da janela;

$J_{\max} = 400A/cm^2$ - máxima densidade de corrente;

$B_{\max} = 0,3T$ - máxima excursão e densidade de fluxo magnético;

assim o resultado da equação (8.9) é:

$$A_p = 0,38cm^4. \quad (8.10)$$

Para satisfazer tal produto de áreas, foi selecionado o núcleo de ferrite com referência NEE30/7-IP12 do fabricante Thornton, cujas características são apresentadas a seguir:

$A_p = 0,63cm^4$; $A_e = 0,53cm^2$; $A_w = 1,19cm^2$; $lt = 5,7cm$; $Ve = 3,9cm^3$; $G = 1,94cm$.

• O número de espiras é obtido através da equação:

$$N_{L_3} = \frac{L_3 \cdot I_{pL_3}}{A_e \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = 86. \quad (8.11)$$

• Para determinar o entreferro são efetuados os seguintes cálculos, levando em consideração que a permeabilidade de vácuo $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-1} H/m$:

$$l_{g_{L_3}} = \frac{\mu_o \cdot N_{L_3}^2 \cdot A_e}{L_3} \cdot 10^{-2} = 0,053cm. \quad (8.12)$$

O valor do entreferro é recalculado, segundo [41], tendo em conta o efeito do fluxo de borda. Para isso é calculado um fator de correção determinado por (8.13).

$$F = 1 + \frac{l_{g_{L_3}}}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{l_{g_{L_3}}} \right) = 1,313 \quad (8.13)$$

O fator F multiplica a equação (8.12) para ser encontrado o novo entreferro em (8.14).

$$l_{g_{L_3}} = \frac{\mu_o \cdot N_{L_3}^2 \cdot A_e}{L_3} \cdot F \cdot 10^{-2} = 0,07 \text{ cm} \quad (8.14)$$

No núcleo EE o entreferro é a metade do valor calculado, assim:

$$\delta_{L_3} = \frac{l_{g_{L_3}}}{2} = 0,35 \text{ mm} . \quad (8.15)$$

- A escolha do condutor é obtida pelos seguintes critérios:

Primeiro é calculado o máximo diâmetro do fio, para que as perdas por efeito pelicular sejam minimizadas, portanto:

$$\Delta_{L_2 \text{ max}} = \frac{15}{\sqrt{f_{s_{inv}}}} = 0,75 \text{ mm} . \quad (8.16)$$

Com isso será utilizado o fio 25 AWG que tem diâmetro $\Delta_{AWG26} = 0,45 \text{ mm}$, assim a área do fio é igual:

$$S_{AWG26} = \pi \cdot \left(\frac{\Delta_{AWG26}}{2} \right)^2 = 0,162 \text{ mm}^2 . \quad (8.17)$$

Dessa forma o número de fios em paralelo é achado pela equação a seguir:

$$n_{p_{L_2}} = \frac{I_{o \text{ carg}}}{S_{AWG25} \cdot J_{\text{max}}} \simeq 3 . \quad (8.18)$$

- O fator de utilização da janela é encontrado da seguinte forma:

O valor da área do condutor com isolamento é encontrado pela equação (8.19).

$$S_{AWG25 \text{ isolado}} = \pi \cdot \left(\frac{\Delta_{AWG25} + 0,028 \cdot \sqrt{\Delta_{AWG25}}}{2} \right)^2 = 0,208 \text{ mm}^2 \quad (8.19)$$

O fator de utilização da janela é encontrado dado por:

$$k_u = \frac{n_{p_{L_3}} \cdot N_{L_3} \cdot S_{AWG25 \text{ isolado}}}{A_w} = 0,45 . \quad (8.20)$$

O valor calculado é menor que o valor assumido de 0,7. Portanto, a montagem do indutor não deve apresentar problemas por falta de espaço.

- A quantidade de cobre utilizada para a montagem do indutor é encontrada pela seguinte aproximação:

$$m_{Cu L_2} = 1,15 \cdot S_{AWG25} \cdot lt \cdot n_{pL_3} \cdot N_{L_3} \cdot \rho_{mCu} = 25 g . \quad (8.21)$$

A Tabela A.1 apresenta o resumo para a montagem do indutor L₃.

Tabela A.1 – Resumo do projeto do indutor L₃.

Valor da Indutância L ₃	$L_3 = 925 \mu H$
Núcleo selecionado	NEE30/07–IP12 do fabricante Thornton
Número de espiras	$N_{L_3} = 86$
Fio	AWG25
Número de fios em paralelo	$n_{pL_3} = 3$
Massa de cobre utilizada	$m_{Cu L_3} = 25 g$
Espaço do entreferro entre os núcleos	$\delta_{L_2} = 0,35 mm$

Em seguida são calculadas as perdas no indutor L₃, de acordo com os seguintes passos:

- As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são determinadas da seguinte forma:

A variação máxima da densidade do fluxo magnético é obtida por:

$$\Delta B_{L_3} = B_{\max} \cdot \frac{\Delta i_{L_3}}{I_{pL_3}} = 0,03 T \quad (8.22)$$

A perda magnética é dada pela seguinte equação:

$$P_{nucleo L_3} = \Delta B_{L_3}^x \cdot \left(K_H \cdot f_{s_{carg}} + K_E \cdot f_{s_{carg}}^2 \right) \cdot V_e \quad (8.23)$$

No qual:

$x = 2,3294$ - coeficiente para o material ferrite IP12;

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

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

Substituindo os valores em (8.23), encontra-se:

$$P_{nucleo L_3} = 0,002 W \quad (8.24)$$

- A perda no cobre do indutor é encontrada pela equação (8.25), considerando que a resistividade do cobre a 80° é de $\rho_{rCu}(80^\circ) = 2,11 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$.

$$P_{Cu L_3} = \frac{\rho_{rCu}(80^\circ) \cdot lt \cdot N_{L_3} \cdot I_{ef L_3}^2}{S_{AWG26} \cdot n_{pL_3}} = 0,415 W \quad (8.25)$$

- A perda total no indutor é a somatória das duas perdas, assim:

$$P_{L_3} = P_{nucleo L_3} + P_{Cu L_3} = 0,417W . \quad (8.26)$$

A elevação de temperatura do indutor é dada pela equação abaixo:

$$\Delta T_{L_3} = 59,28 \cdot V_e^{-0,544} \cdot P_{L_3} = 12^\circ C . \quad (8.27)$$

A.5 Cálculo do capacitor C_4

A tensão máxima sobre o capacitor é de:

$$V_{C_4 \max} = V_{b \max} + \frac{\Delta V_b}{2} = 27,9V . \quad (8.28)$$

O valor da capacitância do capacitor do conversor *buck* é dado por:

$$C_4 \geq \frac{V_{b \max}}{31 \cdot L_3 \cdot f_{s \text{carg}}^2 \cdot \Delta V_b} = 1,1\mu F . \quad (8.29)$$

A resistência série do capacitor deve obedecer a seguinte inequação:

$$R_{se C_4} \leq \frac{\Delta V_b}{\Delta I_{o \text{carg}}} = 3,9\Omega . \quad (8.30)$$

A corrente eficaz pelo capacitor é encontrado por:

$$I_{ef C_4} = \sqrt{f_{s \text{carg}} \cdot \left[\int_0^{D_{carg} \cdot \frac{1}{f_s}} \left(\frac{\Delta I_{o \text{carg}} \cdot f_s}{D_{carg}} \cdot t - \frac{\Delta I_{o \text{carg}}}{2} \right)^2 \cdot dt + \int_{D_{carg} \cdot \frac{1}{f_s}}^{\frac{1}{f_s}} \left(\frac{-\Delta I_{o \text{carg}} \cdot f_s}{1 - D_{carg}} \cdot t + \frac{\Delta I_{o \text{carg}} \cdot (1 + D_{carg})}{1 - D_{carg}} \right)^2 \cdot dt \right]} , \quad (8.31)$$

$$I_{ef C_4} = 180mA . \quad (8.32)$$

Para satisfazer tais condições é escolhido um capacitor de $220\mu F$, a Tabela A.2 mostra suas especificações.

Tabela A.2 – Especificações do capacitor de filtro.

Tipo de capacitor	Eletrolítico
Valor da capacitância	$C = 220\mu F$
Tensão de isolamento	50V

A.6 Dimensionamento do interruptor S_9

A máxima tensão reversa sobre o interruptor do *buck* é de:

$$V_{pS_9} = V_{i\text{ carg}} + 2\% \cdot V_{i\text{ carg}} = 37V . \quad (8.33)$$

A corrente média pelo interruptor é dada por:

$$I_{med\ S_9} = D_{carg} \cdot I_{o\text{ carg}} = 1,07A . \quad (8.34)$$

A corrente eficaz que atravessa S_9 é encontrada por:

$$I_{ef\ S_9} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{D_{carg} \cdot 2\pi} \left(\frac{\Delta I_{o\text{ carg}} \cdot f_s}{D_{carg}} \cdot t + I_{pL_3} - \Delta I_{o\text{ carg}} \right)^2 \cdot dt} = 1,23A \quad (8.35)$$

A corrente de pico é a mesma corrente de pico pelo indutor, assim:

$$I_{pS_9} = I_{o\text{ carg}} + \frac{\Delta I_{o\text{ carg}}}{2} = 1,47A \quad (8.36)$$

Com a determinação dos esforços concluída é possível realizar a escolha dos interruptores para o carregador. A escolha da tecnologia é feita observando a Figura 5.2, onde são mostradas as características das tecnologias de interruptores para a potência pela a frequência. O interruptor escolhido é o MOSFET IRFP3710, que tem suas características detalhas na Tabela A.3.

Tabela A.3 – Especificações do interruptor escolhido para o carregador.

Tipo de interruptor	MOSFET/HEXFET
Corrente máxima de dreno	$I_C = 40A \quad @ 100^\circ C$
Tensão máxima dreno-fonte	$V_{DSS} = 100V$
Resistência dreno-fonte	$R_{SD_{on}} = 0,025\Omega$
Resistência térmica junção cápsula	$R_{thjc\ S_i} = 0,75^\circ C / W$
Referência (<i>International Rectifier</i>)	IRFP3710

A.7 Dimensionamento do diodo D_{13}

A máxima tensão reversa sobre o diodo do *buck* é dada por (8.37).

$$V_{pD_{13}} = V_{i\text{ carg}} + 2\% \cdot V_{i\text{ carg}} = 37V \quad (8.37)$$

A corrente média pelo diodo é dada por (8.38).

$$I_{med D_{13}} = (1 - D_{carg}) \cdot I_{o carg} = 0,33A \quad (8.38)$$

A corrente de pico é a mesma corrente de pico pelo indutor, assim:

$$I_{pD_{13}} = I_{o carg} + \frac{\Delta I_{o carg}}{2} = 1,47A \quad (8.39)$$

Com a determinação dos esforços concluída é possível realizar a escolha do diodo. O escolhido é o MUR160, que tem suas características detalhas na Tabela A.4.

Tabela A.4 – Especificações do diodo para o carregador.

Tipo de Diodo	Ultra rápido
Corrente média máxima	$I_{med D} = 1A @ 100^{\circ}C$
Tensão reversa máxima	$V_{RRM} = 600V$
Queda de tensão em condução	$V_F = 1,25V$
Pico máximo da Corrente repetitiva	$I_{FRM} = 35A$
Resistência térmica junção ambiente	$R_{thja D_c} = 50^{\circ}C / W$
Referência	MUR160

A.8 Dimensionamento do diodo D₁₄

Esse diodo é inserido ao circuito para garantir o fluxo unidirecional de energia do carregador para as baterias. A corrente que atravessa esse componente é a corrente de carga das baterias $I_{o carg} = 1,4A$. Assim, a corrente suportada por esse diodo deve ser superior a esse valor. Com isso, o diodo MUR460 é utilizado em D₁₄, a Tabela A.5 mostra as características desse diodo.

Tabela A.5 – Especificações do diodo D₁₄.

Tipo de Diodo	Ultra rápido
Corrente média máxima	$I_{med D} = 4A @ T_a = 40^{\circ}C$
Tensão reversa máxima	$V_{RRM} = 600V$
Queda de tensão em condução	$V_F = 1,05V$
Pico máximo da Corrente repetitiva	$I_{FRM} = 110A$
Resistência térmica junção ambiente	$R_{thja D_c} = 50^{\circ}C / W$
Referência	MUR460

A.9 Dimensionamento dos diodos D₉₋₁₂

A máxima tensão reversa sobre os diodos da ponte retificadora de entrada é dada por

(8.40).

$$V_{pD_9} = V_{i\text{ carg}} + 2\% \cdot V_{i\text{ carg}} = 37V \quad (8.40)$$

A corrente média nos diodos segue a mesma equação (5.66) dos diodos D_{1-4} .

$$I_{med D_9} = \frac{4 \cdot P_{in\text{ carg}}}{\pi^2 \cdot V_{i\text{ carg}} \cdot \eta_{carg}} = 0,37A \quad (8.41)$$

A corrente de pico é a mesma corrente de pico pelo indutor, assim:

$$I_{pD_9} = I_{o\text{ carg}} + \frac{\Delta I_{o\text{ carg}}}{2} = 1,47A. \quad (8.42)$$

Com a determinação dos esforços concluída é possível realizar a escolha do diodo. O escolhido é o MUR160, que tem suas características detalhas na Tabela A.4.

A.10 Cálculo do capacitor C_3

O cálculo desse capacitor segue a mesma equação (5.81) usada para C_1 .

$$C_3 \geq \frac{P_{in\text{ carg}}}{4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_{i\text{ carg}} \cdot (10\% \cdot V_{i\text{ carg}})} = 222\mu F \quad (8.43)$$

Assim, se utilizou o mesmo capacitor de C_4 , com detalhes mostrados na Tabela A.2.

A.11 Projeto do controle

A Figura A.2 mostra o circuito de potência junto com o de controle do carregador de baterias.

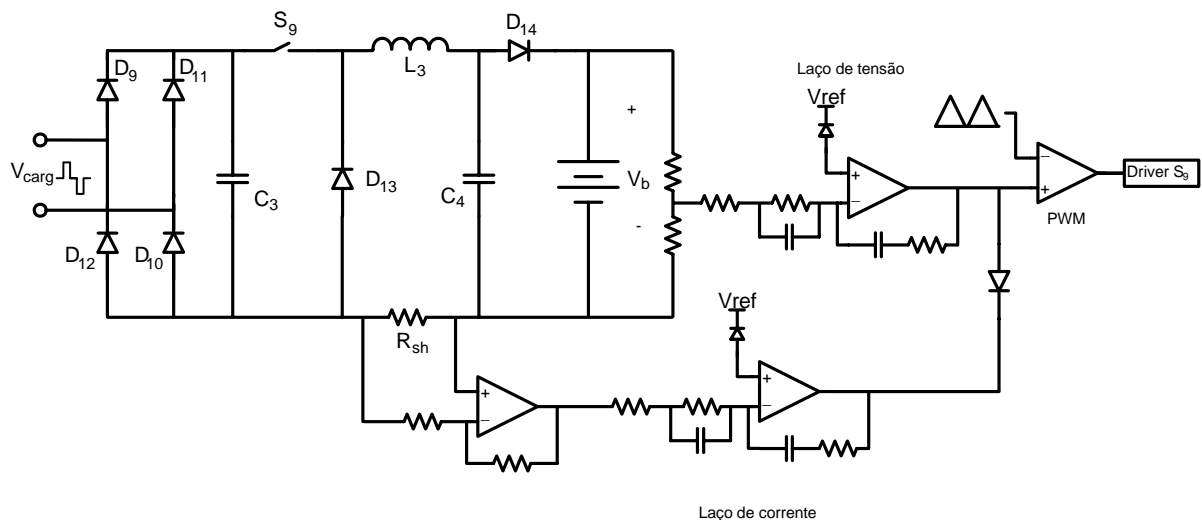


Figura A.2 – Topologia do carregador de baterias.

Para fazer o controle do carregador de baterias são utilizadas duas malhas de controle uma para tensão, a qual limita a tensão máxima de saída, e outra para a corrente, que limita a corrente máxima de saída, essas malhas trabalham em paralelo, quer dizer somente uma por vez. A Figura A.2 mostra esse esquema de controle.

Para fazer o controle da tensão de saída do conversor é utilizado o diagrama de blocos mostrado na Figura A.3.

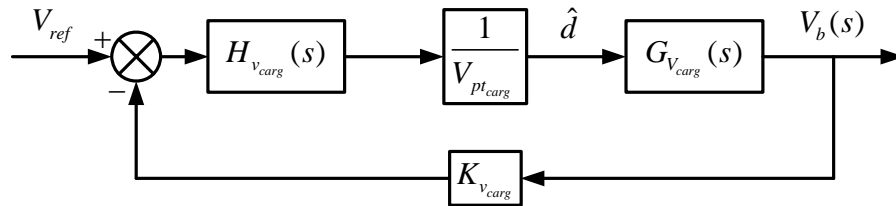


Figura A.3 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão.

A função de transferência da tensão é dada pela equação (8.44).

$$G_{V_{carg}}(s) = \frac{V_i}{s^2 \cdot L_3 \cdot C_4 + s \cdot \frac{L_3}{R_c} + 1} \quad (8.44)$$

A tensão de referência tem o valor de $V_{ref} = 3V$, com isso é determinado o ganho de amostragem.

$$K_{v_{carg}} = \frac{V_{ref}}{V_{bmax}} = \frac{1}{9} \quad (8.45)$$

A amplitude da forma de onda triangular, portadora, tem o valor de $V_{pt_{carg}} = 4,8V$ utilizada para a modulação PWM. Assim já é possível traçar a função de malha aberta a ser controlada a partir da equação (8.46), o seu diagrama de *Bode* é mostrado na Figura A.4, onde se percebe que a margem de fase é de 180° .

$$FTMA_{v_{inv}}(s) = \frac{1}{V_{pt_{carg}}} \cdot G_{V_{carg}}(s) \cdot K_v \quad (8.46)$$

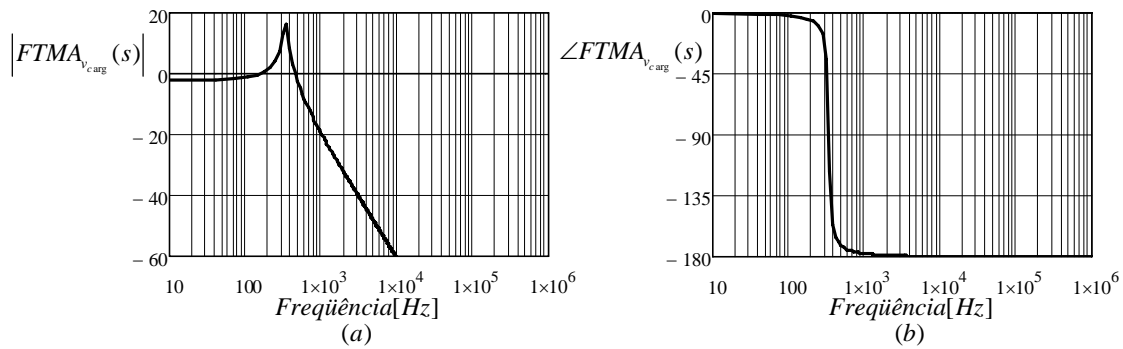


Figura A.4 – Diagrama de Bode da FTMA da malha de tensão do carregador; (a) Ganho; (b) Fase.

Para controlar a tensão de saída é utilizado um controlador PID mostrado pela Figura A.5 e sua função de transferência é dada por (8.47).

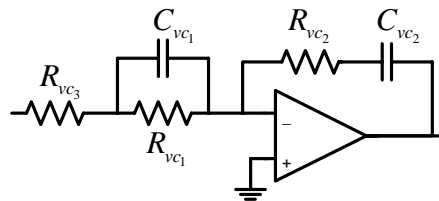


Figura A.5 – Controlador PID.

$$H_{v_{carg}}(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{vc1} \cdot C_{vc1}) \cdot (1 + s \cdot R_{vc2} \cdot C_{vc2})}{s \cdot C_{vc2} \cdot (R_{vc1} + R_{vc3}) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_{vc1} \cdot C_{vc1} \cdot R_{vc3}}{R_{vc1} + R_{vc3}}\right)} \quad (8.47)$$

Os critérios para a alocação dos pólos e zeros da malha de tensão do carregador são os seguintes [45]:

- O primeiro pólo é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente;
- O segundo pólo é colocado em uma frequência oito vezes menor que a frequência de comutação;
- Os zeros são alocados na proximidade da frequência natural de oscilação do filtro LC e têm que garantir a passagem pelo ganho zero dB da função de transferência com inclinação de -20dB/década;
- A frequência de cruzamento em laço aberto tem o valor dez vezes menor que a frequência de comutação.

Com base nesses critérios de controle é realizada a escolha da frequência de cruzamento e as frequências dos pólos e zeros, que são dadas por: $f_{c_{carg}} = f_{s_{carg}} / 10 = 4000\text{Hz}$ para a

frequência de cruzamento; $f_{p_{vcarg}} = 0$, para o primeiro pólo; $f_{p_{2carg}} = f_{c_{carg}} = f_{s_{carg}} / 8 = 5kHz$, para o segundo pólo; $f_{z_{1carg}} = f_{z_{2carg}} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_3 \cdot C_4}) = 346Hz$, para os zeros.

Agora são calculados os ganhos para que depois possam ser calculados os componentes do compensador.

$$H_A = 20 \cdot \log \left(\left| FTMA_{vcarg} (2 \cdot \pi \cdot f_{c_{carg}}) \right| \right) = -44dB \quad (8.48)$$

$$H_1 = H_A - 20 \cdot \log \left(\frac{f_{c_{carg}}}{f_{z_{1carg}}} \right) = -65dB \quad (8.49)$$

$$H_2 = H_A + 20 \cdot \log \left(\frac{f_{p_{2inv}}}{f_{c_{inv}}} \right) = -42dB \quad (8.50)$$

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 0,00051 \quad (8.51)$$

$$A_2 = 10^{\frac{-H_2}{20}} = 135 \quad (8.52)$$

Com isso são encontrados os componentes para o compensado PID, é assumido o valor de $R_{vc1} = 1k\Omega$, assim:

$$C_{vc1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z_{1carg}} \cdot R_{vc1}} \simeq 470nF, \quad (8.53)$$

$$R_{vc3} = R_{vc1} \cdot \frac{A_1}{A_2 - A_1} \simeq 100\Omega, \quad (8.54)$$

$$R_{vc2} = A_2 \cdot R_{vc1} \simeq 33k\Omega, \quad (8.55)$$

$$C_{vc2} = C_{vc1} \cdot \frac{R_{vc1}}{R_{vc2}} \simeq 12nF. \quad (8.56)$$

Logo, a função de transferência em laço aberto contemplando o controlador é (8.57).

$$FTLA_{vcarg}(s) = \frac{1}{V_{p_{vcarg}}} \cdot G_{vcarg}(s) \cdot K_{vcarg} \cdot H_{vcarg}(s) \quad (8.57)$$

A Figura A.6 mostra do diagrama de Bode para a função de laço aberto com o controlador e a função de transferência do controlador. Onde se observa que a frequência de

cruzamento está próxima da desejada, o erro ocorre, pois são adotados valores comerciais para os componentes do compensador e a margem de fase de 35° , o que garante a estabilidade do sistema.

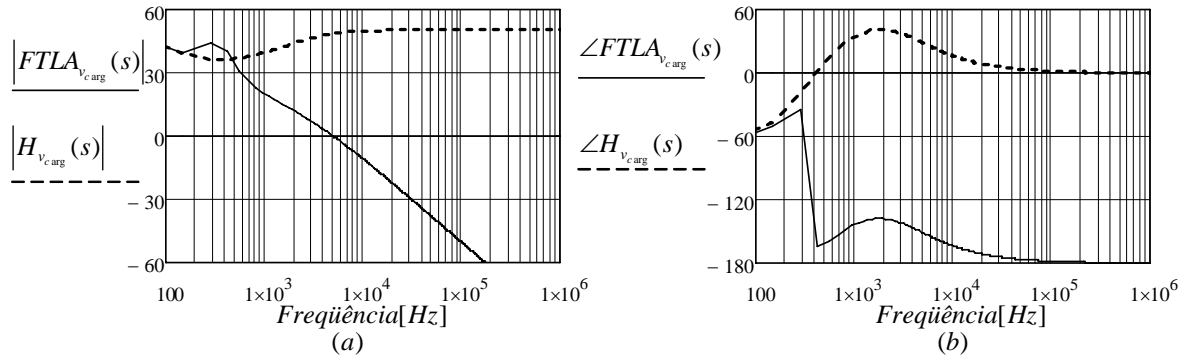


Figura A.6 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de tensão e do controlador; (a) Ganho; (b) Fase.

Para fazer o controle da corrente no indutor L_3 do conversor é utilizado o diagrama de blocos mostrado na Figura A.7.

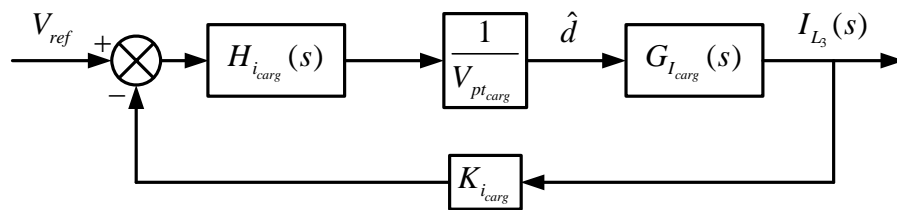


Figura A.7 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente.

A função de transferência da corrente é dada pela equação (8.58).

$$G_{I_{carg}}(s) = \frac{V_i}{s \cdot L_3} \quad (8.58)$$

A tensão de referência tem o valor de $V_{ref} = 3V$ e o resistor *shunt* tem valor de $R_{sh} = 0,25\Omega$, com isso é determinado o ganho de amostragem.

$$K_{i_{carg}} = \frac{V_{ref}}{R_{sh} \cdot I_{o_{carg}}} = 8,6 \quad (8.59)$$

A amplitude da forma de onda triangular, portadora, tem o valor de $V_{pt_{carg}} = 4,8V$ utilizada para a modulação PWM. Essa forma de onda é gerada internamente pelo CI UC3525A, utilizado para o controle do carregador. Assim já é possível traçar a função de laço aberto a ser controlada a partir da equação (8.60). O seu diagrama de *Bode* é mostrado na Figura A.8.

$$FTMA_{i_{carg}}(s) = \frac{1}{V_{pt_{carg}}} \cdot G_{I_{carg}}(s) \cdot K_{i_{carg}} \quad (8.60)$$

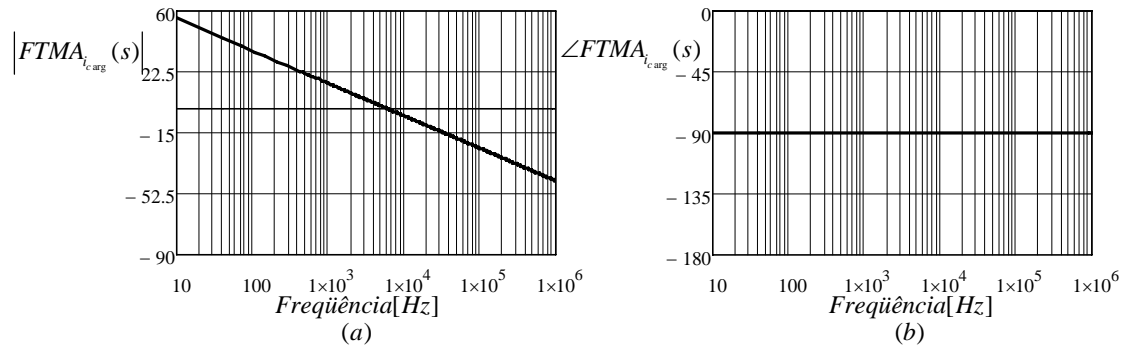


Figura A.8 – Diagrama de Bode da FTMA da malha de corrente do carregador; (a) Ganho; (b) Fase.

Para controlar a corrente do indutor é utilizado um compensador PID mostrado pela Figura A.9 e sua função de transferência é dada por (8.61).

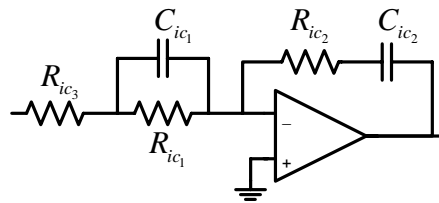


Figura A.9 – Controlador PID.

$$H_{i_{carg}}(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{ic1} \cdot C_{ic1}) \cdot (1 + s \cdot R_{ic2} \cdot C_{ic2})}{s \cdot C_{ic2} \cdot (R_{ic1} + R_{ic3}) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_{ic1} \cdot C_{ic1} \cdot R_{ic3}}{R_{ic1} + R_{ic3}}\right)} \quad (8.61)$$

Os critérios para a alocação dos pólos e zeros da malha de tensão do carregador são os seguintes [45]:

- O primeiro pólo é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente;
- O segundo pólo é colocado em uma frequência cinquenta vezes menor que a frequência de comutação;
- Os zeros são alocados na proximidade da frequência natural do filtro LC e têm que garantir a passagem pelo zero da função de transferência seja com inclinação de -20dB/década;
- A frequência de cruzamento em laço aberto tem o valor vinte vezes menor que a frequência de comutação.

Com base nesses critérios de controle é realizada a escolha da frequência de cruzamento e as frequências dos pólos e zeros, que são dadas por: $f_{c_{carg}} = f_{s_{carg}} / 20 = 2kHz$ para a frequência de cruzamento; $f_{p_{1carg}} = 0$, para o primeiro pólo; $f_{p_{2carg}} = f_{s_{carg}} / 50 = 800Hz$, para o segundo pólo; $f_{z_{1carg}} = f_{z_{2carg}} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_3 \cdot C_4}) = 346Hz$, para os zeros.

Agora são calculados os ganhos para que depois possam ser calculados os componentes do compensador.

$$H_A = 20 \cdot \log \left(\left| FTLA_{v_{carg}} (2 \cdot \pi \cdot f_{c_{carg}}) \right| \right) = -14dB \quad (8.62)$$

$$H_1 = -H_A - 20 \cdot \log \left(\frac{f_{c_{carg}}}{f_{z_{1carg}}} \right) = -29dB \quad (8.63)$$

$$H_2 = -H_A = -14dB \quad (8.64)$$

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} = 0,034 \quad (8.65)$$

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} = 0,2 \quad (8.66)$$

Com isso são encontrados os componentes para o compensado PID, é assumindo o valor de $R_{ic_1} = 22k\Omega$, assim:

$$C_{ic_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z_{1carg}} \cdot R_{ic_1}} \simeq 22nF, \quad (8.67)$$

$$R_{ic_3} = R_{ic_1} \cdot \frac{A_1}{A_2 - A_1} \simeq 22k\Omega, \quad (8.68)$$

$$R_{ic_2} = A_2 \cdot R_{ic_1} \simeq 4,7k\Omega, \quad (8.69)$$

$$C_{ic_2} = C_{ic_1} \cdot \frac{R_{ic_1}}{R_{ic_2}} \simeq 100nF. \quad (8.70)$$

Logo, a função de transferência em laço aberto é:

$$FTLA_{i_{carg}}(s) = \frac{1}{V_{pt_{carg}}} \cdot G_{I_{carg}}(s) \cdot K_{i_{carg}} \cdot H_{i_{carg}}(s). \quad (8.71)$$

A Figura A.10 mostra do diagrama de Bode para a função de laço aberto e a função de

transferência do compensador. Onde se observa que a frequência de cruzamento está próxima da desejada, o erro ocorre, pois são adotados valores comerciais para os componentes do compensador e a margem de fase de 90° , o que garante a estabilidade do sistema.

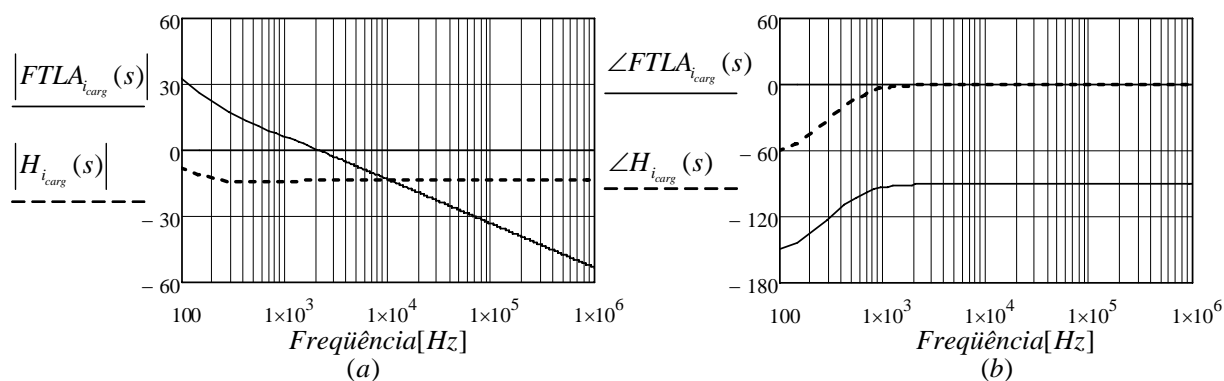


Figura A.10 – Diagrama de Bode da FTLA da malha de corrente e do compensador; (a) Ganho; (b) Fase.

A.12 Protótipo

A Figura A.11 mostra a fotografia tirada do carregador de baterias, onde são mostrados os principais componentes, identificados pelas etiquetas.

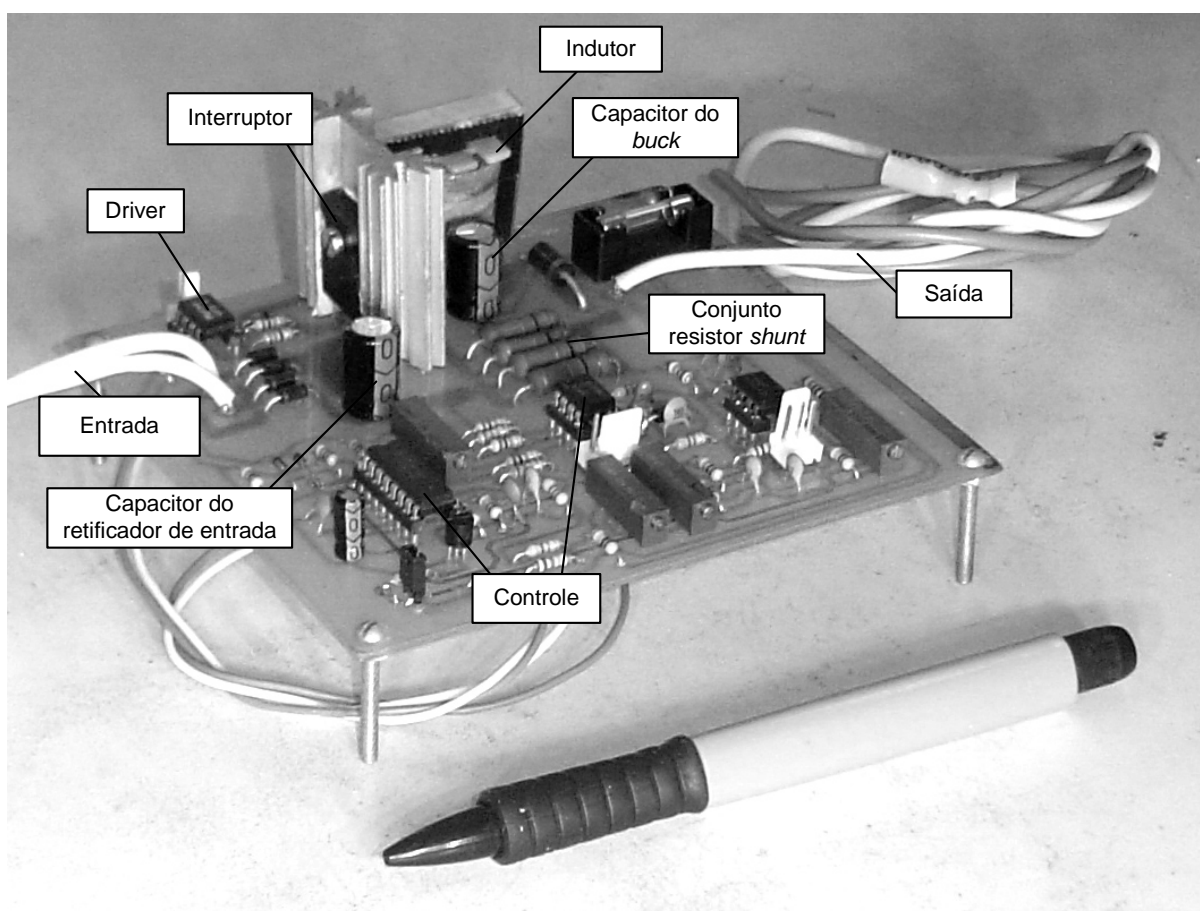


Figura A.11 – Fotografia do carregador de baterias montado.

A.13 Conclusão

Conclui-se que conversor buck é capaz de operar como carregador de baterias com o uso de duas malhas de controle uma para a tensão de saída e outra para a corrente do indutor. Com as equações dos esforços é realizada a especificação de cada componente do sistema, após ter toda a parte de potência dimensionada é projetado seu controle.

APÊNDICE B

(Fonte auxiliar)

FONTE AUXILIAR

B.1 Introdução

Para a fonte auxiliar foi escolhida a topologia do conversor *flyback*. Essa topologia foi eleita por apresentar as seguintes características: baixo custo; saídas múltiplas; aceita grande variação da resistência de carga; boa regulação cruzada; em modo de condução descontínuo são empregados diodos lentos no estágio retificador, resposta rápida; fácil controle, por possuir apenas um pólo em sua função de transferência; e largamente empregada em fontes com potência menor que 100W.

B.2 Topologia

Como pode ser observado na Figura B.1 a fonte auxiliar é baseada em um conversor *flyback*, essa figura apresenta somente uma saída para simplificação do estudo, mas na verdade a fonte auxiliar é composta por múltiplas saídas.

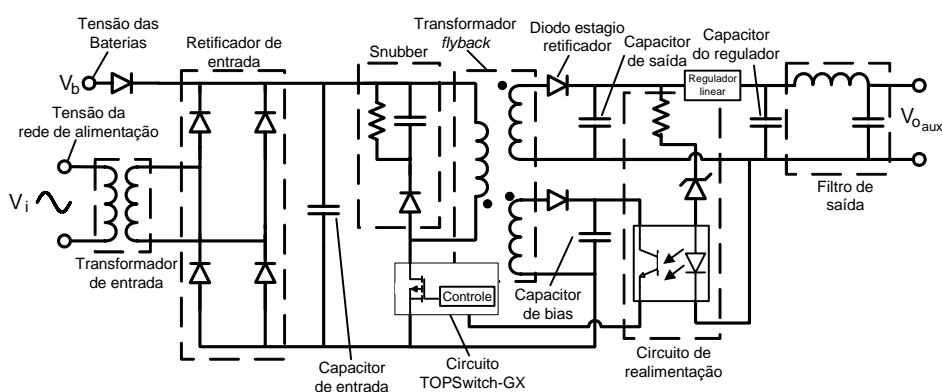


Figura B.1 – Topologia da fonte auxiliar.

B.3 Especificação

A fonte auxiliar tem suas especificações baseada nas necessidades dos circuitos de controle e acionamentos dos interruptores, portanto:

- Potência de saída máxima: $P_{o\ aux} = 21W$;
- Saída simétrica para os circuitos de controle de todos os conversores:
 - $V_{o\ aux1} = 15V$ $I_{o\ aux1} = 500mA$;
 - $V_{o\ aux2} = -15V$ $I_{o\ aux2} = 100mA$;
- Saída derivada da saída aux_1 para os sensores de corrente:
 - $V_{o\ aux3} = 5V$ $I_{o\ aux3} = 50mA$;

- Saídas isoladas para os *drivers* do retificador:
 - $V_{o_{aux4}} = 15V \quad I_{o_{aux4}} = 100mA$;
 - $V_{o_{aux5}} = 15V \quad I_{o_{aux5}} = 100mA$;
 - $V_{o_{aux6}} = 15V \quad I_{o_{aux6}} = 100mA$;
 - $V_{o_{aux7}} = 15V \quad I_{o_{aux7}} = 100mA$;
- Saída para o *driver* do carregador:
 - $V_{o_{aux8}} = 15V \quad I_{o_{aux8}} = 100mA$;
- Tensão de entrada quando alimentado pela rede: $V_{i_{ca}aux} = 187 - 253V$;
- Tensão de entrada quando alimentado pelas baterias: $V_{i_{cc}aux} = 21 - 27,5V$;
- Rendimento: $\eta_{aux} = 65\%$;
- Freqüência da rede $f_r = 60Hz$;
- Freqüência de chaveamento: $f_{s_{aux}} = 66kHz$.

B.4 Projeto da fonte auxiliar

O fonte auxiliar usa o circuito integrado TOPSwitchGX do fabricante POWER INTERGRATION que é composto tanto pelo interruptor MOSFET e o devido circuito de controle. Para seu projeto é utilizada a nota de aplicação fornecida pelo fabricante [46].

A fonte auxiliar funciona tanto com energia da rede de alimentação como com a energia armazenada nas baterias. Essas duas fontes de alimentação estão em paralelo pelos diodos na entrada. Com isso a relação do transformador de entrada deve ser tal que as baterias só sirvam de alimentação no modo bateria, assim essa relação deve ser de:

$$N_{aux} \geq \frac{V_{i_{ca}aux_{min}}}{V_{i_{cc}aux_{max}}} = 6,8 . \quad (9.1)$$

A potência processada pelo transformador é de:

$$P_{in_{ca}aux} = \frac{P_{o_{aux}}}{\eta_{aux}} = 32W . \quad (9.2)$$

Com esses parâmetros calculados é possível especificar o transformador, sua especificação é dada pela Tabela B.1.

Tabela B.1 – Resumo do projeto do transformador de entrada.

Tensão eficaz do primário	220V
Tensão eficaz do secundário	26V
Relação de transformação	8,5
Potência	35W
Corrente de secundário	1,5A
Frequência de operação	60Hz

Assim são definidas as tensões máxima e mínima adotadas para o projeto da fonte auxiliar. A tensão eficaz máxima de entrada depois do transformador é de $V_{in\ aux\ max} = 30V$ e a tensão eficaz mínima de entrada depois do transformador é de $V_{in\ aux\ min} = 20V$.

O fabricante determina uma relação de 3μ por Watt para o capacitor de entrada, então o valor dessa capacitância é de:

$$C_{in} \geq \frac{P_{o\ aux}}{\eta_{aux}} \cdot 3 \frac{\mu F}{W} = 90\mu F. \quad (9.3)$$

Assim, escolheu-se o capacitor de entrada com uma capacitância de $C_{in} = 820\mu F$ disponível no almoxarifado. Agora é possível calcular a variação de tensão sobre o capacitor, levando em consideração que o tempo de condução dos diodos da ponte retificadora de entrada $t_c = 3ms$, dados por:

$$V_{C_{in}\ min} = \sqrt{\left(2 \cdot V_{in\ aux\ min}\right)^2 - \frac{2 \cdot P_{o\ aux} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f_r} - t_c\right)}{\eta_{aux} \cdot C_{in}}} = 20,2V, \quad (9.4)$$

$$V_{C_{in}\ max} = \sqrt{2} \cdot V_{in\ aux\ max} = 42,5V. \quad (9.5)$$

A razão cíclica máxima é definida por:

$$D_{aux\ max} = 0,45 \quad (9.6)$$

O projeto do transformador *flyback* é realizado a seguir, ressalta-se que o transformador deve possuir uma saída adicional chamada de *bias* que faz parte do circuito de realimentação e alimentação do circuito controlador com valor de 12V de saída e corrente de 5mA.

- A escolha do núcleo utilizado é realizada pelo produto das áreas, pela equação (9.7).

$$A_p = \frac{1,1 \cdot (P_{o \text{ aux}})}{K_u \cdot K_p \cdot J_{\text{max}} \cdot \Delta B_{\text{max}} \cdot f_{s_{\text{aux}}}} \cdot 10^4 \quad (9.7)$$

No qual:

$K_u = 0,4$ - fator de utilização da área da janela;

$K_p = 0,5$ - fator de utilização do primário;

$J_{\text{max}} = 400 \text{ A/cm}^2$ - máxima densidade de corrente;

$\Delta B_{\text{max}} = 0,2 \text{ T}$ - variação máxima da densidade de fluxo magnético;

assim o resultado da equação (9.7) é:

$$A_p = 0,2 \text{ cm}^4. \quad (9.8)$$

Para satisfazer tal produto de áreas, foi selecionado o núcleo de ferrite com referência NEE30/14–IP12 do fabricante Thornton, cujas características são apresentadas a seguir:

$$A_p = 1,2 \text{ cm}^4; A_e = 1,05 \text{ cm}^2; A_w = 1,2 \text{ cm}^2; lt = 7,1 \text{ cm}; Ve = 7,7 \text{ cm}^3; G = 1,9 \text{ cm}.$$

• Para determinar o entreferro são efetuados os seguintes cálculos, levando em consideração que a permeabilidade de vácuo é $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-1} \text{ H/m}$:

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot 2 \cdot P_{o \text{ aux}}}{\Delta B^2 \cdot A_e \cdot \eta_{\text{aux}} \cdot f_{s_{\text{aux}}}} \cdot 10^8 = 0,026 \text{ cm}. \quad (9.9)$$

Como o entreferro vai ser distribuído entre os dois lados do núcleo EE o valor do espaço entre os núcleos é da metade do entreferro, assim:

$$\delta = \frac{l_g}{2} = 0,13 \text{ mm}. \quad (9.10)$$

• A corrente de pico no primário do transformador *flyback* é encontrado por:

$$I_{pT_{fb}} = \frac{2 \cdot P_{o \text{ aux}}}{\eta_{\text{aux}} \cdot V_{C_1 \text{ min}} \cdot D_{\text{aux max}}} = 6,4 \text{ A} \quad (9.11)$$

• O número de espiras do enrolamento primário do transformador *flyback* é o obtido através de:

$$N_{T_{fb\text{primario}}} = \frac{B \cdot \delta}{0,4 \cdot \pi \cdot I_{pT_{fb}}} \simeq 7, \quad (9.12)$$

• Para calcular o número de espiras para cada secundário é acrescido mais 6V em cada saída, isso é feito por causa da queda de tensão do diodo e a tensão necessária para o bom funcionamento do regulador linear de tensão. Para isso é usada a seguinte equação:

$$N_{T_{fb\text{aux}_n}} = N_{T_{fb\text{primario}}} \cdot \frac{V_{o\text{aux}_n} + 6}{V_{C_1\text{min}}} \cdot \frac{1 - D_{\text{aux max}}}{D_{\text{aux max}}}, \quad (9.13)$$

$$\begin{aligned} N_{T_{fb\text{aux}_1}} &= 10 \\ N_{T_{fb\text{aux}_2}} &= 10 \\ N_{T_{fb\text{aux}_4}} &= 10 \\ N_{T_{fb\text{aux}_5}} &= 10 \\ N_{T_{fb\text{aux}_6}} &= 10 \\ N_{T_{fb\text{aux}_7}} &= 10 \\ N_{T_{fb\text{aux}_8}} &= 10 \\ N_{T_{fb\text{bias}}} &= 6 \end{aligned} \quad (9.14)$$

A corrente eficaz no primário é encontrado por:

$$I_{ef\ T_{fb}} = I_{pT_{fb}} \sqrt{\frac{D_{\text{aux max}}}{3}} = 2,5A. \quad (9.15)$$

Assim é possível encontrar a corrente no primário:

$$I_{ef\ T_{fb\text{aux}_n}} = \frac{2 \cdot I_{o\text{aux}_n}}{1 - D_{\text{aux max}}} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{\text{aux max}}}{3}}, \quad (9.16)$$

$$\begin{aligned} I_{ef\ T_{fb\text{aux}_1}} &= 0,70A \\ I_{ef\ T_{fb\text{aux}_2}} &= 0,15A \\ I_{ef\ T_{fb\text{aux}_4}} &= 0,15A \\ I_{ef\ T_{fb\text{aux}_5}} &= 0,15A \\ I_{ef\ T_{fb\text{aux}_6}} &= 0,15A \\ I_{ef\ T_{fb\text{aux}_7}} &= 0,15A \\ I_{ef\ T_{fb\text{aux}_8}} &= 0,15A \\ I_{ef\ T_{fb\text{bias}}} &= 0,008A \end{aligned} \quad (9.17)$$

- A escolha do condutor é obtida pelos seguintes critérios:

Primeiro é calculado o máximo diâmetro do fio em (9.18), para que as perdas pelo efeito pelicular sejam minimizadas.

$$\Delta_{T_1 \max} = \frac{15}{\sqrt{f_{s_{aux}}}} = 0,15 \text{mm} . \quad (9.18)$$

Com isso é utilizado o fio AWG 24 que tem diâmetro $\Delta_{AWG24} = 0,51 \text{mm}$, assim a área do fio é igual:

$$S_{AWG24} = \pi \cdot \left(\frac{\Delta_{AWG24}}{2} \right)^2 = 0,204 \text{mm}^2 . \quad (9.19)$$

Dessa forma o número de fios em paralelo para a entrada e saídas do transformador é achado pelas equações a seguir:

para o primário:

$$n_{pT_{fb}} = \frac{I_{ef T_{fb}}}{S_{AWG24} \cdot J_{\max}} \simeq 4 , \quad (9.20)$$

para as saídas:

$$n_{pT_{fb,aux_n}} = \frac{I_{ef T_{fb,aux_n}}}{S_{AWG24} \cdot J_{\max}} , \quad (9.21)$$

$$\begin{aligned} n_{pT_{fb,aux_1}} &= 1 \\ n_{pT_{fb,aux_2}} &= 1 \\ n_{pT_{fb,aux_4}} &= 1 \\ n_{pT_{fb,aux_5}} &= 1 \\ n_{pT_{fb,aux_6}} &= 1 \\ n_{pT_{fb,aux_7}} &= 1 \\ n_{pT_{fb,aux_8}} &= 1 \\ n_{pT_{fb,bias}} &= 1 \end{aligned} \quad (9.22)$$

A Tabela B.2 apresenta o resumo para a montagem do transformador.

Tabela B.2 – Resumo do projeto do transformador *flyback*.

Núcleo selecionado	NEE30/14–IP12 do fabricante Thornton
Fio	AWG24
Número de espiras / em paralelo do primário	$N_{T_{fb,primario}} = 7 / n_{pT_{fb}} = 4$
Número de espiras / em paralelo das saídas aux.	$N_{T_{fb,aux_n}} = 10 / n_{pT_{fb,aux_n}} = 1$
Número de espiras / em paralelo da saída <i>bias</i>	$N_{T_{fb,bias}} = 6 / n_{pT_{fb,bias}} = 1$
Quantidade de saídas auxiliares	7

A corrente média de cada saída é a mesma que circula pelo diodo do estágio retificador, assim o diodo especificado para isso é o MUR160.

Considerando uma variação de $\Delta V_{C_o} = 0,05V$ na entrada do regulador, o capacitor de saída é encontrado com base na saída de maior corrente assim:

$$C_o \geq \frac{I_{o,aux_1} \cdot D_{aux,max}}{f_{s,aux} \cdot \Delta V_{C_o}} = 68\mu F. \quad (9.23)$$

Para cada saída foi escolhido um capacitor eletrolítico $C_o = 220\mu F$, satisfazendo a inequação (9.23).

O regulador linear de tensão para as saídas de 15V é o LM7815, para a saída de 5V é o LM7805 e para a saída de -15V o LM7915, por sugestão do fabricante do regulador com finalidade de suprimir ruídos em sua saída, o capacitor do regulador deve ser composto por um capacitor de $100\mu F$ do tipo eletrolítico associado em paralelo com um capacitor de $100nF$ do tipo cerâmico.

Nas saídas foram colocados filtros LC passa baixa com a finalidade de mitigar os ruídos que podem interferir no funcionamento do conversor. Para o seu projeto foi assumido o seguinte critério: a frequência de corte é considerada uma década abaixo da frequência de comutação. Assumindo $C_f = 1\mu F$, o indutor é encontrado por:

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{s,aux}}{10}\right)^2} = 700\mu H \quad (9.24)$$

A Tabela B.3 apresenta o resumo para a montagem do indutor L_f .

Tabela B.3 – Resumo do projeto do indutor L_f .

Valor da indutância	$L_f = 700\mu H$
Núcleo selecionado	NEE20-IP12 do fabricante Thornton
Número de espiras	$N_{L_f} = 150$
Fio	AWG26
Espaço do entreferro entre os núcleos	$\delta_{L_f} = 0,5mm$
Quantidade de indutores	7

A corrente eficaz do primário do transformador *flyback* $I_{ef T_{fb}} = 2,5A$ é a base para especificar o componente TOPSwitchGX. Assim o TOP247Y é especificado para o projeto. Os componentes restantes e a topologia completa da fonte auxiliar podem ser observados no esquemático completo no Apêndice C.

B.5 Protótipo

A Figura B.2 mostra a fotografia do protótipo da fonte auxiliar.

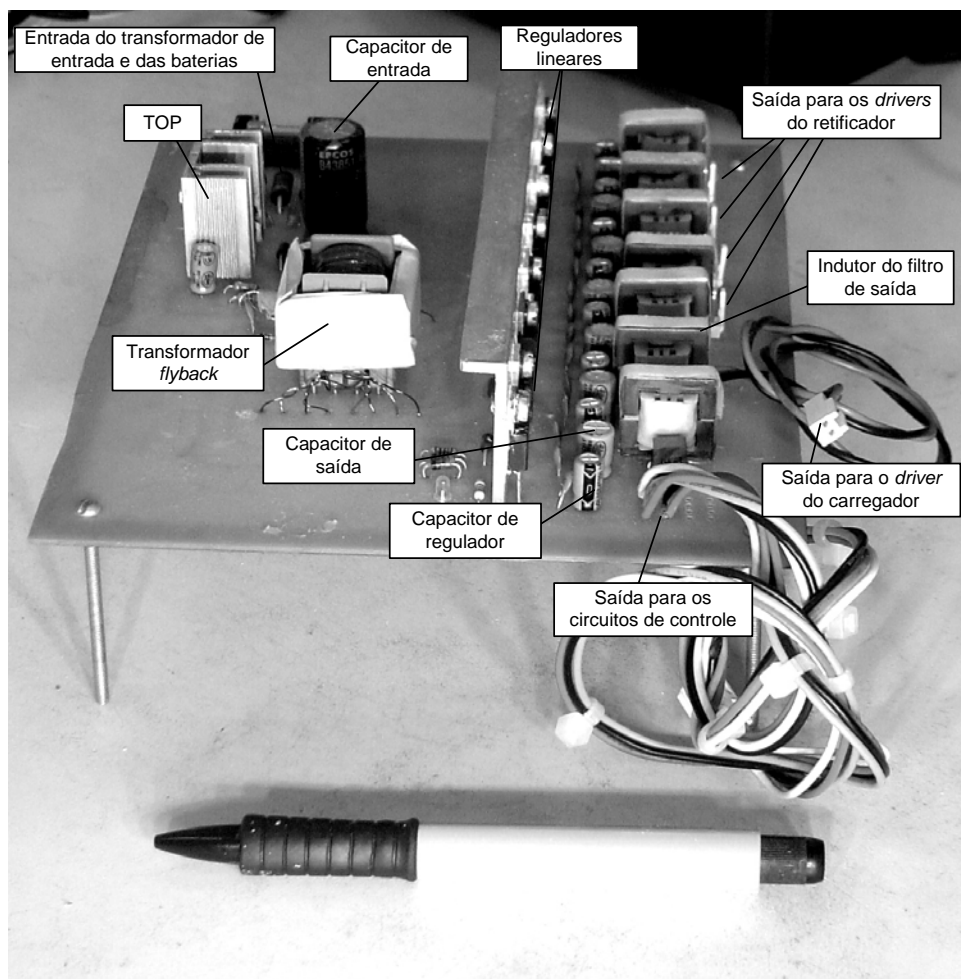


Figura B.2 – Fotografia do protótipo da fonte auxiliar.

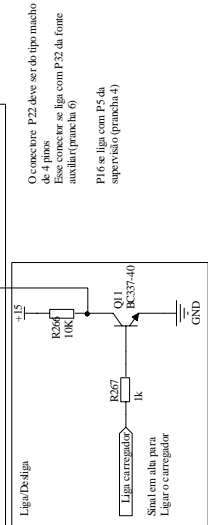
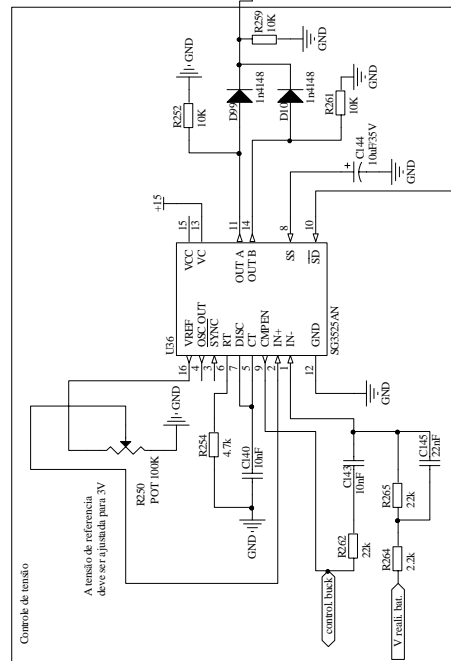
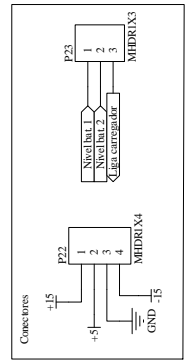
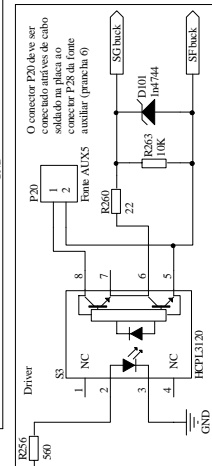
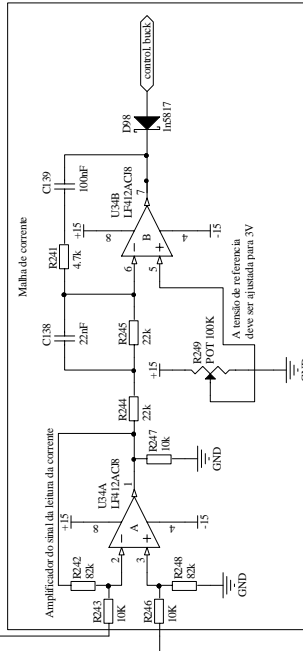
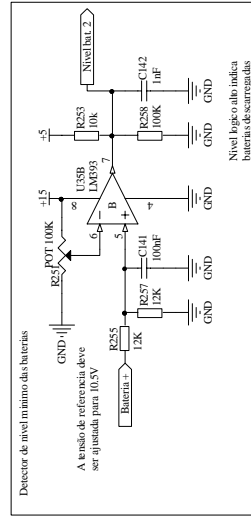
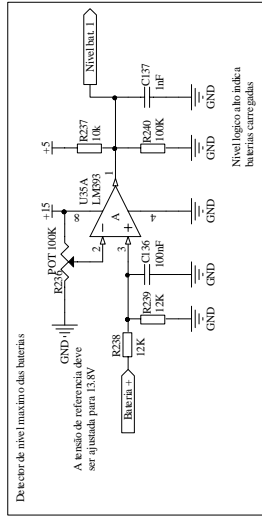
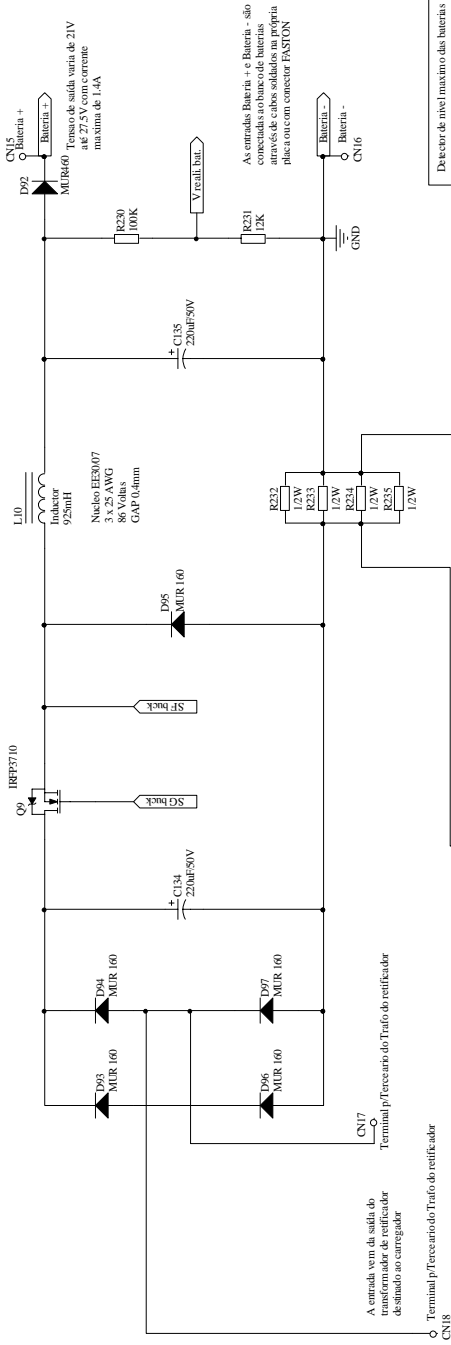
B.6 Conclusão

O uso do componente TOPSwitchGX é muito fácil pois necessita apenas de poucos componentes externos, assim diminuindo o tamanho e facilitando o *layout* de sua placa. Apesar da fonte auxiliar ter cumprido seu papel perfeitamente, apresentou desvantagem de baixo rendimento, pelo fato de não ser adequado para baixa tensão de alimentação, pois o seu interruptor interno não apresenta uma boa qualidade. Assim, como sugestão para quando o sistema for utilizado em uma instalação fotovoltaica que essa fonte seja reprojetaada, tendo um melhor rendimento como o uso de um interruptor adequado e um circuito controlador.

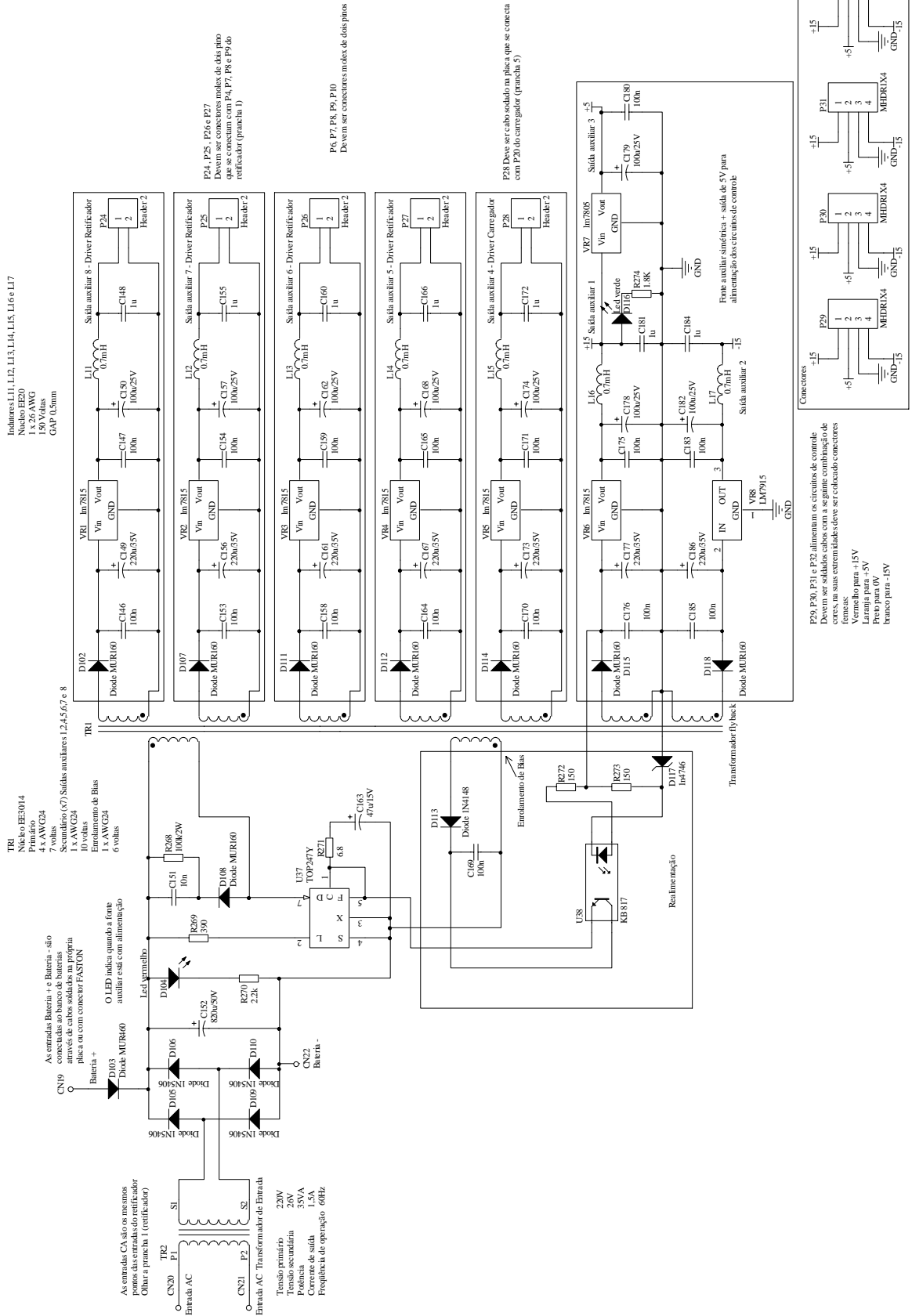
APÊNDICE C

(Esquemático completo)

CARREGADOR DE BATERIAS



FONTE AUXILIAR



INVERSOL - Fonte Auxiliar

APÊNDICE D

(Exemplo de projeto do sistema fotovoltaico)

EXEMPLO DE PROJETO DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

D.1 Introdução

Esse apêndice tem o objetivo de exemplificar um projeto típico de um sistema fotovoltaico isolado. O dimensionamento do sistema fotovoltaico à ser instalado no estado do Ceará para um consumidor típico da classificação SIGIF 30 é apresentado. A referência para os cálculos é [52].

D.2 Dimensionamento do arranjo fotovoltaico

Para o dimensionamento do arranjo fotovoltaico são seguidos os seguintes passos:

- A energia necessária para um dia de funcionamento é dado por:

$$L = 1000Wh . \quad (9.1)$$

- A quantidade de horas de pico solar (PSH) durante um dia é de 5,5h para o estado do Ceará, esse valor permanece constante para todo o ano. Portanto:

$$PSH = 5,5h . \quad (9.2)$$

- A potência nominal requerida dos painéis, considerando um rendimento global do sistema de $\eta_{PV} = 80\%$, é encontrada por:

$$P_{PV} = \frac{L}{\eta_{PV} \cdot PSH} = 227,3W . \quad (9.3)$$

- O painel a ser utilizado é o do fabricante *SIMENS* SM100 com potência máxima de $P_{mod} = 100W$, com isso, é determinado o número de painéis do sistema:

$$N_{PV} = \frac{P_{PV}}{P_{mod}} \simeq 3 . \quad (9.4)$$

- Levando em consideração que a tensão do banco de baterias é $V_b = 24V$, a corrente de carga é de:

$$I_{load} = \frac{P_{PV}}{V_b} = 9,5A \quad (9.5)$$

- Para determinar o número de painéis associados em paralelo é utilizada a equação (9.6), considerando a corrente de curto-circuito do painel de $I_{sc} = 5,9A$.

$$N_p \geq \frac{I_{load}}{I_{SC}} = 1,6 \quad (9.6)$$

Com esse resultado deve-se utilizar os três painéis em paralelo.

D.3 Dimensionamento do banco de baterias

Para o dimensionamento do banco de baterias são seguidos os seguintes passos:

- No Capítulo 1 é determinada a autonomia de 2 dias para o SIGIF 30, mas levando em consideração que essa autonomia não contempla a noite que antecipa a ausência da fonte primária, o número de dias que o sistema é capaz de suportar sem luz solar é $C_s = 3$. Assim, é calculada a capacidade do banco de baterias em (9.7), para uma profundidade de descarga máxima de $DOD_{max} = 60\%$.

$$C_n = C_s \cdot \frac{L}{DOD_{max} \cdot V_b} = 208Ah \quad (9.7)$$

- A bateria escolhida para o sistema é a do fabricante Moura e especificação Moura Clean 150 Ah, com capacidade $C_{bat} = 150Ah$ e tensão $V_{bat} = 12V$. O número de baterias associadas em série é dado por:

$$N_{s_{bat}} = \frac{V_b}{V_{bat}} = 2. \quad (9.8)$$

E para o número de baterias em paralelo por:

$$N_{p_{bat}} = \frac{C_n}{C_{bat}} \simeq 2 \quad (9.9)$$

Assim, o banco de baterias é composta por 4 baterias com a associação paralela de duas em série.