

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



**SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA DE DUPLA
CONVERSÃO COM INTEGRAÇÃO DO RETIFICADOR E DO
INVERSOR**

Fabíola Maria Alexandre Linard

Fortaleza
2009

FABÍOLA MARIA ALEXANDRE LINARD

**SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA DE DUPLA
CONVERSÃO COM INTEGRAÇÃO DO RETIFICADOR E DO
INVERSOR**

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
2009

L716s Linard, Fabíola Maria Alexandre
Sistema ininterrupto de energia de dupla conversão com integração do retificador e do inversor / Fabíola Maria Alexandre Linard, 2009.
114 f. ; il. color. enc.

Orientador: Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz
Área de concentração: Eletrônica de Potência
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia. Depto. de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2009.

1. UPS. 2. Modulação PWM. 3. Redução de perdas. I. Cruz, Cícero Marcos Tavares (orient.). II. Universidade Federal do Ceará – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD 621.3

FABIOLA MARIA ALEXANDRE LINARD

**SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA DE DUPLA CONVERSÃO
COM INTEGRAÇÃO DO RETIFICADOR E INVERSOR**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção de 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.




Fabiola Maria Alexandre Linard

Orientador:



Prof. Cícero Marcos Tavares, Dr.

Banca Examinadora:



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.SC.



Prof. Sergio Daher, Dr.-Ing.



Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.

Fortaleza, 27 de fevereiro de 2009

*“De tropeços, vitórias e quedas se constrói a experiência.”
(autor desconhecido)*

*“Jamais se desespere em meio às sombrias aflições de sua vida, pois das nuvens mais negras
cai água límpida e fecunda.”
(Provérbio Chinês)*

*“Limitações são fronteiras criadas apenas pela nossa mente.”
(Provérbio Chinês)*

*À Deus,
por ter me feito a pessoa que sou,
por ter me dado a família que tenho,
por ter iluminado sempre o meu caminho
e me levado para este momento de tamanha magnitude.*

*Aos meus pais Filomeno José e Rita Alexandre.
Aos meus irmãos Francisco Alberto e Flávio.
Ao meu amado esposo Fábio e meu filho Gabriel.
A minha tia Maria Alexandre.
A todos da minha família que não os citei.
A todos que me incentivaram.
Eu dedico esse trabalho.*

AGRADECIMENTOS

À FUNCAP (Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico) que contribuiu com apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico.

Ao professor Cícero Marcos Tavares Cruz pelo exemplo de profissionalismo e pela paciência e dedicação demonstradas durante a orientação deste trabalho, transmitido sempre de forma competente e precisa os seus conhecimentos. Agradeço imensamente a confiança em mim depositada.

Quero também agradecer ao professor Demercil de Souza Oliveira Júnior por sua presença e ajuda constante através de conselhos, dispondo sempre da sua experiência e conhecimentos desde o início do curso de mestrado, durante o período das disciplinas, passando pela concepção deste projeto e com grande auxílio em sua execução.

Aos professores Fernando Antunes, José Carlos, Laurinda, Luiz Henrique, Otacílio, René Torrico, Ruth Leão e a todos do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, Conceição, Mário e Rafael, responsáveis diretamente ou indiretamente pela minha formação na graduação e no programa de Mestrado.

Aos meus amigos e colegas de mestrado: André Lima, Carlos Elmano, Danilo, George Harrison, Gustavo, Halisson, Isaac, Lucas, Lucélia, Mendelejev, Mônica, Néber, Paulo Praça, Raphael Amaral, Ranoyca, Rômulo Leite, Rubens, Valdeci, e Yblin por todo apoio, incentivo, conhecimentos técnicos e companheirismo em todas as etapas vencidas. Ao técnico do GPEC, Pedro Augusto, pelas contribuições práticas e pela amizade.

A todos os meus familiares, de uma forma muito especial, minha mãe Rita, por sempre incentivarem minha formação profissional e pelas grandes ajudas nos momentos de maiores desafios em minha vida.

Ao meu esposo Fábio que me apoiou em todos os momentos, me incentivando e acreditando sempre em minha capacidade com amor e paciência.

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas e meus agradecimentos.

Linard, F. M. A. “SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA DE DUPLA CONVERSÃO COM INTEGRAÇÃO DO RETIFICADOR E INVERSOR”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2009, 93p.

Esta dissertação apresenta o estudo, o projeto, a simulação, a execução e os resultados experimentais de uma *UPS* de dupla conversão de potência igual a 3 kVA, tensão de entrada 220 V e tensão de saída 110 V, com integração entre o retificador e o inversor. O sistema é composto por um retificador e um inversor que utiliza a estratégia unipolar para modulação dos interruptores. As principais características deste projeto são: diminuição dos números dos componentes; diminuição das perdas por condução e comutação nos semicondutores durante a operação do sistema e ponto comum entre a alimentação e o estágio de saída, o que facilita o uso desta topologia com *bypass*. A metodologia de projeto e os resultados experimentais de um protótipo foram apresentados para validar a análise teórica e para confirmar o desempenho do sistema.

Palavras-Chave: Eletrônica de potência, UPS de dupla conversão, integração retificador-inversor, redução de componentes, redução de perda por condução e comutação.

Linard, F. M. A. “DOUBLE CONVERSION UNINTERRUPTED ENERGY SYSTEM WITH RECTIFIER AND INVERTER INTEGRATION”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2009, 93p.

This work presents the design, implementation and experimental results of double conversion 3 kVA *UPS*, input voltage of 220 V and output voltage of 110 V, with integration of the rectifier and the inverter stages. The system is composed of a rectifier and an inverter that employs the single-pole strategy on the modulation of the switches. The main characteristics of this system are: reduction of the number of the component; reduction of the conduction and switching losses in the semiconductors during the operation of the system and the topology contains a connection point from the power supply to the output stage. The design methodology and experimental results of an prototype are presented to validate the theoretical analysis and to evaluate system performance.

Keywords: Power Electronics, Double conversion UPS, inverter rectifier integration, reduction of components, reduction of conduction and switching losses.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	XIII
LISTA DE TABELAS.....	XVII
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1 SISTEMA UPS MONOFÁSICO DO TIPO ON-LINE E MODULAÇÃO A TRÊS NÍVEIS.4	
1.1. INTRODUÇÃO.....	4
1.2. SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA	4
1.3. OS CONVERSORES CA-CC (RETIFICADORES).....	6
1.4. INVERSOR MONOFÁSICO DE TENSÃO	9
1.4.1. <i>O Inversor Monofásico em Ponte completa</i>	10
1.4.2. <i>O Inversor de Tensão Monofásico em Meia-Ponte</i>	10
1.4.3. <i>O Inversor de Tensão Monofásico Push-pull</i>	11
1.5. TOPOLOGIAS DE UPS MONOFÁSICAS DO TIPO ON-LINE.....	12
1.5.1. <i>Conversor CA-CC e conversor CC-CA em Ponte Completa</i>	12
1.5.2. <i>Conversor CA-CC e conversor CC-CA em Meia-ponte</i>	13
1.5.3. <i>Topologia Proposta</i>	14
1.6. ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO	16
1.6.1. <i>Modulação PWM Senoidal Bipolar</i>	16
1.6.2. <i>Modulação PWM Senoidal Unipolar com Dois Sinais Triangulares</i>	17
1.6.3. <i>Modulação PWM Senoidal Unipolar com Dois Sinais senoidais</i>	18
1.6.4. <i>Modulação PWM Senoidal Unipolar com Senóide Retificada</i>	19
1.7. ESCOLHA DA MODULAÇÃO	20
1.8. CONSIDERAÇÕES FINAIS	20
CAPÍTULO 2 ANÁLISE E PROJETO DO INVERSOR MONOFÁSICO	22
2.1. INTRODUÇÃO.....	22
2.2. ANÁLISE DA MODULAÇÃO	22
2.3. ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	23
2.3.1. <i>Semiciclo Positivo da Tensão de Saída</i>	23
2.3.2. <i>Semiciclo Negativo da Tensão de Saída</i>	28
2.3.3. <i>Principais Formas de Onda</i>	33
2.4. ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	37
2.4.1. <i>Dimensionamento dos Diodos do Retificador e do Capacitor do Barramento CC</i>	37
2.4.2. <i>Dimensionamento do Filtro LC de Saída</i>	39
2.4.3. <i>Esforços nos Semicondutores do Inversor</i>	44
2.4.4. <i>Determinação da Perda nos Semicondutores do inversor.</i>	46
2.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS	49
CAPÍTULO 3 MODELAGEM E CONTROLE DO INVERSOR MONOFÁSICO	51
3.1. INTRODUÇÃO.....	51
3.2. ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	51
3.2.1. <i>Função de Transferência do Inversor</i>	52
3.2.2. <i>Compensador de Tensão e Critérios de Projeto</i>	53
3.2.3. <i>Equacionamento Para o Projeto de Compensador de Tensão</i>	54
3.3. IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE	56
3.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS	61
CAPÍTULO 4 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR.....	63
4.1. INTRODUÇÃO	63
4.2. ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO.....	63
4.2.1. <i>Dimensionamento dos Diodos do Retificador e do Capacitor do Barramento CC</i>	64
4.2.2. <i>Dimensionamento do Filtro LC de Saída</i>	65
4.2.3. <i>Esforços nos Semicondutores do Inversor</i>	67

4.2.4. Cálculo das Perdas nos Semicondutores do Inversor.....	70
4.3. CONSIDERAÇÕES FINAIS	73
CAPÍTULO 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	74
5.1. INTRODUÇÃO.....	74
5.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	74
5.2.1. Resultados de Simulação para Carga Linear.....	74
5.3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	78
5.4. VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS.....	84
5.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS	85
CONCLUSÃO GERAL.....	86
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	88
APÊNDICE A: PLACA DE POTÊNCIA	91
APÊNDICE B: PLACA DE CONTROLE.....	93

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Diagrama de blocos de um sistema UPS on-line típico	5
Figura 1.2 - Retificador ponte completa não-controlado	7
Figura 1.3 - Retificador dobrador de tensão não-controlado.....	7
Figura 1.4 - Retificador em ponte completa controlado.	8
Figura 1.5 - Retificador em ponte completa controlado com dois interruptores ativos. 8	
Figura 1.6 - Retificador dobrador de tensão controlado.	9
Figura 1.7 - Conversor CC-CA em ponte completa.	10
Figura 1.8 - Conversor CC-CA em meia ponte.	11
Figura 1.9 - Conversor CC-CA Push-Pull.....	12
Figura 1.10 - Conversores CA-CC e CC-CA em ponte completa.....	13
Figura 1.11 - Conversores CA-CC e CC-CA em meia ponte.....	14
Figura 1.12 - Topologia proposta para o inversor.	15
Figura 1.13 - Formas de onda da modulação PWM senoidal a dois níveis.	17
Figura 1.14 - Forma de onda da modulação PWM senoidal unipolar com dois sinais triangulares.....	18
Figura 1.15 - Formas de onda da modulação PWM senoidal unipolar com dois sinais senoidais.....	19
Figura 1.16 - Formas de onda da modulação PWM senoidal unipolar com senóide retificada.....	20
Figura 2.1 - Topologia proposta para o inversor.	22
Figura 2.2 - Principais formas de onda da modulação utilizada.....	23
Figura 2.3 - Primeira etapa do semiciclo positivo da tensão de saída.	24
Figura 2.4 - Segunda etapa do semiciclo positivo da tensão de saída.	25
Figura 2.5 - Formas de onda para $V_{Cb} < V_{CA} $ durante o semiciclo positivo da tensão de saída.....	25
Figura 2.6 - Terceira etapa do semiciclo positivo da tensão de saída.....	26
Figura 2.7 - Quarta etapa do semiciclo positivo da tensão de saída.	27
Figura 2.8 - Formas de onda para $ V_{CA} > V_{Cb}$ durante o semiciclo positivo da tensão de saída.....	28
Figura 2.9 - Primeira etapa do semiciclo negativo da tensão de saída.....	29
Figura 2.10 - Segunda etapa do semiciclo negativo da tensão de saída.....	29

Figura 2.11 - Formas de onda para $V_{Cb} < V_{CA} $ durante o semiciclo negativo da tensão de saída.....	30
Figura 2.12 - Terceira etapa do semiciclo negativo da tensão de saída.	31
Figura 2.13 - Quarta etapa do semiciclo negativo da tensão de saída.	32
Figura 2.14 - Formas de onda para $ V_{CA} > V_{Cb}$ durante o semiciclo negativo da tensão de saída.....	32
Figura 2.15 - (a) Forma de onda da corrente no interruptor S_3 e (b) Detalhe da corrente em S_3	34
Figura 2.16 - (a) Forma de onda da corrente no diodo D_3 e (b) Detalhe da corrente em D_3	34
Figura 2.17 - (a) Forma de onda da corrente no interruptor S_4 e (b) Detalhe da corrente em S_4	34
Figura 2.18 - (a) Forma de onda da corrente no diodo D_4 e (b) Detalhe da corrente em D_4	35
Figura 2.19 - (a) Forma de onda da corrente no interruptor S_5 e (b) Detalhe da corrente em S_5	35
Figura 2.20 - (a) Forma de onda da corrente no diodo D_5 e (b) Detalhe da corrente em D_5	35
Figura 2.21 - (a) Forma de onda da corrente no interruptor S_6 e (b) Detalhe da corrente em S_6	36
Figura 2.22 - (a) Forma de onda da corrente no diodo D_6 e (b) Detalhe da corrente em D_6	36
Figura 2.23 - Forma de onda da corrente no indutor de filtragem.....	36
Figura 2.24 - Forma de onda da tensão.....	37
Figura 2.25 - Filtro LC de saída do inversor.....	39
Figura 2.26 - Circuito equivalente do filtro LC de saída.	40
Figura 2.27 - Diagrama de bode da função de transferência do filtro LC para carga resistiva.	43
Figura 2.28 - Forma de onda da corrente instantânea nos interruptores S_3 e S_4	44
Figura 2.29 - Forma de onda da corrente instantânea nos interruptores D_3 e D_4	45
Figura 3.1 - Diagrama esquemático utilizado no controle do inversor.....	51
Figura 3.2 - Circuito utilizado para ajuste da amplitude da senóide de referência.....	52
Figura 3.3 - Diagrama de Bode do inversor: (a) ganho (b) fase.....	53
Figura 3.4 - Circuito do compensador PID.	53

Figura 3.5 - Diagrama de blocos do compensador PID.	54
Figura 3.6 - Diagrama de Bode da função de laço aberto, (a) ganho, (b) fase.	55
Figura 3.7 - Circuito de amostragem.	56
Figura 3.8 - Circuito do retificador de precisão.	56
Figura 3.9 - Circuito do compensador.	57
Figura 3.10 - Circuito gerador de onda triangular.	57
Figura 3.11 - Circuito gerador de PWM.	58
Figura 3.12 - Circuito utilizado para detecção da passagem por zero.	58
Figura 3.13 - Circuito utilizado para detecção do semiciclo.	59
Figura 3.14 - Circuito utilizado para detecção do semiciclo.	60
Figura 3.15 - Circuito do conversor digital/analógico.	60
Figura 3.16 - Circuito utilizado para partida progressiva.	61
Figura 3.17 - Circuito utilizado para ajusta da amplitude da senóide de referência.	61
Figura 5.1 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada.	75
Figura 5.2 - (a) Tensão de saída antes do filtro, (b) Tensão de saída depois do filtro.	75
Figura 5.3 - Corrente no indutor do filtro LC.	75
Figura 5.4 - (a) Corrente no capacitor do filtro, (b) Tensão no capacitor do filtro.	76
Figura 5.5 - (a) Corrente no interruptor S_6 , (b) Tensão no interruptor S_6	76
Figura 5.6 - (a) Corrente no interruptor S_3 , (b) 1 – Detalhe da corrente no interruptor S_3 (multiplicada por 10); 2- Detalhe da tensão no interruptor S_3	76
Figura 5.7 - (a) Corrente no diodo D_6 , (b) Tensão no diodo D_6	77
Figura 5.8 - (a) Corrente no diodo D_3 , (b) 1 – Detalhe da corrente no diodo D_3 (multiplicada por 10); 2 - Detalhe da tensão no diodo D_3	77
Figura 5.9 - (a) Corrente no diodo D_1 , (b) Tensão no diodo D_1	77
Figura 5.10 - Espectro harmônico da tensão de saída.	78
Figura 5.11 - Espectro harmônico da corrente de saída.	78
Figura 5.12 - Vista geral da placa de potência.	79
Figura 5.13 - Vista geral da placa de controle.	79
Figura 5.14 - Vista geral dos drivers.	80
Figura 5.15 - Vista geral do capacitor e do indutor de filtragem.	80
Figura 5.16 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada (100 V/div, 10 A/div, 2 ms/div).	81
Figura 5.17 - Formas de onda da tensão e corrente de saída (100 V/div., 10 A/div., 2,484 ms/div.).	81

Figura 5.18 - Forma de onda da corrente no indutor de filtragem (10 A/div, 2,484 ms/div).	82
Figura 5.19 - Forma de onda da corrente em um capacitor do barramento CC (2 A/div, 2,484 ms/div).....	82
Figura 5.20 - Forma de onda da tensão no barramento CC (100 V/div, 2,484 ms/div). 82	
Figura 5.21 - Forma de onda da tensão no interruptor S_3 (100 V/div, 2 ms/div).	83
Figura 5.22 - Forma de onda da tensão no interruptor V_{AB} (100 V/div, 2ms/div).	83
Figura 5.23 - Curva de rendimento do conversor até a potência de saída igual a 1kW. 84	

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Princípio de operação do conversor com modulação <i>PWM</i> senoidal unipolar.	33
Tabela 2.2 - Parâmetros de projeto do indutor de filtro.....	44
Tabela 2.3 - Parâmetros necessários para o cálculo da perda nos interruptores.	47
Tabela 4.1 - Especificações do capacitor eletrolítico do barramento CC.....	64
Tabela 4.2 - Especificações da ponte retificadora.	65
Tabela 4.3 - Característica do interruptor IRGP50B60PD1.	70
Tabela 5.1 – Tabela comparativa para potência de saída igual a 1 kW.....	84

SIMBOLOGIA

Simbologia	Significado	Unidade
A/D	Conversor digital analógico	-
B_{max}	Máxima densidade de fluxo	Gauss
C	Capacitor	F
C_b	Capacitor do barramento CC	F
C_f	Capacitor de filtragem	F
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador	-
D	Razão cíclica	-
D_1	Diodo retificador	-
D_2	Diodo retificador	-
D_3	Diodo em antiparalelo a S_3	-
D_4	Diodo em antiparalelo a S_4	-
D_5	Diodo em antiparalelo a S_5	-
D_6	Diodo em antiparalelo a S_6	-
FC	Fator de crista	-
f_m	Frequência da moduladora	Hz
f_o	Frequência de corte	Hz
f_p	Frequência da portadora	Hz
FP	Fator de potência	-
f_r	Frequência da rede	Hz
f_s	Frequência de chaveamento	Hz
$FTLA_v$	Função de transferência de laço aberto	-
$G_v(s)$	Função de transferência do inversor	-
I_c	Corrente máxima	A
I_{Cb_RMS}	Corrente eficaz no barramento CC	A
I_{Cf}	Corrente no capacitor do filtro de saída	A
I_{Cf_pico}	Valor de pico da corrente capacitor do filtro	A
I_{Cf_RMS}	Corrente eficaz no capacitor do filtro	A
I_{D1}	Corrente no diodo D_1	A
$I_{D1,D2_pico}$	Corrente de pico nos diodos do retificador	A
I_{D2}	Corrente no diodo D_2	A
I_{D3}	Corrente no diodo D_3	A
$I_{D3,D4_med}$	Valor médio da corrente nos interruptores D_3 e D_4	A

Simbologia	Significado	Unidade
$I_{D3,D4_RMS}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores D_3 e D_5	A
I_{D4}	Corrente no diodo D_4	A
I_{D5}	Corrente no diodo D_5	A
$I_{D5,D6_med}$	Valor médio da corrente nos interruptores D_5 e D_6	A
$I_{D5,D6_RMS}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores D_5 e D_6	A
I_{D6}	Corrente no diodo D_6	A
I_{fn}	Corrente nominal do diodo intrínseco	A
I_{Lf}	Corrente no indutor do filtro de saída	A
I_{Lf_pico}	Valor de pico da corrente no indutor do filtro	A
I_{Lf_RMS}	Corrente eficaz no indutor do filtro	A
I_{o_pico}	Valor de pico da corrente de saída	A
$I_{o_pico_NL}$	Valor de pico da corrente de saída para carga não-linear	A
I_{o_RMS}	Corrente eficaz de saída	A
I_{rrn}	Corrente de recuperação reversa	A
I_{S1}	Corrente no interruptor S_1	A
I_{S2}	Corrente no interruptor S_2	A
I_{S3}	Corrente no interruptor S_3	A
$I_{S3,S4_med}$	Valor médio da corrente nos interruptores S_3 e S_4	A
$I_{S3,S4_RMS}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores S_3 e S_5	A
I_{S4}	Corrente no interruptor S_4	A
I_{S5}	Corrente no interruptor S_5	A
$I_{S5,S6_med}$	Valor médio da corrente nos interruptores S_5 e S_6	A
$I_{S5,S6_RMS}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores S_5 e S_6	A
I_{S6}	Corrente no interruptor S_6	A
J_{max}	Máxima densidade de corrente	A/mm ²
K_v	Ganho do compensador	-
L	Indutância	H
L_f	Indutor de filtragem	H
L_s	Indutância de entrada	H
M	Índice de modulação	-
M_f	Razão da frequência de modulação	-
n	Relação de transformação	-
$P_{bl_D3,D4}$	Perda no bloqueio dos diodos D_3 e D_4 em antiparalelo	W
$P_{bl_D5,D6}$	Perda no bloqueio dos diodos D_5 e D_6 em antiparalelo	W
P_{cond_IGBT}	Perda por condução nos interruptores do inversor	W

Simbologia	Significado	Unidade
P_{Dcond}	Perda por condução nos diodos em antiparalelo	W
$P_{ent_cond_IGBT}$	Perda na entrada em condução dos interruptores do inversor	W
P_{in}	Potência ativa de entrada	W
P_o	Potência ativa de saída	W
P_{off_IGBT}	Perda no bloqueio dos interruptores do inversor	W
$P_{on_IGBT3,4}$	Perda por comutação nos interruptores S_3 e S_4 do inversor	W
$P_{on_IGBT5,6}$	Perda por comutação nos interruptores S_5 e S_6 do inversor	W
$P_{total_D3,D4}$	Potência média total dos diodos D_3 e D_4 do <i>IGBT</i>	W
$P_{total_D5,D6}$	Potência média total dos diodos D_5 e D_6 do <i>IGBT</i>	W
$P_{total_IGBT3,4}$	Potência média total nos interruptores S_3 e S_4 do inversor	W
$P_{total_IGBT5,6}$	Potência média total nos interruptores S_5 e S_6 do inversor	W
Q_{rrm}	Carga de recuperação reversa do diodo	C
R	Resistência	Ω
$R_{cd(IGBT)}$	Resistência térmica entre cápsula e dissipador	Ω
$R_{jc(diodo)}$	Resistência térmica entre junção e cápsula do diodo	Ω
$R_{jc(IGBT)}$	Resistência térmica entre junção e cápsula do <i>IGBT</i>	Ω
R_L	Resistência de carga	Ω
r_{td}	Resistência direta no diodo	Ω
S_1	Interruptor	-
S_2	Interruptor	-
S_3	Interruptor	-
S_4	Interruptor	-
S_5	Interruptor	-
S_6	Interruptor	-
S_o	Potência aparente de saída	VA
t	Tempo	s
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
t_c	Tempo de condução	s
T_j	Temperatura de junção	$^{\circ}C$
t_{rrm}	Tempo de recuperação reversa	s
T_s	Período de chaveamento	s
V_{AB}	Tensão na saída do inversor	V
V_c	Tensão de controle	V
V_{CA}	Tensão da fonte de alimentação	V
V_{Cb}	Tensão no barramento CC	V

Simbologia	Significado	Unidade
V_{cc}	Tensão de saída do retificador	V
V_{ce}	Queda de tensão coletor-emissor	V
V_{Cmin}	Valor mínimo da tensão no barramento CC	V
V_{Cmin}	Valor mínimo da tensão no barramento CC	V
V_{Cpico}	Valor de pico da tensão no barramento CC	V
$V_{D1,D2_rev}$	Tensão reversa máxima sobre os diodos do retificador	V
V_{fn}	Queda de tensão sobre o diodo	V
V_{fo}	Tensão de limiar no diodo	V
V_{gS3}	Tensão no gatilho do interruptor S_3	V
V_{gS4}	Tensão no gatilho do interruptor S_4	V
V_{gS5}	Tensão no gatilho do interruptor S_5	V
V_{gS6}	Tensão no gatilho do interruptor S_6	V
V_{in}	Tensão de entrada do inversor	V
V_{in_max}	Tensão máxima de entrada	V
V_{in_min}	Tensão mínima de entrada	V
V_{Lf}	Tensão no indutor do filtro de saída	V
V_o	Tensão de saída do inversor	V
V_{onom}	Valor nominal da tensão de entrada	V
V_{ref}	Tensão de referência	V
V_s	Fonte de entrada	V
V_{TRI}	Tensão da onda triangular	V
W_{in}	Energia transferida da rede	kWh
B	Ganho de amostragem	-
ΔI	Varição da corrente	A
Δt	Varição de tempo	S
ΔV_C	Ondulação máxima da tensão no barramento CC	V
η_i	Rendimento teórico do inversor	%
η_r	Rendimento teórico do retificador	%
ω_o	Frequência angular	rad/s

Acrônimos e Abreviaturas:

Simbologia	Significado
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Sistema Ininterrupto de Energia)
PID	Proporcional Integral Derivativo

Simbologia	Significado
<i>PWM</i>	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
<i>THD</i>	Taxa de distorção harmônica
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>MOSFET</i>	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
FUNCAP	Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico
UFC	Universidade Federal do Ceará

Símbolos de unidades de grandezas físicas:

Símbolo	Significado
Ω	Ohm
A	Ampère
F	Faraday
H	Henry
Hz	Hertz
rad	Radiano
s	Segundo
T	Tesla
V	Volt
W	Watt
°C	Grau Celsius
mm	Milímetro
C	Coulomb

INTRODUÇÃO GERAL

A energia elétrica é um elemento de extrema importância na vida de um grande número de pessoas. Aonde quer que se vá a eletricidade é indispensável, seja nos lares, no comércio ou mesmo nos ambientes de lazer. Ela ilumina os ambientes, aciona eletrodomésticos e equipamentos eletrônicos, aquece e esfria ambientes entre tantas outras aplicações encontradas no dia-a-dia.

Idealmente, as concessionárias de energia elétrica deveriam ser capazes de garantir o seu serviço sem interrupções ou sem distúrbios, porém isto ainda não é possível.

O suprimento de energia elétrica pode sofrer perturbações que a desviem significativamente da sua condição ideal. Surtos de tensão, perda momentânea de tensão e oscilações transitórias de tensão são algumas destas perturbações [3]. Essas interrupções são inadmissíveis em algumas aplicações consideradas críticas, como por exemplo, nos sistemas de emergência hospitalar, de informática, industrial e de telecomunicação.

Diante da necessidade de todos os setores que precisam de um fornecimento de energia elétrica contínua e de qualidade, os especialistas em eletrônica de potência propõem algumas soluções para essa problemática sendo a Fonte Ininterrupta de Energia, conhecida internacionalmente como *Uninterruptible Power Supply (UPS)* e conhecido popularmente no Brasil como *No-break*, uma dessas soluções [12] [22].

A *UPS* é capaz de suprir energia elétrica de forma adequada e com qualidade, mesmo na presença de distúrbios e interrupções da tensão de fornecimento vindos da concessionária de energia elétrica durante um período pré-estabelecido, utilizando um banco de baterias até que a rede elétrica seja normalizada ou um gerador, conectado em paralelo com a rede elétrica, entre em funcionamento. Estas fontes podem ser classificadas em três categorias: *UPS off-line*, *UPS on-line* e *UPS line-interactive*.

Em uma *UPS* do tipo *off-line* durante operação normal, a carga é alimentada diretamente pela fonte de alimentação (CA), sem nenhum processamento da energia entregue. Em caso de perda do suprimento de energia pela rede de alimentação, um banco de baterias irá alimentar a carga através de um inversor [5] [7]. Algumas vantagens que esta topologia apresenta são: custo reduzido e tamanho pequeno. Como desvantagens destacam-se a impossibilidade da regulação da tensão de saída no modo rede, devido ao fato da chave estática conectar a carga diretamente a entrada [1].

No tipo de sistema *UPS line-interactive*, a rede de alimentação é conectada a uma chave estática, seguida de um indutor em série, de um conversor bidirecional (CA-CC/CC-CA) e um banco de baterias. Esta configuração pode operar como uma *UPS on-line* ou como uma *UPS off-line*, sendo que para isso não é exigido o indutor em série [1] [7] [25]. Quando a energia elétrica fornecida pela rede está dentro das tolerâncias aceitas, a carga é alimentada diretamente pela rede e o conversor bidirecional funciona como um carregador de baterias e caso haja algum distúrbio da rede de alimentação a carga passa a ser alimentada no modo bateria. Neste modo a chave estática é aberta e a energia acumulada nas baterias é entregue à carga através do conversor bidirecional, funcionando neste momento como um inversor.

O sistema *UPS* do tipo *on-line* utiliza um retificador para converter a tensão de entrada alternada em tensão contínua que irá alimentar o inversor e o banco de baterias, mantendo-o carregado. Em condições normais de alimentação o inversor é alimentado pelo retificador e em caso de falta a tensão de entrada passa a vir do banco de baterias. A tensão de saída do inversor é filtrada antes de ser entregue à carga [5].

Neste trabalho é apresentado o estudo, a metodologia de projeto e a implementação prática do retificador e do inversor que irão ser utilizados em um sistema de *UPS* do tipo *on-line*, com potência de saída igual a 3 kVA, tensão de entrada igual a 220 V e tensão de saída igual a 110 V.

A estratégia aqui proposta para o controle da tensão é baseada no controlador Proporcional Integral Derivativo (PID), a técnica de modulação implementada é a unipolar. A topologia adotada para o inversor possui um braço operando em baixa frequência (60 Hz) e o outro braço comutando em alta frequência (20 kHz). O retificador é composto apenas por dois diodos que trabalham em conjunto com o braço do inversor que comuta em baixa frequência.

Este projeto tem como justificativa a redução de custos, já que existe uma diminuição do número de componentes utilizados, bem como diminuição de perdas devido a topologia proposta.

Este trabalho possui sua estrutura dividida em cinco capítulos e uma breve síntese de cada um deles é feita a seguir.

No Capítulo 1 é apresentada uma revisão sobre os retificadores e inversores monofásicos, sobre alguns sistemas de *UPS* e sobre os tipos de modulação.

Em seguida, no Capítulo 2, tem-se a topologia proposta, bem como suas etapas de operação e as equações utilizadas no projeto.

O Capítulo 3 detalha a modelagem e o controle do inversor monofásico, explicando cada bloco do controle adotado. Este capítulo apresenta também todo o projeto do compensador de tensão.

É realizado no Capítulo 4 o projeto do retificador, do inversor, do filtro LC (bloco de potência). É utilizado para isso o equacionamento exposto no Capítulo 2.

São apresentados no Capítulo 5 os resultados de simulação e experimentais do protótipo montado, para verificar e comprovar os estudos teóricos dos capítulos anteriores.

Por fim, tem-se uma conclusão geral relativa a todo o estudo desenvolvido, juntamente com sugestões para melhorias futuras da topologia proposta.

O diagrama esquemático do bloco de potência pode ser visto no Apêndice A e o da placa de controle no Apêndice B.

CAPÍTULO 1

SISTEMA *UPS* MONOFÁSICO DO TIPO *ON-LINE* E MODULAÇÃO A TRÊS NÍVEIS

1.1. INTRODUÇÃO

Os sistemas *UPS* do tipo *on-line* fornecem energia continuamente à carga, mesmo em uma falta da rede de alimentação, ou até mesmo durante a ocorrência de algum distúrbio ocorrido no fornecimento de energia elétrica durante um tempo limitado. Tipicamente este sistema apresenta dois estágios de conversão de energia.

No primeiro estágio, o retificador opera como conversor de tensão CA da rede elétrica em tensão CC e no segundo estágio, o inversor converte tensão contínua CC em alternada CA para a saída. Deste modo, a tensão de saída fornecida para a carga possui amplitude, frequência e forma independentes da entrada, dependendo da topologia utilizada. Esta é a única arquitetura de *UPS* que protege a carga contra os principais distúrbios da rede elétrica, sempre fornecendo tensão senoidal na saída além de não apresentar interrupção nas transferências de carga.

É conhecido que a frequência da tensão de saída do inversor é determinada pelo chaveamento dos dispositivos semicondutores que o formam, dependendo, portanto, do circuito de controle e o método de modulação escolhido. Neste trabalho foi adotado o controle da tensão por largura de pulsos (*PWM – Pulse-Width Modulation*) senoidal.

Neste capítulo são apresentadas as principais características dos sistemas *UPS*, os tipos de retificadores e inversores monofásicos de tensão e também os tipos de modulação por largura de pulsos senoidal. Também são apresentadas a topologia e a modulação adotadas no desenvolvimento deste trabalho.

1.2. SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA

A *UPS* ideal, de acordo com [24] [25], deve ser capaz de prover energia elétrica à carga de forma que esta mantenha um perfeito funcionamento. Portanto a *UPS* deve ter as seguintes características: regulação senoidal com baixa taxa de distorção harmônica (*THD - Total*

Harmonic Distortion), alta confiabilidade, alta eficiência, baixa interferência eletromagnética, baixo ruído, baixa manutenção, baixo custo, peso e tamanho reduzidos.

A *UPS* do tipo *on-line* é o interesse deste trabalho e a seguir é feita uma breve explanação sobre este tipo de *UPS*.

Este tipo de sistema *UPS* tem como característica marcante o fornecimento contínuo de energia elétrica à carga a qual está ligada, mesmo quando ocorrer ausência da rede de alimentação devido a qualquer distúrbio. A Figura 1.1 apresenta um diagrama de blocos para esta topologia.

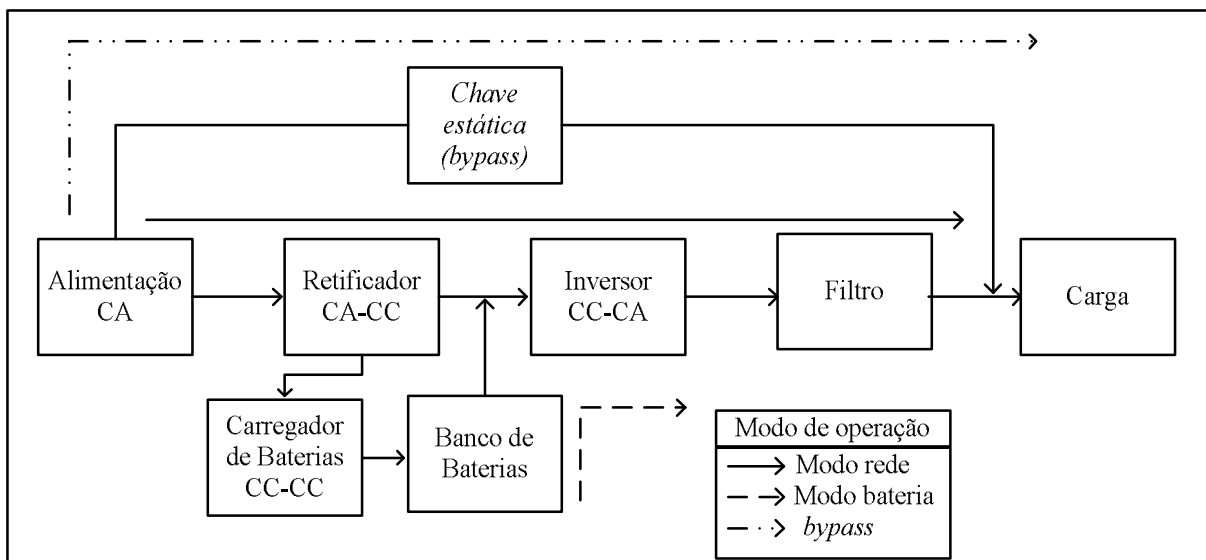


Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um sistema *UPS on-line* típico.

Como pode ser observado através da Figura 1.1, o sistema *UPS on-line* é composto de um retificador, um inversor, um banco de baterias, um carregador de baterias e um circuito *bypass*.

O retificador é utilizado para suprir o barramento CC que alimenta o inversor e o banco de baterias. O inversor converte a tensão contínua em alternada de forma que o sistema forneça sempre uma tensão estável para a carga e é dimensionado para operar tanto no modo rede como em modo bateria.

O banco de baterias é usado para alimentar a carga durante uma interrupção da rede de alimentação por um determinado tempo de autonomia.

A chave *bypass* é utilizada para conectar a carga diretamente a rede de alimentação CA caso haja uma falta ou manutenção de um mau funcionamento da *UPS*. A entrada em

funcionamento do *bypass* pode ser de forma automática, dependendo da decisão tomada pela supervisão do sistema, ou de forma manual [1] [7] [24] [25].

A *UPS on-line* pode operar em três modos:

- Modo rede: Neste tipo de operação a rede elétrica alimenta a carga com a energia processada nos estágios do retificador e do inversor. Neste modo de funcionamento, o banco de baterias é mantido carregado ou mantido em flutuação.
- Modo bateria: Caso haja a detecção de algum distúrbio na rede de alimentação fora dos valores especificados, a tensão de entrada do retificador é desconectada e o banco de baterias passa a suprir o barramento CC que fornece energia ao inversor.
- Modo *bypass*: Este modo de operação conecta a carga diretamente com a rede de alimentação quando é detectada uma falha do inversor ou este esteja em manutenção. Neste modo de operação, a carga fica sujeita a qualquer distúrbio que possa haver na rede de alimentação.

Nas seções a seguir, são apresentadas algumas topologias dos conversores CA-CC e CC-CA aplicados em *UPS on-line*.

1.3. OS CONVERSORES CA-CC (RETIFICADORES)

Em um sistema *UPS* o retificador tem como finalidade produzir uma tensão CC de qualidade para manter um funcionamento apropriado do conversor CC-CA na saída do sistema *UPS*. Os retificadores podem ser divididos em dois grupos, se for levado em consideração o tipo de interruptor que é utilizado: retificadores controlados e não-controlados.

Os retificadores não controlados utilizam diodos como interruptores. A Figura 1.2 mostra um retificador ponte completa não-controlado. Nesta topologia, os diodos D_1 e D_2 conduzem durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, e os diodos D_3 e D_4 conduzem durante o semiciclo negativo da tensão de entrada. É necessário especificar um capacitor C de valor alto para limitar as ondulações de tensão CC. Com a escolha deste capacitor com grande capacitância há uma distorção da corrente de entrada. Isto conduz a um fator de potência baixo, que é um dos principais inconvenientes desta classe de retificadores.

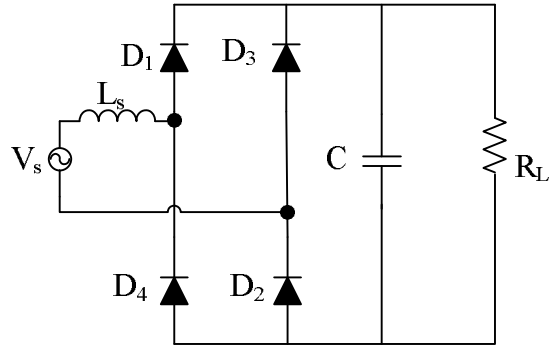


Figura 1.2 - Retificador ponte completa não-controlado.

Neste retificador sempre há dois diodos conduzindo simultaneamente, resultando em alta perda por condução. A tensão média no barramento CC é um pouco menor que a tensão de pico da tensão de entrada.

Para obter tensão no barramento CC em torno do dobro do valor de pico da tensão de entrada, é utilizado o retificador tipo dobrador de tensão, como mostra a Figura 1.3.

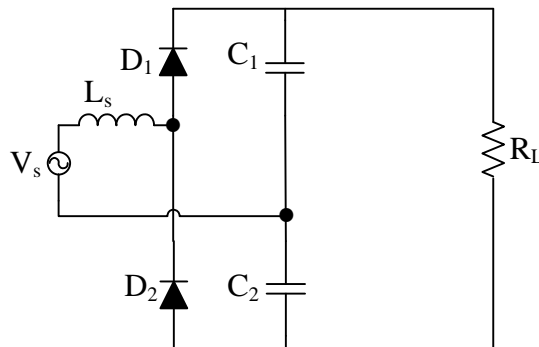


Figura 1.3 – Retificador dobrador de tensão não-controlado.

O funcionamento desta topologia pode ser descrito da seguinte forma: durante o semiciclo positivo da tensão de entrada o diodo D_1 carrega o capacitor C_1 ao valor máximo da tensão de alimentação. Da mesma forma durante o semiciclo negativo da tensão de entrada o diodo D_2 carrega o capacitor C_2 ao valor máximo da tensão de entrada. Conclui-se que a tensão CC de saída é aproximadamente duas vezes o valor máximo da tensão CA de entrada. Além desta vantagem, esta topologia apresenta uma outra vantagem sobre a topologia em ponte completa, que é o menor número de diodos utilizados.

Como desvantagens desta topologia podem-se citar os maiores esforços de tensão através dos diodos, que são duas vezes maiores que os sofridos pelos diodos de um retificador em ponte completa, se considerada mesma condição de operação (tensão de alimentação) e há a possibilidade de desequilíbrio entre os valores de tensão em cada capacitor. Suas vantagens

são: simplicidade, confiabilidade e baixo custo. O seu maior inconveniente é o fato do seu uso ser limitado pelo baixo fator de potência [25].

Já os retificadores controlados fazem uso de *IGBTs*, *MOSFETs* ou tiristores como interruptores. Na Figura 1.4 um retificador em ponte completa controlado pode ser observado.

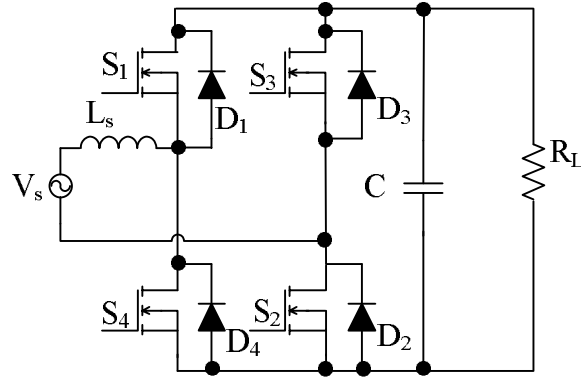


Figura 1.4 - Retificador em ponte completa controlado.

Comutando os quatro interruptores, de forma adequada, a corrente de entrada pode ter forma senoidal e em fase com a tensão de entrada, e a tensão CC de saída pode ser regulada em um valor pré-ajustado, maior que o valor máximo da tensão CA de entrada.

Com o desejo de reduzir os custos da topologia apresentada na Figura 1.4 surgiram diferentes topologias com um menor número de interruptores controlados. A Figura 1.5 mostra duas estruturas de pontes retificadoras semi-controladas. A estrutura apresentada em 1.5(a) é uma ponte assimétrica e a apresentada em 1.5(b) é simétrica. Na ponte assimétrica existe o caminho de livre circulação da corrente formado pelos diodos D_1 e D_2 .

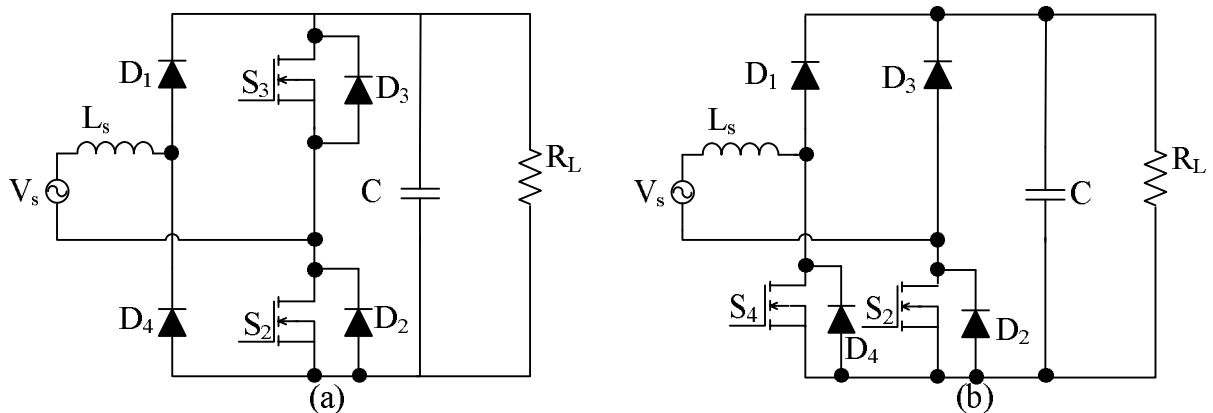


Figura 1.5 - Retificador em ponte completa controlado com dois interruptores ativos.

A vantagem da estrutura simétrica é que os catodos estão no mesmo potencial, de modo que os sinais de acionamento podem estar num mesmo potencial. Esta estrutura apresenta

uma redução no número de semicondutores no caminho de circulação da corrente. O comando dos interruptores é bem simples e a referência do comando dos interruptores e da tensão de saída é a mesma.

O custo total da topologia apresentada na Figura 1.5 é menor do que o da topologia apresentada na Figura 1.4, pois o custo dos diodos é menor do que o custo dos *MOSFETs* e também há um custo relativo ao controle dos *MOSFETs*, que necessitam de *drivers* de gatilho e fontes de alimentação independentes para eles [25].

Na Figura 1.5(a) pode-se substituir D_1 em D_4 por tiristores, não havendo a necessidade de circuitos externos de pré-carga.

A Figura 1.6 mostra um retificador dobrador de tensão controlado. Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada o interruptor S_2 conduz e a corrente de entrada cresce, e quando o interruptor S_2 está desligado a corrente decresce. No semiciclo negativo da tensão de entrada o interruptor S_1 irá conduzir.

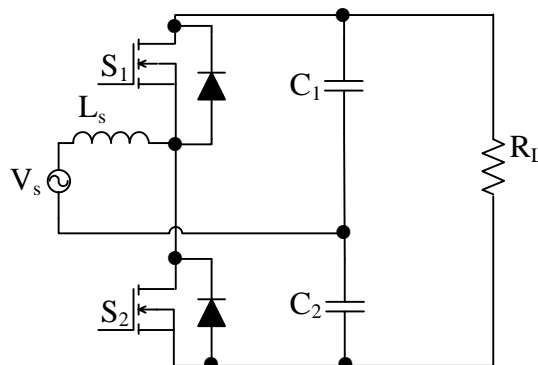


Figura 1.6 - Retificador dobrador de tensão controlado.

Neste tipo de topologia a tensão total no barramento CC tem que ser maior do que o dobro do valor de pico da tensão de entrada para realizar a conformação da corrente de entrada (realizar a correção do fator de potência).

Vale ressaltar que neste sistema há a possibilidade de desequilíbrio entre as tensões dos capacitores, porém há a possibilidade de maior controle deste desequilíbrio.

1.4. INVERSOR MONOFÁSICO DE TENSÃO

Nesta seção o foco principal é o inversor monofásico de tensão que é o mais comum dos conversores CC-CA. A forma de onda desejada na sua saída é alternada e comporta-se como uma forma de onda senoidal com valor médio nulo [2].

As topologias mais comuns dos conversores CC-CA de tensão são apresentadas a seguir.

1.4.1. O INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA

O inversor de tensão monofásico ponte completa é indicado para altas potências e altas tensões de saída. A saída produzida é uma tensão senoidal que é resultante deste inversor aliada a uma técnica de modulação e filtro apropriados [1] [2] [3] [4].

O inversor de tensão monofásico ponte completa está apresentado na Figura 1.7, e pode ser encontrado em [2] [3] [4] [29] [30]. Ele é formado por dois braços: um braço do inversor é formado pelos interruptores S_5 e S_6 , e o outro braço pelos interruptores S_3 e S_4 .

O acionamento dos interruptores de cada braço é feito de forma complementar com defasamento de 180° . No momento em que os interruptores S_4 e S_5 estão conduzindo, a tensão de saída aplicada à carga é igual à tensão de entrada ($+V_{CC}$). Quando os interruptores S_3 e S_6 estão conduzindo, a tensão de entrada com polaridade invertida é aplicada à carga ($-V_{CC}$). Este funcionamento resulta em uma forma de onda quadrada de magnitude igual a da fonte de entrada.

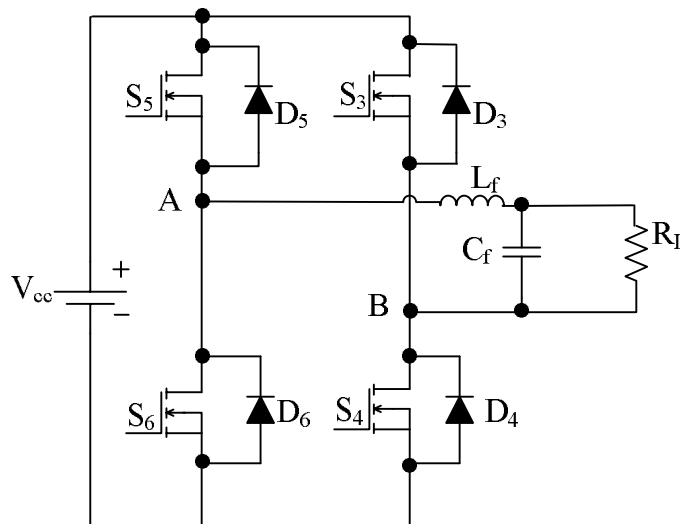


Figura 1.7 - Conversor CC-CA em ponte completa.

1.4.2. O INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO EM MEIA-PONTE

O inversor de tensão monofásico em meia ponte pode ser visto na Figura 1.8. Este tipo de inversor possui apenas um braço inversor e precisa de uma fonte de alimentação CC com ponto médio. Este tipo de estrutura é indicado para baixas potências, pois a corrente nesta estrutura é o dobro da corrente na estrutura em ponte completa, para uma mesma potência. [2]

Esta topologia é bem mais simples que a apresentada no item 1.4.1. O seu funcionamento pode ser descrito da seguinte forma: quando o interruptor S_3 está conduzindo a corrente na carga é no sentido da direita para a esquerda crescendo de forma exponencial e a fonte de alimentação entrega energia à carga. Quando S_3 está bloqueado a corrente da carga continua no mesmo sentido, já que a indutância da carga não permite mudanças bruscas na corrente, decrescendo exponencialmente através do diodo em antiparalelo D_4 .

A corrente circulará pelo diodo D_4 até se anular fazendo o interruptor S_4 passar a conduzir. Neste instante a corrente irá inverter o sentido e crescerá exponencialmente. Nesta etapa a carga recebe energia da fonte de alimentação. E ao ocorrer a anulação da corrente irá reiniciar um novo ciclo de operação.

Pode ser verificado através da descrição do funcionamento desta topologia que seus interruptores S_3 e S_4 conduzem ou são bloqueados de forma alternada, fazendo com que a tensão de saída aplicada à carga seja uma onda quadrada, cuja frequência irá ser determinada pela frequência de chaveamento.

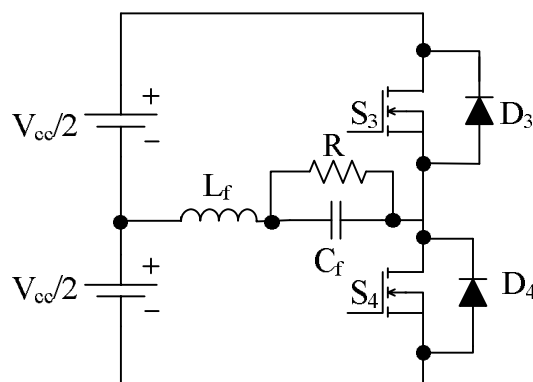


Figura 1.8 - Conversor CC-CA em meia ponte.

1.4.3. O INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO PUSH-PULL

A configuração do inversor *push-pull* é usada para modulações em baixas frequências e baixas potências [2] [5].

A topologia deste inversor pode ser vista na Figura 1.9, onde é possível observar algumas características tais como: uma única fonte de tensão CC (V_{cc}) alimenta o circuito, dois interruptores (S_1 e S_2) controlados, a carga é isolada da fonte de alimentação, a estrutura é isolada naturalmente com o uso de um transformador com ponto médio no primário e a fonte de alimentação CC e os interruptores estão ligados na mesma referência [2].

Quando o interruptor S_1 conduz o S_2 é mantido bloqueado. A corrente na carga cresce exponencialmente e a fonte de alimentação fornece energia à carga. Ao abrir S_1 a corrente se mantém no mesmo sentido, devido a indutância da carga, de forma a decrescer exponencialmente pelo diodo D_2 .

Com a anulação da corrente, se dá início a outra etapa de operação na qual o interruptor S_2 entra em condução e a corrente passa a crescer novamente exponencialmente no sentido contrário. A fonte de alimentação passa a fornecer energia à carga de novo. Quando S_2 for aberta, a corrente passa a decrescer decrescendo exponencialmente pelo diodo D_1 e a energia armazenada no indutor de carga será transferida para a fonte de alimentação. Esta etapa chega ao fim com a anulação da corrente de carga.

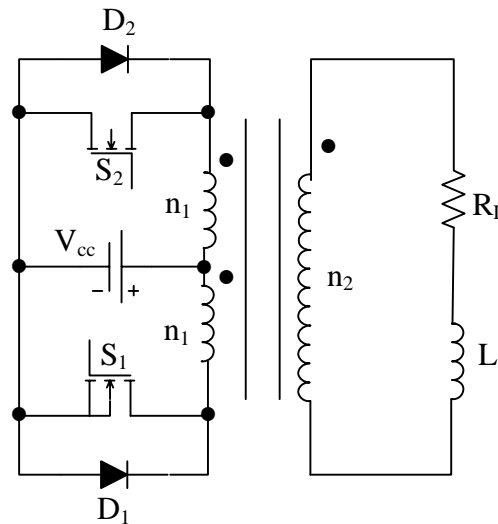


Figura 1.9 - Conversor CC-CA *Push-Pull*.

1.5. TOPOLOGIAS DE UPS MONOFÁSICAS DO TIPO ON-LINE

Qualquer um dos retificadores apresentados no item 1.3 pode alimentar os inversores apresentados no item 1.4. Neste item serão apresentadas algumas das topologias utilizadas em sistemas UPS com dupla conversão, mostrando vantagens e desvantagens, bem como a justificativa para a escolha da topologia adotada. Não serão descritos o funcionamento nem as etapas de operação destes sistemas.

1.5.1. CONVERSOR CA-CC E CONVERSOR CC-CA EM PONTE COMPLETA

Um típico sistema UPS monofásico em ponte completa está representado na Figura 1.10. Esta topologia apresenta um retificador de onda completa para suprir o inversor,

também ponte completa, de tensão CC de qualidade. Este sistema apresenta vantagens sobre os conversores com topologia em meia ponte, dentre elas pode-se citar: melhor utilização do *link* CC de tensão e possui a opção de “estado zero” para os interruptores devido a possibilidade do uso de estratégias de controle mais avançadas [25]. Estas vantagens fazem a topologia em ponte completa ser preferível para aplicações em média e alta potência. Porém ela tem como desvantagem o fato de possuir muitos interruptores e necessitar de um transformador de isolamento, o que contribui para ser um sistema volumoso, pesado e de alto custo.

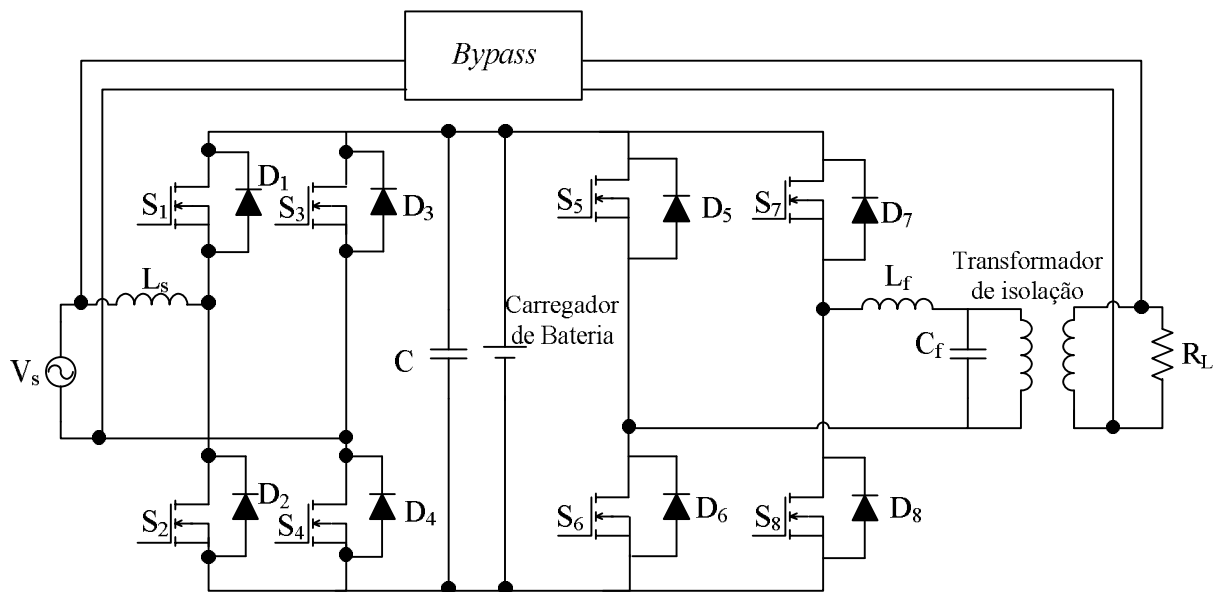


Figura 1.10 - Conversores CA-CC e CC-CA em ponte completa.

1.5.2. CONVERSOR CA-CC E CONVERSOR CC-CA EM MEIA-PONTE

A Figura 1.11 mostra um típico sistema *UPS* monofásico do tipo on-line baseado em um conversor meia ponte. Esta topologia é a escolha preferível para baixas potências, apresenta a metade do número de interruptores quando comparada com a topologia em ponte completa, além de possuir um ponto comum entre a entrada e a saída do sistema, o que elimina a necessidade de um transformador de isolamento. Entretanto, devido ao fato deste sistema ser um dobrador de tensão no estágio CA-CC, o barramento CC deverá operar no mínimo com o dobro da tensão de pico de entrada.

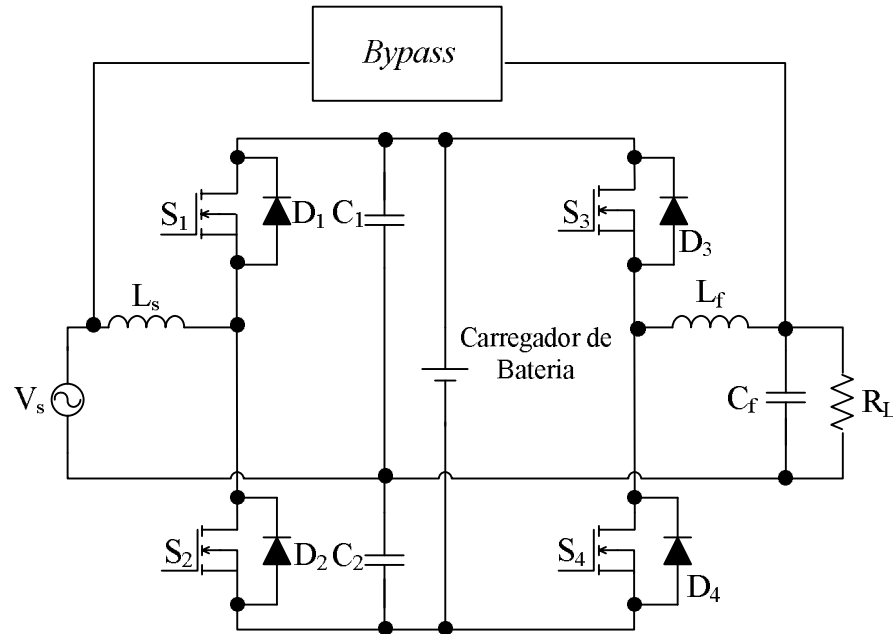


Figura 1.11 - Conversores CA-CC e CC-CA em meia ponte.

Como desvantagens desta estrutura destacam-se: o fato de não possuir controle de tensão nos capacitores C_1 e C_2 , quando operando em modo bateria e necessita um grande número de baterias [1].

Por ser necessário capacitores do barramento CC com tensão de, no mínimo, a tensão de pico de entrada e de um grande número de baterias, o custo do projeto é alto, já que os capacitores do barramento CC e as baterias são os componentes mais caros de um inversor [1].

1.5.3. TOPOLOGIA PROPOSTA

Nas duas últimas décadas os avanços ocorridos na eletrônica de propiciaram o surgimento de novas topologias e estratégias de controles utilizadas em sistemas ininterruptos de energia. Todas as pesquisas que foram feitas neste sentido tinham como principal objetivo melhorar o desempenho destas *UPS*, bem como expandir suas áreas de aplicação. Com o crescimento destas áreas de aplicações o custo dos conversores passou a receber uma atenção especial dos pesquisadores.

Reduções no custo dos conversores podem ser obtidas ao diminuir o número de componentes utilizados. Pode-se também diminuir os custos utilizando topologias que substituam interruptores ativos (*IGBTs*, *MOSFETs* e tiristores) por diodos, pois os diodos são mais baratos, ou eliminando componentes passivos (indutores, capacitores e transformadores) [25].

Esta redução de interruptores e de elementos passivos do sistema contribui também para uma redução no peso e uma maior confiabilidade do sistema. Entretanto, eliminar alguns interruptores ou substituí-los por diodos diminui a liberdade das estratégias de controle, fazendo com que seja necessário um controle mais sofisticado.

Visando contribuir com a eletrônica de potência, a pesquisa deste trabalho buscou a redução do custo do sistema, bem como realizar a execução de uma topologia que diminuísse também a perda nos semicondutores utilizados.

A topologia proposta para este trabalho é a apresentada na Figura 1.12. O retificador ficou restrito aos dois diodos (D_1 e D_2) e o inversor é composto por quatro interruptores (S_3 , S_4 , S_5 e S_6). Desta forma há a redução do custo utilizando apenas dois diodos no retificador.

Os interruptores S_5 e S_6 comutam na frequência fundamental (igual a da rede de alimentação) de forma alternada trabalhando semelhante a um retificador de onda completa com os diodos D_1 e D_2 , do ponto de vista da tensão de alimentação. O diodo D_1 conduz no semiciclo positivo da tensão de entrada, assim como o interruptor S_6 , e o diodo D_2 conduz durante o semiciclo negativo da tensão de entrada bem como o interruptor S_5 .

Os interruptores S_3 e S_4 comutam em alta frequência de forma complementar durante os dois semiciclos da tensão de entrada. Do ponto de vista da tensão de saída estes dois interruptores formam um inversor em ponte completa com os dois outros interruptores (S_5 e S_6).

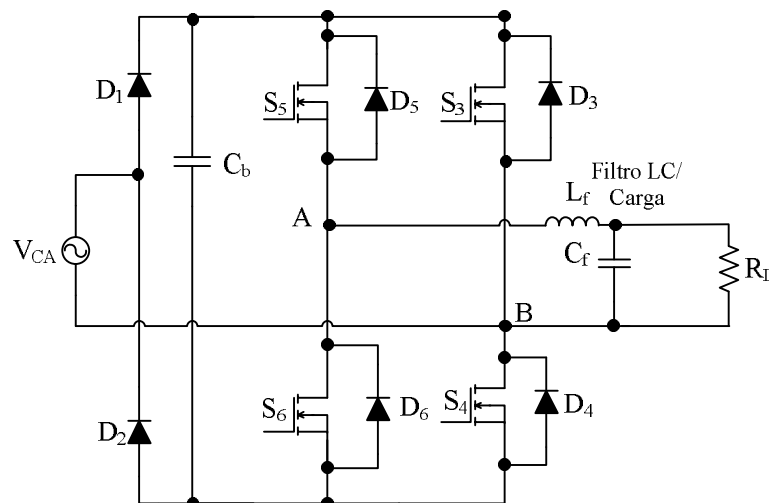


Figura 1.12 - Topologia proposta para o inversor.

1.6. ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

Na maioria das aplicações feitas com inversores necessita-se de controle ou regulação da tensão nos terminais da carga. O método utilizado para este controle da tensão de saída é a modulação *PWM* senoidal com um filtro para atenuar as harmônicas de alta frequência [5].

Este tipo de controle parte de uma comparação entre uma onda moduladora senoidal (de baixa frequência) de referência com uma portadora triangular (de alta frequência) e permite a comutação dos interruptores com frequência constante e é adequada para uso em alta frequência, já que o filtro de saída reduz as harmônicas.

Há três técnicas de modulação que utilizam uma onda moduladora senoidal como referência e uma portadora triangular: a modulação *PWM* com comutação bipolar da tensão, a modulação *PWM* com comutação unipolar da tensão dos dois braços com a utilização de duas portadoras triangulares e a modulação *PWM* com comutação unipolar de um único braço do inversor [5].

Será observado, nos itens a seguir, que os pulsos terão largura máxima no máximo da moduladora decrescendo para ambos os lados. Observa-se também que a frequência da componente fundamental da tensão de saída é definida pela onda moduladora e a onda portadora define a frequência de comutação dos interruptores.

1.6.1. MODULAÇÃO *PWM* SENOIDAL BIPOLAR

Na modulação *PWM* senoidal bipolar, que está representada na Figura 1.13 a tensão instantânea de saída só pode atingir dois valores $+V_{CC}$ ou $-V_{CC}$ e, devido a este fato, esta modulação é também chamada de dois níveis. Quando o valor instantâneo da onda moduladora senoidal for maior que o da onda portadora triangular a tensão de saída será igual a $+V_{CC}$, e quando a onda senoidal for menor que a triangular a tensão de saída será $-V_{CC}$.

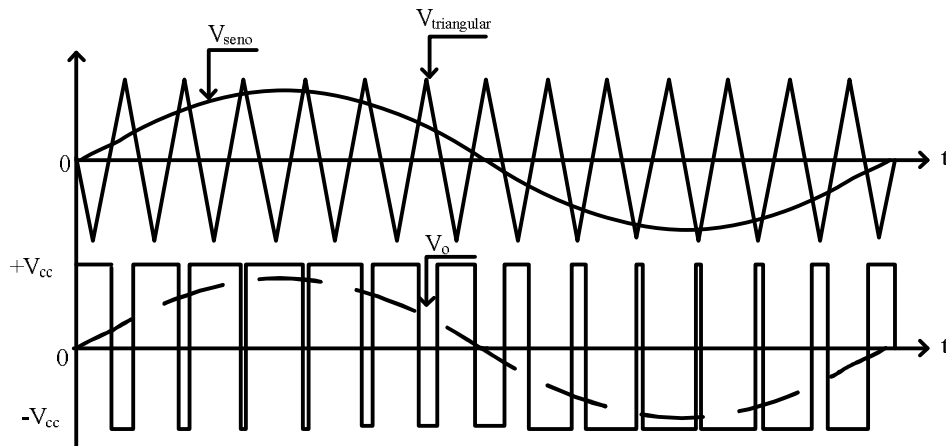


Figura 1.13 - Formas de onda da modulação *PWM* senoidal a dois níveis.

Quando esta modulação está sendo aplicada a um inversor em ponte completa, um único comando é feito para um par de interruptores (S_4 e S_5) e, para o outro par, pode-se usar o comando complementar. Já para os inversores em meia ponte, um pulso de comando é dado para um interruptor e o complementar para o outro.

1.6.2. MODULAÇÃO *PWM* SENOIDAL UNIPOLAR COM DOIS SINAIS TRIANGULARES

Esta modulação, que está representada na Figura 1.14, compara a onda moduladora senoidal com duas ondas portadoras triangulares defasadas 180° uma em relação à outra na frequência de comutação.

O comando dos interruptores S_4 e S_5 , de acordo com a Figura 1.7, é obtido comparando a onda senoidal com uma onda portadora triangular (V_{triang_1}). Da comparação da onda senoidal com a outra portadora triangular (V_{triang_2}) resulta o comando dos interruptores S_3 e S_6 .

Pode-se observar através da Figura 1.14 que a tensão de saída assume três valores instantâneos: $+V_{cc}$, zero ou $-V_{cc}$, o que faz com que essa modulação também seja conhecida como modulação *PWM* senoidal a três níveis.

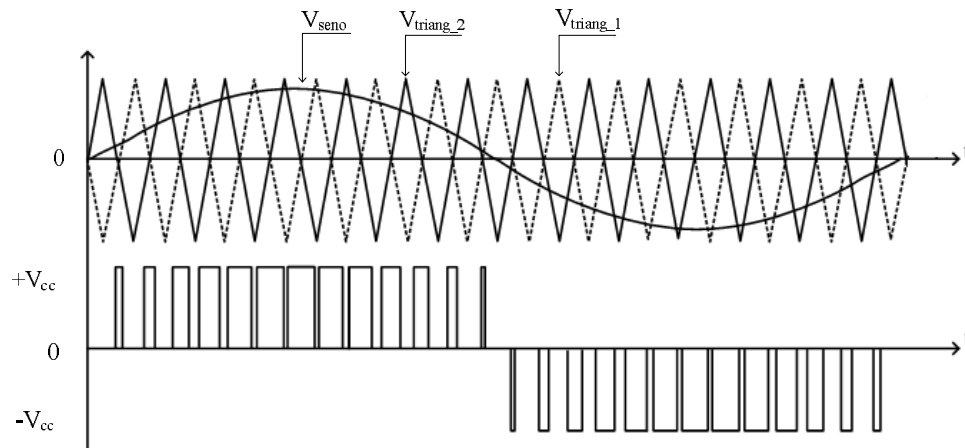


Figura 1.14 - Forma de onda da modulação *PWM* senoidal unipolar com dois sinais triangulares.

Ao observar a Figura 1.13 e a Figura 1.14 verifica-se que o número de pulsos da tensão de saída, considerando-se uma mesma frequência de comutação, é duas vezes maior na modulação *PWM* senoidal a três níveis, se comparado à modulação dois níveis [1] [5] [6].

Esta modulação possui muitas vantagens quando comparada à bipolar, dentre elas pode-se citar: menor perda nos interruptores, as ondulações de tensão e corrente nos componentes do filtro de saída são bem menores e frequência é o dobro o que reduz as especificações destes componentes passivos usados na filtragem do sinal e as emissões eletromagnéticas são reduzidas [1] [11].

1.6.3. MODULAÇÃO *PWM* SENOIDAL UNIPOLAR COM DOIS SINAIS SENOIDAIS

A modulação apresentada na Figura 1.15 compara duas ondas moduladoras senoidais de mesma amplitude e frequência e defasadas 180° uma em relação à outra com uma única onda portadora triangular. O comando dos interruptores S_4 e S_5 , de acordo com a Figura 1.7, é obtido comparando uma onda senoidal (V_{seno_1}) com a onda portadora triangular, e da comparação da outra onda senoidal com a portadora triangular (V_{seno_2}) resulta o comando dos interruptores S_3 e S_6 .

Pode-se observar através Figura 1.15 que a tensão de saída assume três valores instantâneos: $+V_{cc}$, zero ou $-V_{cc}$, o que faz com que essa modulação também seja conhecida como modulação *PWM* senoidal a três níveis.

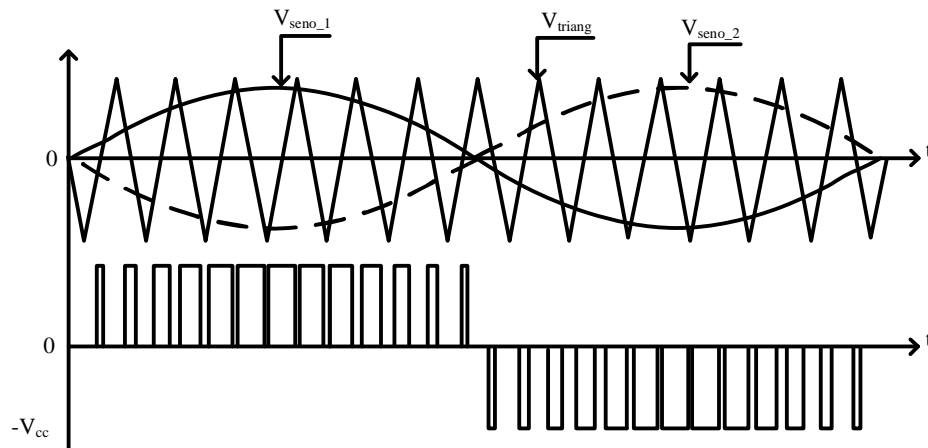


Figura 1.15 - Formas de onda da modulação *PWM* senoidal unipolar com dois sinais senoidais.

1.6.4. MODULAÇÃO *PWM* SENOIDAL UNIPOLAR COM SENÓIDE RETIFICADA

Com este tipo de modulação é possível comutar em alta frequência um dos braços do inversor, enquanto o outro braço é comandado na frequência fundamental. A Figura 1.16 mostra as principais formas de onda desta modulação.

O braço composto pelos interruptores S_5 e S_6 , que pode ser visto na Figura 1.12, é comandado na frequência fundamental da rede de alimentação, e o outro braço formado por S_3 e S_4 são controlados pela comparação da onda moduladora senoidal com a portadora triangular.

No braço que comuta em baixa frequência, durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, o interruptor S_6 conduz enquanto S_5 está bloqueado, e durante o semiciclo negativo o interruptor que conduz é o S_5 ficando o S_6 bloqueado.

Os interruptores S_3 e S_4 comutam na frequência de chaveamento durante os dois semiciclos de forma complementar.

Neste tipo de modulação as componentes harmônicas estão em bandas laterais centradas em múltiplos da frequência de comutação, não obstante, as amplitudes destas componentes são bem menores, por tanto se pode diminuir o tamanho do filtro necessário à saída do inversor. A tensão de saída apresenta três valores instantâneos $+V_{CC}$, zero ou $-V_{CC}$, como nas modulações apresentadas nos itens 1.6.2 e 1.6.3.

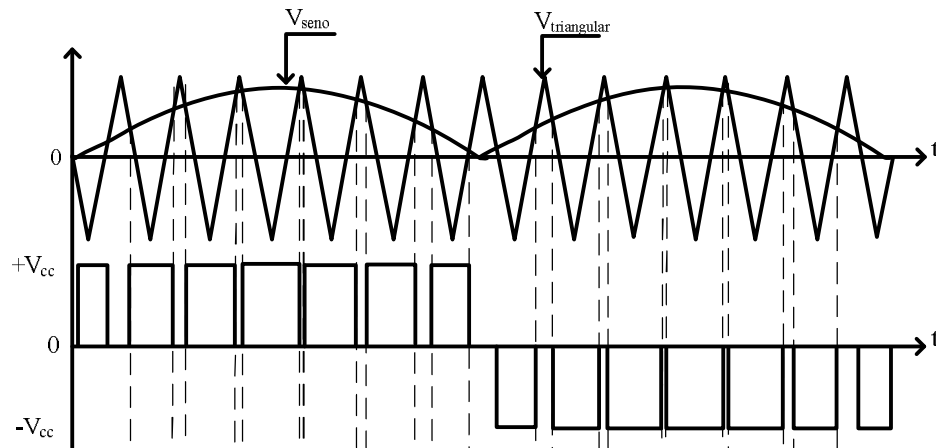


Figura 1.16 - Formas de onda da modulação *PWM* senoidal unipolar com senóide retificada.

Este tipo de controle é mais complicado e os interruptores devem ter características diferentes [5].

1.7. ESCOLHA DA MODULAÇÃO

A modulação escolhida para o controle deste inversor foi a apresentada no item 1.6.4 por melhor se adequar a topologia proposta. Possui as qualidades da modulação *PWM* unipolar (três níveis). Tais características são conseguidas a custo de um controle mais complexo como já foi comentado anteriormente e será mais detalhado nos próximos capítulos.

1.8. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foi feita, durante este capítulo, uma revisão sobre sistemas *UPS* e sobre os conversores que o compõe: o retificador e o inversor. Ressaltando as topologias mais usadas para ambos os conversores monofásicos. Dentre as topologias de inversores apresentadas se destacam a de meia ponte e a de ponte completa, já que a topologia em *push-pull* é usada para baixas frequências e baixas potências.

Foram destacadas também as técnicas de modulação *PWM* senoidal que são usadas para o controle de inversores de tensão. Foi visto que a modulação *PWM* senoidal bipolar é indicada tanto para os inversores meia ponte como para os inversores ponte completa.

A topologia proposta para este trabalho apresenta do ponto de vista da tensão de alimentação, um retificador em ponte completa formado pelos diodos D_1 e D_2 e pelos interruptores S_5 e S_6 . Já ao analisar a tensão de saída, a topologia possui também um inversor em ponte completa que é formado pelos interruptores S_3 , S_4 , S_5 e S_6 .

Esta estrutura foi escolhida pela idéia de que haverá menores esforços nos componentes além de uma diminuição nos números de componentes para a sua montagem, reduzindo assim o custo da implementação.

A metodologia de controle usando a modulação *PWM* senoidal com senóide retificada foi a mais indicada, apesar de seu controle ser mais complexo.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE E PROJETO DO INVERSOR MONOFÁSICO

2.1. INTRODUÇÃO

Conforme foi mencionado anteriormente, no Capítulo 1, o inversor tem como função converter a tensão de entrada CC em uma tensão de saída senoidal. Para que isto ocorra é necessário que o inversor seja comandado com uma técnica de modulação e apresente um filtro adequado.

A finalidade deste capítulo é apresentar as características do inversor projetado, suas etapas de operação, as principais formas de onda e o equacionamento que será utilizado para o dimensionamento dos componentes que compõem o estágio de potência.

2.2. ANÁLISE DA MODULAÇÃO

A Figura 2.1 apresenta a topologia proposta para o inversor. O braço composto pelos interruptores S_5 e S_6 comuta com a mesma frequência da rede de alimentação (60 Hz), enquanto o outro braço composto pelos interruptores S_3 e S_4 opera na frequência de comutação (20 kHz).

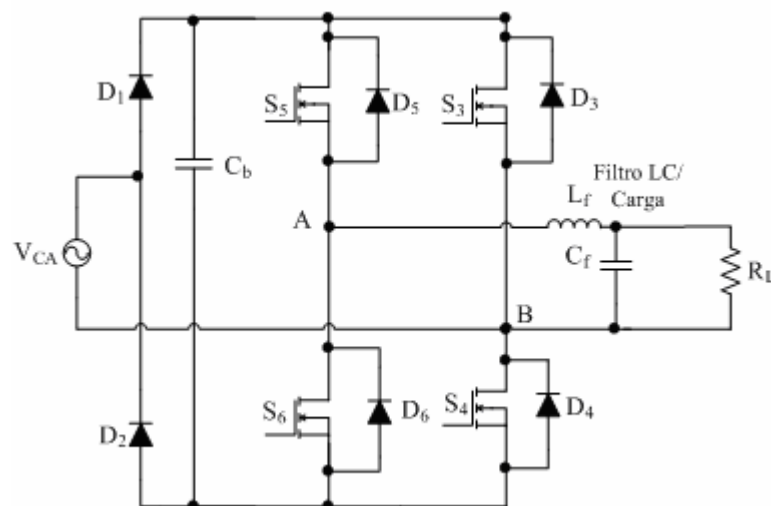


Figura 2.1 - Topologia proposta para o inversor.

A modulação definida, para o controle da topologia apresentada acima, foi a modulação *PWM* senoidal três níveis com senóide retificada por possuir menor ondulação de corrente e

de tensão de saída. A Figura 2.2 apresenta o comportamento da tensão V_{AB} na saída do inversor e o chaveamento de cada interruptor utilizando a modulação proposta.

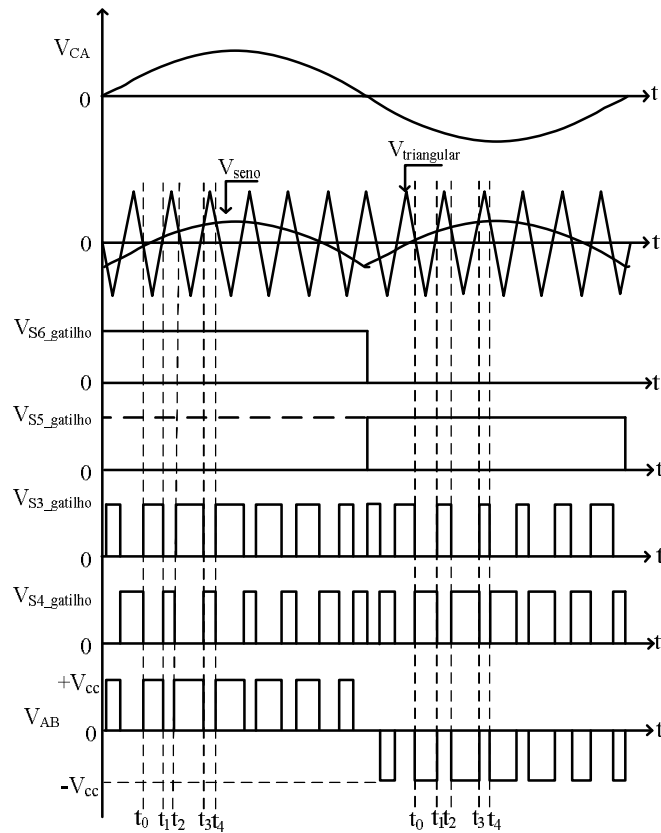


Figura 2.2 - Principais formas de onda da modulação utilizada.

2.3. ETAPAS DE OPERAÇÃO

Nos itens a seguir serão descritas as etapas de operação para o inversor utilizando a modulação unipolar. Estas etapas compõem os dois semiciclos, positivo e negativo, de acordo com a tensão de saída.

Para esta análise foram feitas algumas considerações: os elementos ativos e passivos do circuito são ideais, o filtro LC é capaz de deixar a tensão de saída senoidal e o sistema opera em regime permanente e a tensão de barramento é puramente CC, ou varia muito lentamente.

2.3.1. SEMICICLO POSITIVO DA TENSÃO DE SAÍDA

As etapas de operação do circuito para o semiciclo positivo da tensão de entrada serão subdividas em dois tópicos, que serão determinados pelo valor da tensão no barramento CC. As etapas 1 e 2 ocorrem no intervalo de tempo em que a tensão no barramento CC é maior do que a tensão de alimentação, e as etapas 3 e 4 acontecem quando a corrente no barramento CC passa a ser maior do que a tensão de entrada.

a) Quando $V_{C_b} < |V_{CA}|$:

Etapa 1 – t_0 a t_a

A primeira etapa tem início quando o interruptor S_3 é comandado a conduzir. O circuito é alimentado durante este intervalo pelo capacitor do barramento CC representado por C_b que se descarrega fornecendo energia para o indutor de filtragem L_f . A corrente então circula através dos interruptores S_3 e S_6 . A Figura 2.3 mostra esta etapa de operação.

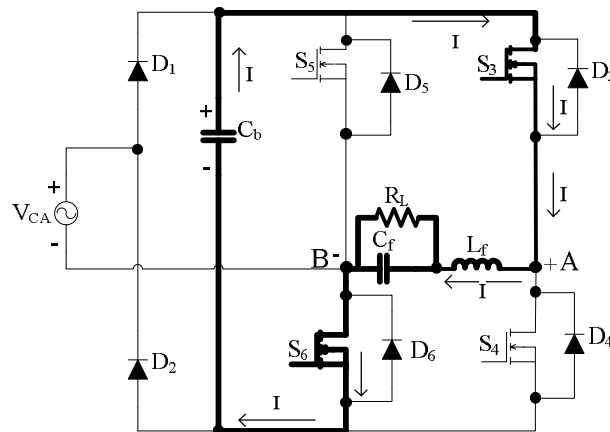


Figura 2.3 - Primeira etapa do semiciclo positivo da tensão de saída.

A tensão V_{AB} é positiva e a corrente no indutor de filtragem cresce linearmente. Esta etapa finaliza com o comando para bloqueio do interruptor S_3 .

Etapa 2 – t_a a t_b

Ao abrir o interruptor S_3 , a corrente mantém o mesmo sentido imposto pelo indutor L_f circulando pelo diodo D_4 em antiparalelo ao interruptor S_4 . A tensão V_{AB} vai a zero e o indutor de filtragem (L_f) cede energia, que nele foi armazenada, para a carga, fazendo com que a corrente no circuito decresça linearmente, aproximando-se de zero. Esta etapa de operação, que pode ser vista na Figura 2.4, será finalizada com o comando para que o interruptor S_3 volte a conduzir.

As etapas 1 e 2 irão se repetir até o instante em que o valor instantâneo da tensão de entrada, alcance a tensão no barramento CC, o que irá fazer com que seja dado início a terceira etapa de funcionamento do inversor.

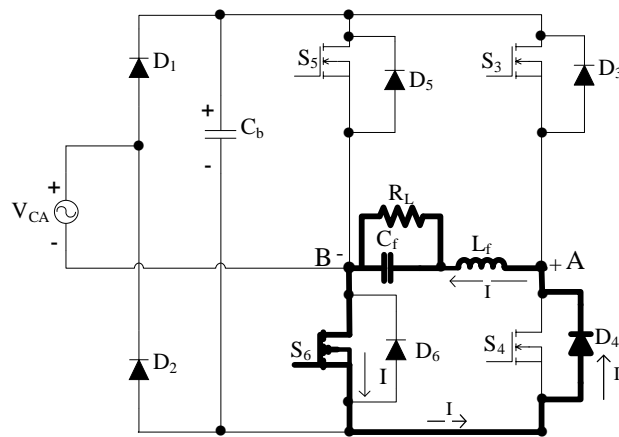


Figura 2.4 - Segunda etapa do semiciclo positivo da tensão de saída.

A Figura 2.5 apresenta as principais formas de onda teóricas de tensão e corrente relativa as etapas 1 e 2 nos diferentes elementos do inversor durante o semiciclo positivo da tensão de saída. Para determinar estas formas de onda, a base foi o comando de cada um dos interruptores do inversor.

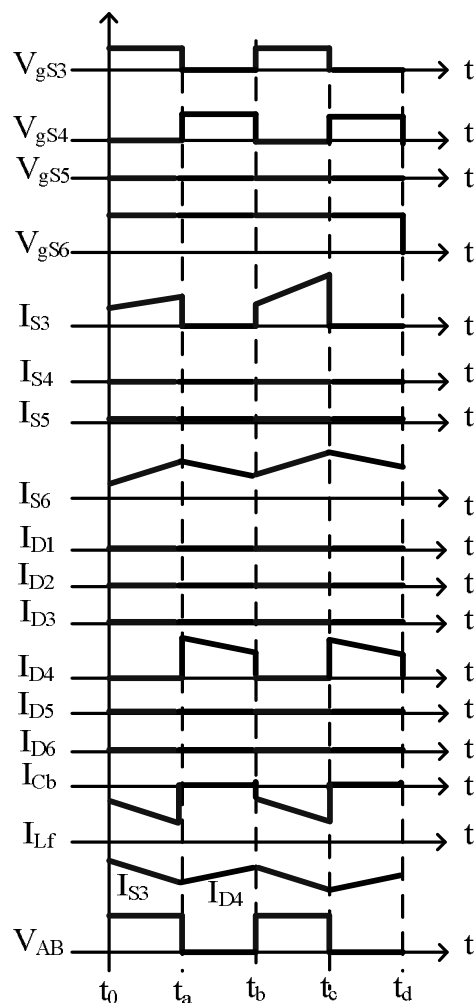


Figura 2.5 - Formas de onda para $V_{Cb} < |V_{CA}|$ durante o semiciclo positivo da tensão de saída.

b) Quando $|V_{CA}| > V_{C_b}$:

Etapa 3 – t_d a t_e

A terceira etapa do semiciclo positivo tem início quando a tensão de alimentação passa a ser maior do que o valor da tensão no barramento CC. Neste momento entra em condução o diodo D_1 . Com a entrada em condução deste diodo, a fonte de entrada alimenta o circuito, consequentemente alimentando a carga. O capacitor do barramento CC passa a ser carregado bem como o indutor L_f . A tensão V_{AB} é positiva e a corrente circula através do diodo D_1 , do barramento CC, do diodo D_6 , do interruptor S_3 e do filtro de saída até a carga completando o caminho de circulação da corrente diretamente com a fonte de entrada, como pode ser visto na Figura 2.6.

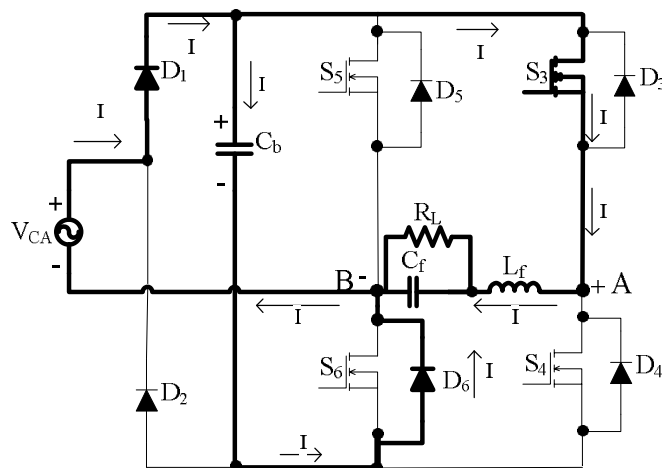


Figura 2.6 - Terceira etapa do semiciclo positivo da tensão de saída.

A corrente passa a circular pelo diodo D_6 devido ao fato da corrente que circula pelo diodo D_1 ser maior do que a corrente no indutor L_f , uma vez que a corrente em D_1 é a soma da corrente que circula pelo interruptor S_3 com a que circula pelo barramento CC. Esta etapa chega ao final com o comando para o bloqueio do interruptor S_3 .

Etapa 4 – t_e a t_f

Nesta etapa, que pode ser observada na Figura 2.7, com o bloqueio do interruptor S_3 o sentido da corrente polariza diretamente o diodo D_4 em antiparalelo ao interruptor S_4 . A corrente então circula pelos diodos D_4 e D_6 , pelo barramento CC, pelo filtro LC alimentando

a carga. A tensão V_{AB} é igual à zero. Durante esta etapa, a corrente no diodo D_1 permanece maior do que a corrente no indutor L_f , logo ela é a soma das correntes que circulam pelos diodos D_4 e D_6 .

No instante em que a tensão de entrada passar a ser menor do que a do barramento CC o inversor volta a operar de acordo com as etapas 1 e 2 até que a tensão de saída se anule para dar início ao novo semiciclo de rede.

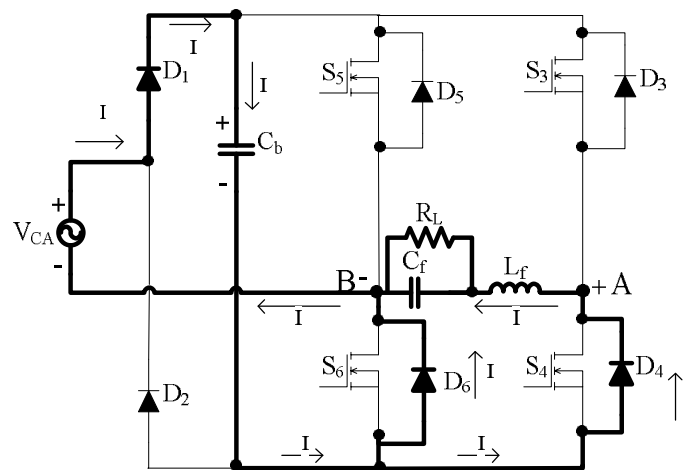


Figura 2.7 - Quarta etapa do semiciclo positivo da tensão de saída.

A Figura 2.8 apresenta as principais formas de onda teóricas de tensão e corrente para as etapas 3 e 4 nos diferentes elementos do inversor durante o semiciclo positivo da tensão de saída. Para determinar estas formas de onda, a base foi o comando de cada um dos interruptores do inversor.

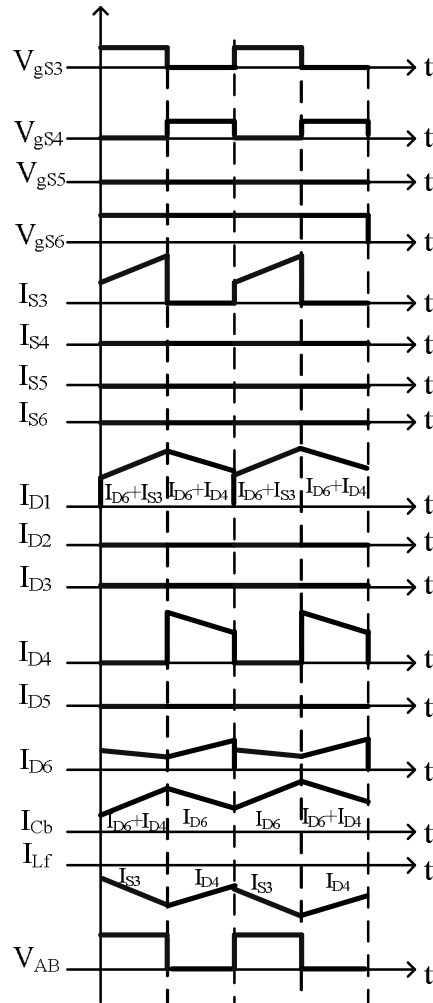


Figura 2.8 - Formas de onda para $|V_{CA}| > V_{Cb}$ durante o semiciclo positivo da tensão de saída.

2.3.2. SEMICICLO NEGATIVO DA TENSÃO DE SAÍDA

As etapas de operação do circuito para o semiciclo negativo da tensão de entrada também são subdivididas em duas partes determinadas pelo valor da tensão no barramento CC. As etapas 1 e 2 ocorrem no intervalo de tempo em que a tensão no barramento CC é maior do que a tensão de alimentação, e as etapas 3 e 4 acontecem quando a corrente no barramento CC passa a ser maior do que a tensão de entrada.

a) Quando $V_{Cb} < |V_{CA}|$:

Etapa 1 – t_0 a t_a

No instante t_0 os interruptores S_4 e S_5 estão em condução, conectando a carga e o filtro LC ao barramento CC, que neste intervalo está cedendo energia à carga. A tensão V_{AB} é

negativa e a corrente no indutor de filtragem cresce no seu semiciclo positivo. Esta etapa que pode ser observada na Figura 2.9 termina com o bloqueio do interruptor S_4 .

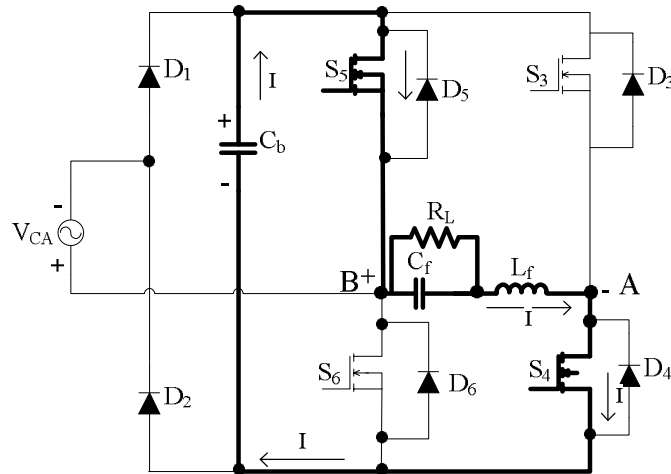


Figura 2.9 - Primeira etapa do semiciclo negativo da tensão de saída.

Etapa 2 – t_a a t_b

No instante em que o interruptor S_4 é bloqueado, S_5 continua a conduzir. A corrente que circula pelo indutor L_f permanece com o sentido inalterado, polarizando diretamente o diodo D_3 , em antiparalelo ao interruptor S_3 . A tensão V_{AB} nesta etapa é igual a zero e a corrente no indutor L_f decresce, uma vez que a energia nele armazenada é entregue à carga.

A segunda etapa de operação do semiciclo negativo da tensão de saída pode ser vista na Figura 2.10.

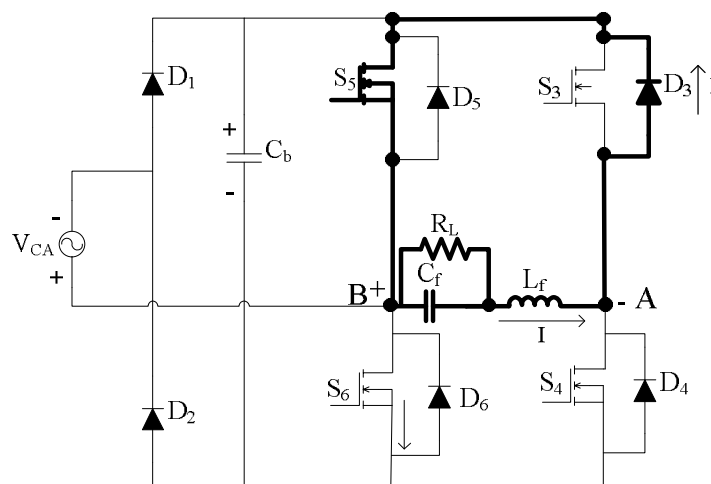


Figura 2.10 - Segunda etapa do semiciclo negativo da tensão de saída.

Esta etapa de operação chega ao fim com o comando dado para que o interruptor S_4 volte a conduzir.

As etapas 1 e 2 se repetem até o momento em que a tensão de alimentação passe a ser maior do que a tensão no barramento CC, o que faz com que seja dado início à terceira etapa de funcionamento do inversor com a entrada em condução do diodo D_2 .

A Figura 2.11 apresenta as principais formas de onda teóricas de tensão e corrente referente às etapas 1 e 2 que ocorrem durante a tensão negativa de saída nos diferentes elementos do inversor. Para determinar estas formas de onda a base foi o comando de cada um dos interruptores do inversor.

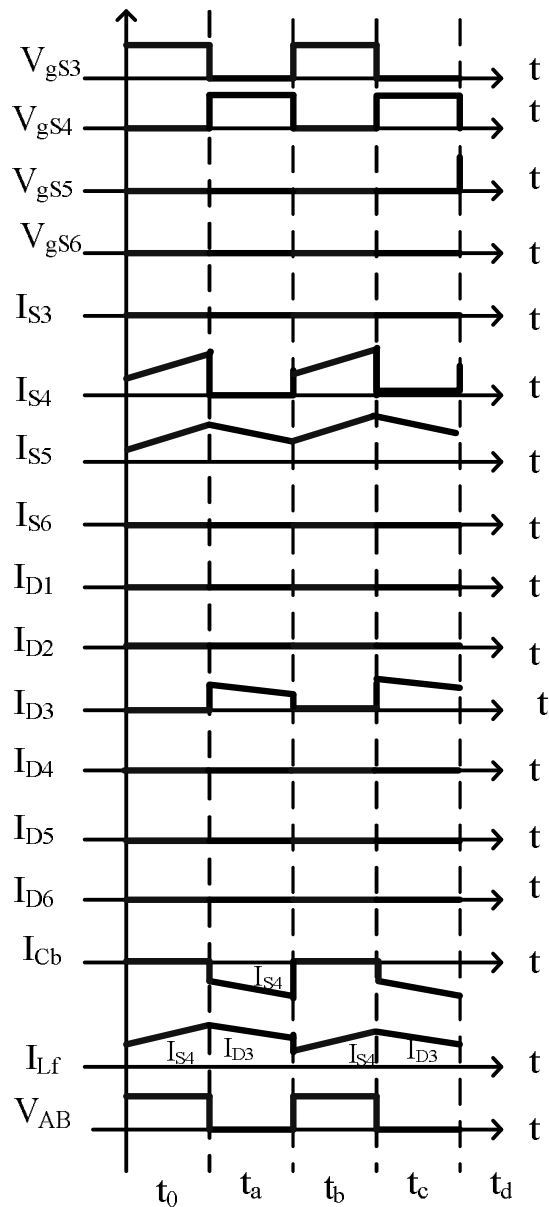


Figura 2.11 - Formas de onda para $V_{cb} < |V_{CA}|$ durante o semiciclo negativo da tensão de saída.

$$b) |V_{CA}| > V_{Cb}$$

Etapa 3 – t_d a t_e

Quando o diodo D_2 passa a conduzir a fonte de alimentação passa a alimentar o circuito, e com o comando dado para que o interruptor S_4 conduza, a tensão V_{AB} volta a ter o mesmo valor do barramento CC ($-V_{cc}$) e a corrente no indutor L_f cresce.

Esta etapa pode ser vista na Figura 2.12 e chega ao fim com o comando para S_4 ser bloqueado.

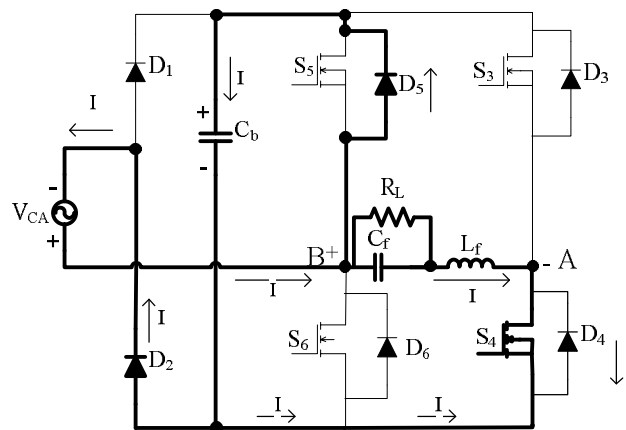


Figura 2.12 - Terceira etapa do semiciclo negativo da tensão de saída.

Etapa 4 – t_e a t_f

Nesta etapa, que pode ser observada na Figura 2.13, com o bloqueio do interruptor S_4 o sentido da corrente polariza o diodo D_3 em antiparalelo ao interruptor S_3 . O caminho de circulação da corrente é pelos diodos D_3 e D_5 , pelo barramento CC, pelo filtro LC até a carga. A tensão V_{AB} se anula e a corrente no indutor L_f decresce, pois a energia armazenada é entregue à carga. Esta etapa se encerra com o comando dado para que o interruptor S_4 volte a conduzir.

Quando a tensão de entrada passar a ser menor do que a do barramento CC, o inversor volta a operar de acordo com as etapas 1 e 2, pois o diodo D_2 é polarizado inversamente, sendo bloqueado, até que a tensão de saída se anule para dar início ao novo semiciclo de rede.

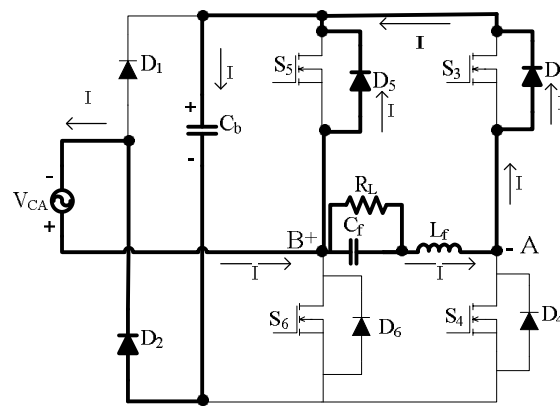


Figura 2.13 - Quarta etapa do semiciclo negativo da tensão de saída.

A Figura 2.14 apresenta as principais formas de onda teóricas de tensão e corrente nos diferentes elementos do inversor para o semiciclo negativo da tensão de saída. Para determinar estas formas de onda, a base foi o comando de cada um dos interruptores do inversor.

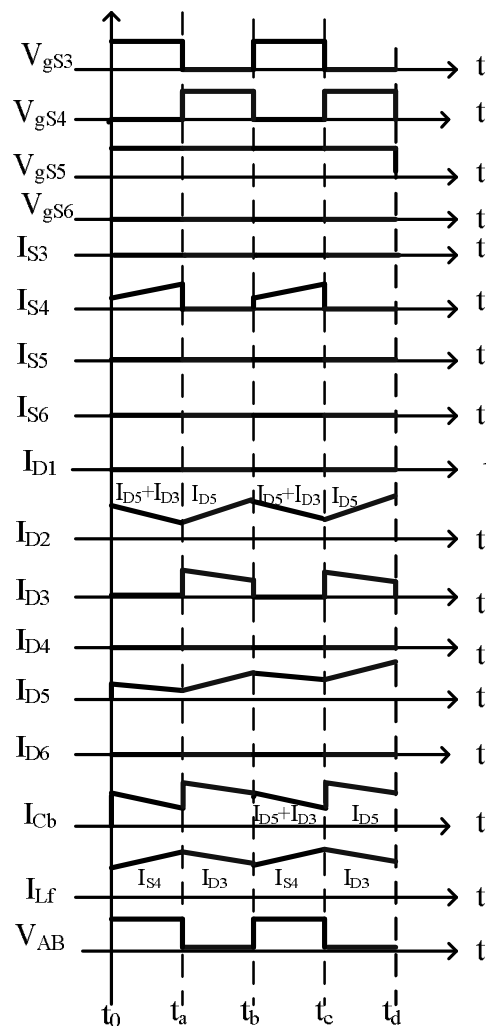


Figura 2.14 - Formas de onda para $|V_{CA}| > V_{Cb}$ durante o semiciclo negativo da tensão de saída.

Um resumo do princípio de operação do inversor pode ser visto na Tabela 2.1 a seguir.

Tabela 2.1 - Princípio de operação do conversor com modulação *PWM* senoidal unipolar.

Semiciclo positivo				
Etapa	Comparação	Em condução	Bloqueados	Tensão V_{AB}
Primeira	$V_c(t) \geq V_{tri}(t)$	S_3 e S_6	D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 e D_6 S_4 e S_5	$+V_{cc}$
Segunda	$V_c(t) \leq V_{tri}(t)$	D_4 e S_6	D_1, D_2, D_3, D_5 e D_6 S_3, S_4 e S_5	Zero
Terceira	$V_c(t) \geq V_{tri}(t)$	D_1, D_6 e S_3	D_2, D_3, D_4 e D_5 S_4, S_5 e S_6	$+V_{cc}$
Quarta	$V_c(t) \leq V_{tri}(t)$	D_1, D_4 e D_6	D_2, D_3 e D_5 S_3, S_4, S_5 e S_6	Zero
Semiciclo negativo				
Etapa	Comparação	Em condução	Bloqueados	Tensão V_{AB}
Primeira	$V_c(t) \geq V_{tri}(t)$	S_4 e S_5	D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 e D_6 S_3 e S_6	$-V_{cc}$
Segunda	$V_c(t) \leq V_{tri}(t)$	D_3 e S_5	D_1, D_2, D_4, D_5 e D_6 S_3, S_4 e S_6	Zero
Terceira	$V_c(t) \geq V_{tri}(t)$	D_2, D_5 e S_4	D_1, D_3, D_4 e D_6 S_3, S_5 e S_6	$-V_{cc}$
Quarta	$V_c(t) \leq V_{tri}(t)$	D_2, D_3 e D_5	D_1, D_4 e D_6 S_3, S_4, S_5 e S_6	Zero

2.3.3. PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A seguir são apresentadas as principais formas de onda do inversor, considerando o período da fonte de alimentação e o período de comutação, para funcionamento em condições normais e com carga resistiva.

As formas de onda da corrente no interruptor S_3 e no diodo D_3 podem ser observadas na Figura 2.15 e na Figura 2.16, respectivamente.

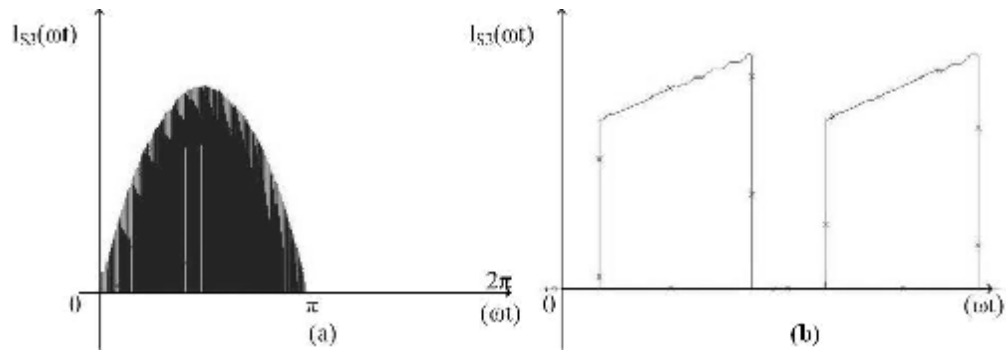


Figura 2.15 - (a) Forma de onda da corrente no interruptor S_3 e (b) Detalhe da corrente em S_3 .

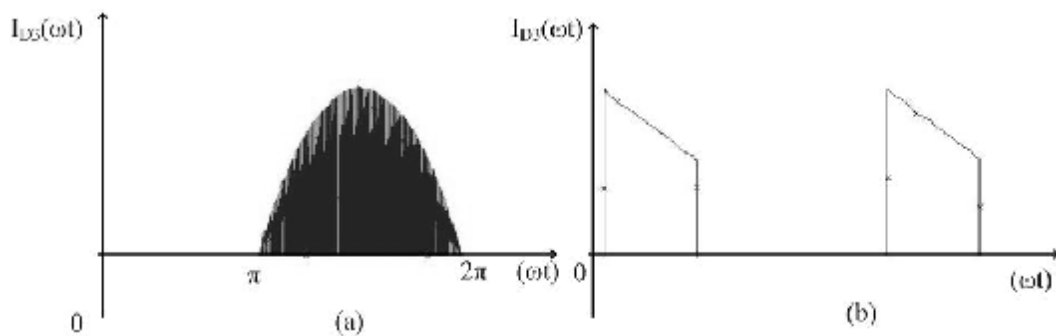


Figura 2.16 - (a) Forma de onda da corrente no diodo D_3 e (b) Detalhe da corrente em D_3 .

Ao observar a Figura 2.15 e a Figura 2.16 pode-se verificar a condução do interruptor S_3 e o bloqueio do diodo D_3 durante o semiciclo positivo de operação e, durante o semiciclo negativo é notado o bloqueio de S_3 e a condução do diodo D_3 .

Na Figura 2.17 e na Figura 2.18 pode-se observar a corrente no interruptor S_4 e no diodo D_4 respectivamente. Elas mostram claramente a condução do interruptor S_4 durante o segundo semiciclo de operação enquanto o diodo D_4 só conduz durante o semiciclo positivo.

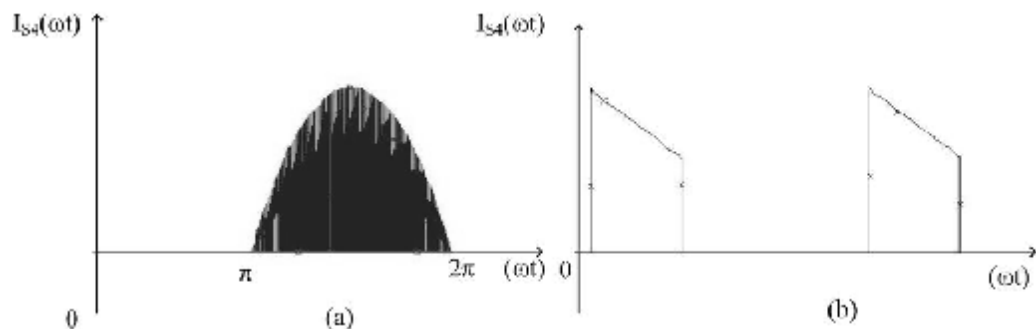


Figura 2.17 - (a) Forma de onda da corrente no interruptor S_4 e (b) Detalhe da corrente em S_4 .

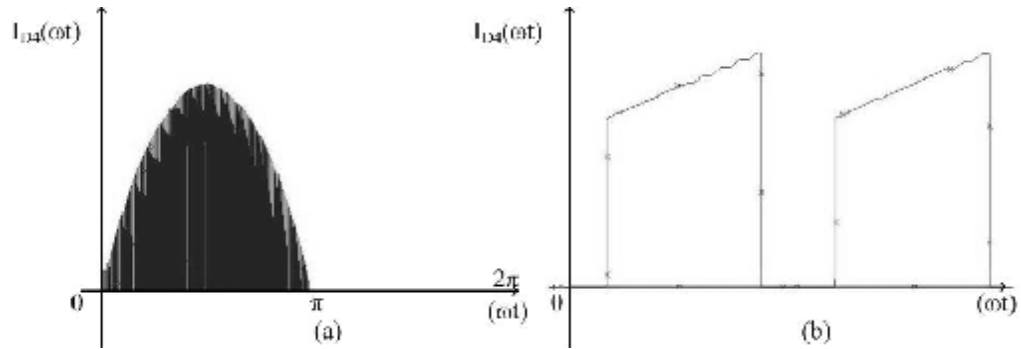


Figura 2.18 - (a) Forma de onda da corrente no diodo D_4 e (b) Detalhe da corrente em D_4 .

A Figura 2.19 e a Figura 2.20 apresentam as formas de onda da corrente no interruptor S_5 e no diodo D_5 , respectivamente. De acordo com estas figuras, o interruptor S_5 e o diodo D_5 só conduzem no semiciclo negativo de operação, como já foi mencionado nas etapas de operação e não comutam em alta frequência. E vale ressaltar que durante uma parte do semiciclo, o interruptor S_5 não conduz apesar de estar comandado a conduzir, passando a corrente a circular pelo diodo em antiparalelo a este interruptor.

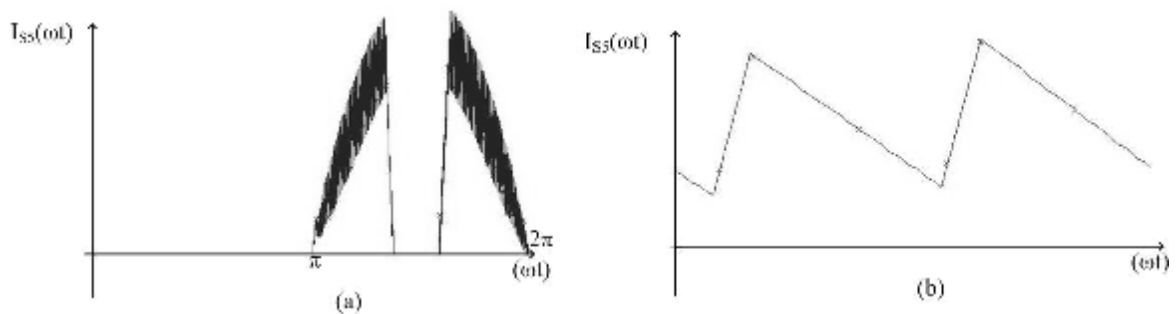


Figura 2.19 - (a) Forma de onda da corrente no interruptor S_5 e (b) Detalhe da corrente em S_5 .

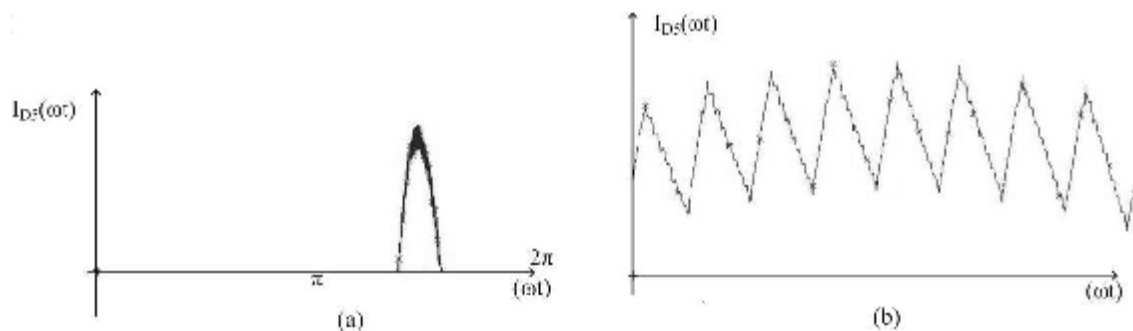


Figura 2.20 - (a) Forma de onda da corrente no diodo D_5 e (b) Detalhe da corrente em D_5 .

Através da Figura 2.21 e da Figura 2.22 pode-se verificar o comportamento da corrente no interruptor S_6 e no diodo D_6 , respectivamente. O interruptor S_6 e o diodo D_6 só

conduzem durante o semiciclo positivo da tensão de entrada. O diodo D_6 conduz quando pára de circular corrente pelo interruptor S_6 .

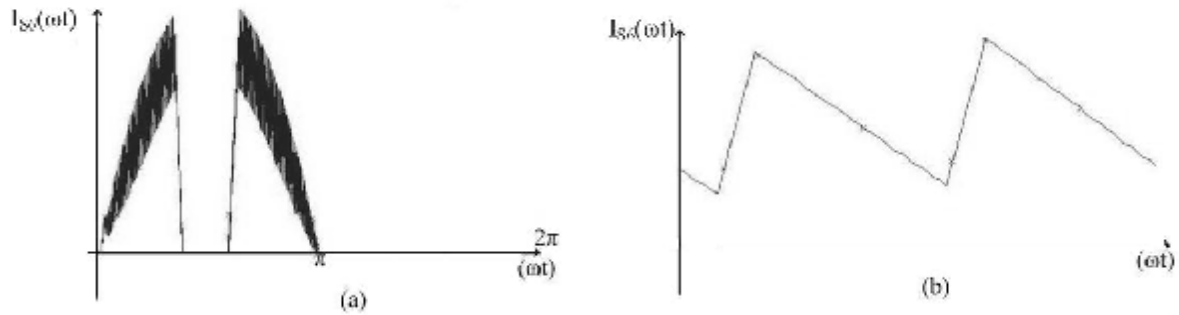


Figura 2.21 - (a) Forma de onda da corrente no interruptor S_6 e (b) Detalhe da corrente em S_6 .

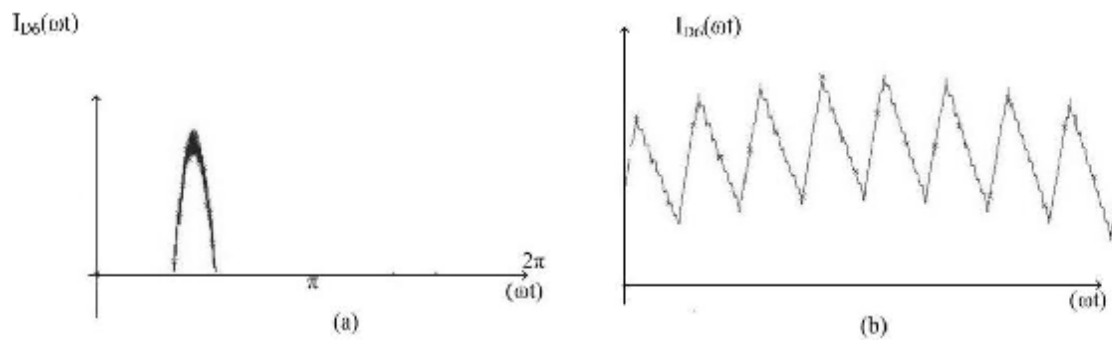


Figura 2.22 - (a) Forma de onda da corrente no diodo D_6 e (b) Detalhe da corrente em D_6 .

A Figura 2.23 mostra a forma de onda da corrente no indutor de filtragem L_f .

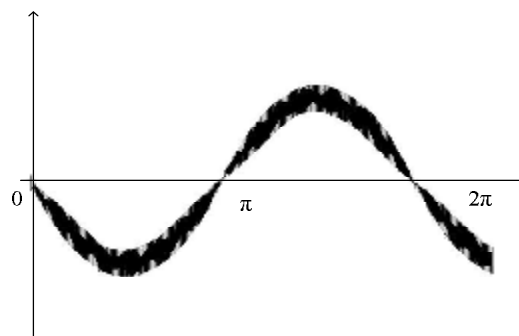


Figura 2.23 - Forma de onda da corrente no indutor de filtragem.

A forma de onda da tensão V_{AB} , que corresponde a entrada do filtro LC de saída, pode ser vista na Figura 2.24. Podem ser bem observados os três níveis distintos que são gerados pela modulação *PWM* senoidal de tensão.

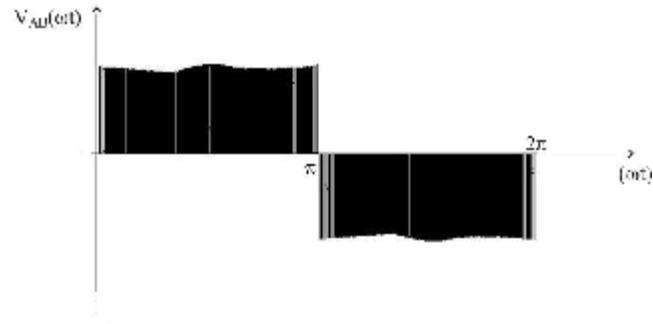


Figura 2.24 - Forma de onda da tensão.

2.4. ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

O índice de modulação consiste na relação entre as amplitudes da tensão de pico da senóide de saída do inversor com a tensão do barramento CC. Dessa forma, pode-se calcular esse índice usando a equação (2.1) [1]:

$$M = \frac{V_{o_RMS} \cdot \sqrt{2}}{V_{C_{min}}} \quad (2.1)$$

Onde $V_{C_{min}}$ é a mínima tensão de descarga dos capacitores do barramento e V_{o_RMS} é a tensão eficaz de saída do inversor.

A frequência de modulação é calculada por (2.2) que relaciona a frequência da portadora com a da moduladora.

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (2.2)$$

Onde M_f é a razão da frequência de modulação, f_p é a frequência da portadora e f_m é a frequência da moduladora.

2.4.1. DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DO RETIFICADOR E DO CAPACITOR DO BARRAMENTO CC

Para que sejam determinados os diodos que compõem o retificador e o valor do capacitor C_b que forma o barramento CC é necessária a determinação de alguns parâmetros. O equacionamento para que estes valores sejam determinados é á apresentado a seguir [11].

O valor mínimo ($V_{C_{min}}$) e o valor de pico ($V_{C_{pico}}$) da tensão no capacitor C_b são encontrados através das equações (2.3) e (2.4) , respectivamente.

$$V_{Cmin} = \left[V_{in_min} \cdot (1 - \Delta V_C) \cdot \sqrt{2} \right] \quad (2.3)$$

$$V_{Cpico} = V_{in_min} \cdot \sqrt{2} \quad (2.4)$$

Onde ΔV_C é a ondulação máxima da tensão no capacitor do barramento CC e V_{in_min} é o valor mínimo da tensão de alimentação.

O tempo de condução dos diodos D_1 e D_2 que compõem a ponte retificadora pode ser encontrado através da equação (2.5).

$$t_c = \frac{a \cos \left(\frac{V_{Cmin}}{V_{Cpico}} \right)}{2 \cdot \pi \cdot f_r} \quad (2.5)$$

O valor de pico da corrente que circula pelos diodos D_1 e D_2 pode ser encontrado através da equação (2.6) abaixo [6].

$$I_{D1,D2_pico} = \frac{C_b \cdot (V_{Cpico} - V_{Cmin})}{t_c} \quad (2.6)$$

A energia transferida da rede para o capacitor C_b durante o tempo de condução dos diodos do retificador é dada por (2.7) e a energia transferida pelo capacitor à carga R_L a cada ciclo da rede é dado pela equação (2.8).

$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2} \cdot C_b \cdot (V_{Cpico}^2 - V_{Cmin}^2) \quad (2.7)$$

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f_r} \quad (2.8)$$

Assim a capacitância necessária para o barramento CC é calculada igualando as equações (2.7) e (2.8) para obter (2.9) [6].

$$C_b = \frac{P_{in}}{f_r \cdot (V_{Cpico}^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (2.9)$$

O valor eficaz da componente alternada da corrente pode ser encontrado através da equação (2.10) [6].

$$I_{1_RMS} = I_{D1,D2_pico} \cdot \sqrt{2 \cdot t_c \cdot f_r - (2 \cdot t_c \cdot f_r)^2} \quad (2.10)$$

A corrente eficaz de saída do retificador é aproximadamente dada pela equação (2.11).

$$I_{2_RMS} = \frac{P_{in}}{V_{Cmin}} \quad (2.11)$$

Assim a corrente eficaz no capacitor C_b pode ser encontrada através da equação (2.12).

$$I_{C_b-ef} = \sqrt{I_{2-ef}^2 + I_{1-ef}^2} \quad (2.12)$$

Através da equação (2.13) pode-se encontrar a tensão reversa máxima aplicada sobre os diodos do retificador [6].

$$V_{D1,D2_rev} = \sqrt{2} \cdot V_{in_max} \quad (2.13)$$

2.4.2. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO LC DE SAÍDA

O tipo de modulação escolhida necessita de um filtro a ser colocado na saída do inversor para que assim a tensão entregue à carga seja senoidal sem distorções. Foi escolhido um filtro passa baixo LC devido a sua característica de diminuir os reativos requeridos pelo inversor, da variação da tensão na carga, dos custos, do peso e volume do filtro se for comparar esta topologia a outras existentes de filtros passivos [2] [7].

É importante lembrar que a norma CEI/IEC 61000-3-2 estabelece como 5% a taxa de distorção de saída de inversores, e que o harmônico mais importante não deve ultrapassar a 3% da amplitude da componente fundamental de baixa frequência [8].

A Figura 2.25 mostra o circuito equivalente da saída do inversor com o filtro LC e carga.

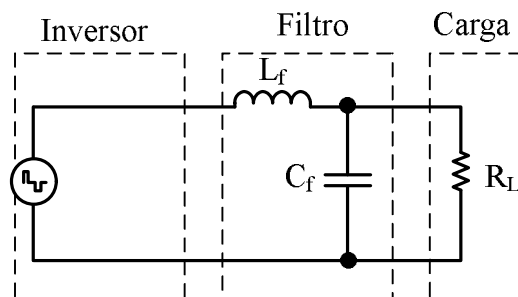


Figura 2.25 - Filtro LC de saída do inversor.

Segundo Ivo Barbi [2], a equação (2.14) mostra a relação entrada/saída para a topologia proposta.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - w^2 \cdot L_f \cdot C_f + \frac{j \cdot w \cdot L_f}{R_L}} \quad (2.14)$$

Onde V_o é o valor da tensão nominal de saída do inversor, V_{in} é o valor da tensão nominal de entrada, L_f é o valor da indutância de filtragem, C_f é o valor da capacitância de filtragem, R_L é a resistência de carga, w é a frequência angular e V_{L_f} é a tensão nominal no indutor L_f .

Para simplificar o projeto é considerada a condição de carga nula. Tem-se que a frequência de corte do filtro, de acordo com Ivo Barbi [2], é dada pela equação (2.15).

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot p \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.15)$$

a) Cálculo da Indutância de Saída

Para calcular a indutância de saída do filtro LC, considera-se o circuito equivalente apresentado na Figura 2.26.

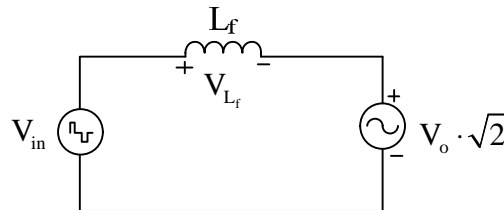


Figura 2.26 - Circuito equivalente do filtro LC de saída.

Ao observar a Figura 2.26 conclui-se que:

$$V_{L_f} = \sqrt{2} \cdot V_{in} - \sqrt{2} \cdot V_o \quad (2.16)$$

Onde V_{L_f} é a tensão no indutor L_f , V_{in} é a tensão nominal de entrada e V_o é a tensão nominal de saída.

Uma outra relação sobre a tensão V_{L_f} também é conhecida, como mostra a equação (2.18).

$$V_{L_f} = L_f \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (2.17)$$

$$V_{L_f} = L_f \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (2.18)$$

Onde ΔI é a máxima variação na corrente de pico de saída do inversor em percentual.

Para definir o valor de ΔI é necessário determinar a corrente do inversor. A corrente eficaz (I_{o_RMS}) de saída do inversor é definida pela equação (2.19).

$$I_{o_RMS} = \frac{S_o}{V_o} \quad (2.19)$$

A corrente de pico I_{o_pico} de saída do inversor pode ser encontrada através da equação (2.20).

$$I_{o_pico} = \sqrt{2} \cdot I_{o_RMS} \quad (2.20)$$

Seja a ondulação de corrente no indutor igual a 20% tem-se que o valor da ondulação de corrente no indutor é dado por (2.21) :

$$\Delta I = 0,2 \cdot I_{o_pico} \quad (2.21)$$

A carga máxima projetada para o inversor pode ser encontrada através da equação (2.22) abaixo.

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (2.22)$$

A variação do tempo (Δt) está relacionada com a razão cíclica ($D = 0,707$) e com o período de chaveamento (T_s) como mostra a equação (2.23). Vale ressaltar que a topologia apresenta uma modulação assíncrona.

$$\Delta t = D \cdot T_s \quad (2.23)$$

Sabendo que a tensão pulsada do filtro apresenta a frequência de chaveamento pode-se escrever a equação (2.24).

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2.24)$$

Onde T_s e f_s são o período e a frequência de chaveamento dos interruptores S_3 e S_4 .

Ao substituir as equações (2.16) e (2.23) em (2.18), e isolando a variável L_f tem-se a fórmula do cálculo do indutor do filtro LC, como mostra a equação (2.25).

$$L_f = \frac{\sqrt{2} \cdot V_o \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{in_m\acute{a}x} - \sqrt{2} \cdot V_o)}{2 \cdot \Delta I_{L_f} \cdot f_s \cdot V_{in_m\acute{a}x}} \quad (2.25)$$

b) Cálculo do Capacitor de Saída

Segundo [1], [11] e [14], para se calcular o valor do capacitor de saída, deve-se considerar que a frequência de corte (f_o) fique uma década abaixo da frequência de chaveamento, como mostra a equação (2.26):

$$f_o \leq \frac{f_s}{10} \quad (2.26)$$

Substituindo (2.26) em (2.15), tem-se (2.27):

$$\frac{f_s}{10} \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.27)$$

Elevando-se os dois lados da equação ao quadrado e isolando o valor de C_f encontra-se a equação (2.28):

$$C_f \geq \frac{1}{L_f \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{10}\right)^2} \quad (2.28)$$

Com base no valor adotado para o capacitor de filtro resulta um novo valor para o indutor de filtragem que pode ser encontrado através da equação (2.29).

$$L_f = \frac{10^2}{C_f \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} \quad (2.29)$$

A frequência angular de oscilação do filtro é dada por (2.30).

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.30)$$

A Figura 2.27 apresenta o diagrama de bode para o ganho do filtro LC com carga resistiva. Nota-se através da Figura 2.27 que o filtro cruza o zero em 5 kHz, o que corresponde a $\frac{1}{4}$ da frequência de chaveamento, deixando o projeto do filtro satisfatório.

Na Figura 2.27, FTLAv representa a função de transferência de laço aberto e Gv(s) é a função de transferência do conversor.

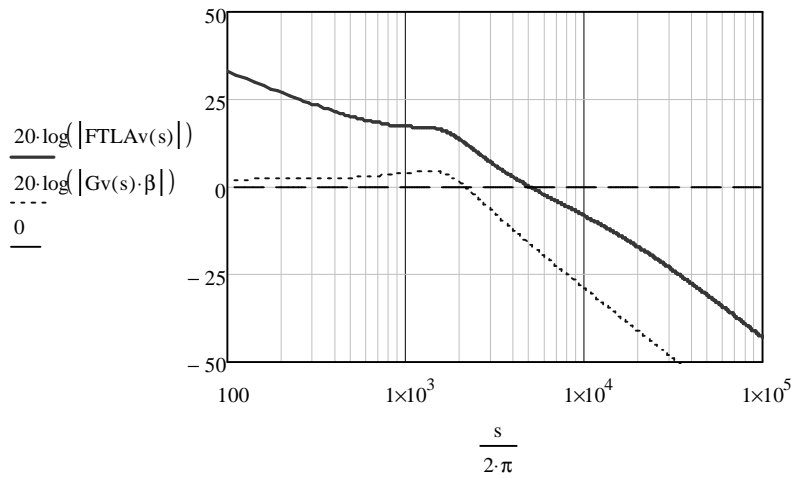


Figura 2.27 - Diagrama de bode da função de transferência do filtro LC para carga resistiva.

A linha tracejada na Figura 2.27 representa a função de transferência do sistema (inversor), enquanto a linha sólida mostra o sistema já compensado.

A corrente eficaz através do indutor é dada pela equação (2.31) [12]. A variação de corrente no indutor L_f é representada por ΔI_{L_f} .

$$I_{L_f_RMS} = \sqrt{(I_{o_RMS})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2} \quad (2.31)$$

A corrente de pico no indutor para carga não-linear é encontrada através da equação (2.32).

$$I_{L_f_pico} = I_{o_pico} + \left(\frac{\Delta I}{2}\right) \quad (2.32)$$

A corrente eficaz no capacitor do filtro LC é obtida pela equação (2.33) [12].

$$I_{C_f_RMS} = \frac{\Delta I_{L_f} \cdot \frac{\pi}{4}}{2} \quad (2.33)$$

Com todos os valores (capacitância, esforços e indutância) calculados, podem-se especificar os elementos que compõem o filtro LC. Para o projeto físico do indutor do filtro LC é definido alguns parâmetros conforme a Tabela 2.2.

Tabela 2.2 - Parâmetros de projeto do indutor de filtro.

Máxima densidade de corrente	$J_{\max} = 3A / mm^2$
Máxima densidade de fluxo	$B_{\max} = 7500 \text{ Gauss}$

2.4.3. ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES DO INVERSOR

Para dimensionar os interruptores que irão ser usados no inversor é necessário determinar os valores da corrente média e eficaz em cada interruptor e nos diodos em antiparalelo. Esses valores serão determinados com base nas etapas de operação e nas principais formas de onda apresentadas.

A potência ativa de entrada do sistema é calculada pela equação (2.34):

$$P_{\text{in}} = \frac{P_o \cdot FP}{\eta_r \cdot \eta_i} \quad (2.34)$$

Para cargas não-lineares a corrente de pico de saída do inversor é encontrada pela equação (2.35).

$$I_{o_pico_NL} = FC \cdot I_{o_RMS} \quad (2.35)$$

a) Esforços nos Interruptores S_3 e S_4 e nos Diodos D_3 e D_4

A forma de onda da corrente instantânea que circula pelos interruptores S_3 e S_4 é mostrada na Figura 2.28.

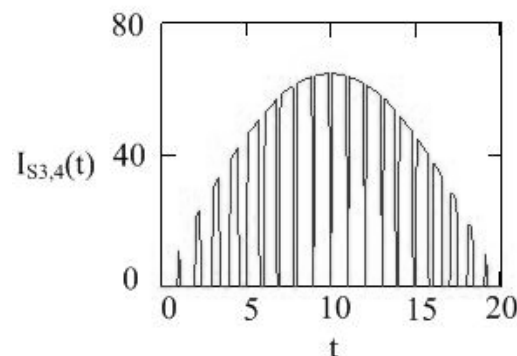


Figura 2.28 - Forma de onda da corrente instantânea nos interruptores S_3 e S_4 .

Assumindo-se que a frequência da portadora é múltipla da frequência da moduladora, o valor da corrente média para estes interruptores pode ser aproximado pela equação (2.36) [27].

$$I_{S3,S4_med} = \frac{1}{M_f} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{M_f}{2}} \int_i^{i+M \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi}{M_f} \cdot i\right)} I_{o_pico} \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi}{M_f} \cdot t\right) dt \quad (2.36)$$

Onde M_f é o índice de frequência do inversor dado pela equação (2.2) rerepresentada a seguir.

$$M_f = \frac{f_p}{f_m}$$

Onde f_p é a frequência da portadora e f_m é a frequência da moduladora.

O valor aproximado da corrente eficaz é dado pela equação (2.37) [27].

$$I_{S3,S4_RMS} = \sqrt{\frac{1}{M_f} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{M_f}{2}} \int_i^{i+M \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi}{M_f} \cdot i\right)} \left[I_{o_pico} \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi}{M_f} \cdot t\right) \right]^2 dt} \quad (2.37)$$

O diodo D_3 , em antiparalelo ao interruptor S_3 , só irá conduzir quando o interruptor S_4 estiver bloqueado, e a corrente que por ele circula está representada na forma de onda da Figura 2.29. Vale lembrar que esta forma de onda é para carga resistiva.

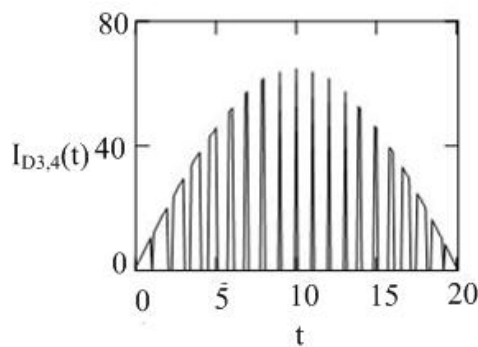


Figura 2.29 - Forma de onda da corrente instantânea nos interruptores D_3 e D_4 .

A corrente média que circula pelo diodo D_3 é igual à corrente que circula por D_4 e pode ser encontrada através da equação (2.38) [27]:

$$I_{D3,D4_med} = \frac{1}{M_f} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{M_f}{2}} \int_{i+M \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi}{M_f} \cdot i\right)}^{i+1} I_{o_pico} \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot \pi}{M_f} \cdot t\right) dt \quad (2.38)$$

A corrente eficaz que circula pelos diodos D_3 e D_4 pode ser calculada pela equação (2.39).

$$I_{D3,D4_RMS} = \sqrt{\frac{1}{M_f} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{M_f}{2}} \int_{i+M \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{M_f}\right)}^i \left[I_{o_pico} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{M_f} \cdot t\right) \right]^2 dt} \quad (2.39)$$

b) Esforços nos Interruptores S_5 e S_6 e nos Diodos D_5 e D_6

Para o cálculo da corrente média e eficaz dos interruptores S_5 e S_6 deve-se considerar o tempo em que o interruptor não conduz no seu ciclo de operação.

Determinado o tempo de condução, através da equação (2.5), pode-se definir a equação que determina a corrente média e eficaz para estes interruptores. A corrente média é então dada pela equação (2.40) [27]:

$$I_{S5,S6_med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \left[\int_0^{t_{c1} \cdot \pi} I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t + 0 + \int_{t_{c2} \cdot \pi}^{\pi} I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t \right] \quad (2.40)$$

A corrente eficaz é dada pela equação (2.41) apresentada a seguir [27].

$$I_{S5,S6_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_0^{t_{c1} \cdot \pi} (I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t))^2 d\omega t + 0 + \int_{t_{c2} \cdot \pi}^{\pi} (I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t))^2 d\omega t \right]} \quad (2.41)$$

O diodo D_5 , em antiparalelo ao interruptor S_5 , só irá conduzir quando o interruptor S_5 estiver bloqueado, e os valores da corrente, médio e eficaz, que por ele circula podem ser obtidos através das equações (2.42) e (2.43), respectivamente.

$$I_{D5,6_md} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_{t_{c1} \cdot \pi}^{t_{c2} \cdot \pi} I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t \right) \quad (2.42)$$

$$I_{D5,6_RMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{t_{c1} \cdot \pi}^{t_{c2} \cdot \pi} [I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t)]^2 d\omega t \right]} \quad (2.43)$$

2.4.4. DETERMINAÇÃO DA PERDA NOS SEMICONDUTORES DO INVERSOR.

O cálculo das perdas por condução e comutação dos interruptores e dos diodos do inversor é feito através da metodologia descrita em [13]. Essa metodologia foi proposta por corresponder ao modelo de perda para a modulação *PWM* senoidal.

Para o cálculo da perda nos interruptores do inversor é necessário levar em consideração alguns parâmetros característicos do componente, os quais estão apresentados na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 - Parâmetros necessários para o cálculo da perda nos interruptores.

Característica	Simbologia
Corrente máxima	I_c
Corrente nominal do diodo intrínseco	I_{fn}
Tempo de recuperação reversa	t_{rm}
Corrente de recuperação reversa	I_{rm}
Carga de recuperação reversa do diodo	Q_{rm}
Queda de tensão coletor-emissor (para corrente média)	V_{ce}
Queda de tensão nominal sobre o diodo	V_{fn}
Tensão de limiar no diodo	V_{fo}
Resistência direta no diodo	r_d
Resistência térmica entre junção e cápsula do <i>IGBT</i>	$R_{jc(IGBT)}$
Resistência térmica entre junção e cápsula do diodo	$R_{jc(diodo)}$
Resistência térmica entre cápsula e dissipador	$R_{cd(IGBT)}$
Temperatura de junção	T_j
Temperatura ambiente	T_a

I - Determinação da Perda nos Interruptores do Inversor

Este item irá apresentar as equações necessárias para o cálculo das perdas nos interruptores que compõem o inversor operando com modulação *PWM* senoidal.

As perdas por comutação (P_{on_IGBT}) são dadas pela perda na entrada em condução dos interruptores ($P_{ent_cond_IGBT}$) com a perda no bloqueio (P_{off_IGBT}). Cada uma dessas perdas será calculada a seguir de acordo com a literatura [13]. É importante deixar claro que dois interruptores em paralelo foram utilizados.

a) Cálculo da perda na entrada em condução.

A equação (2.44) representa o cálculo da perda na entrada em condução dos interruptores.

$$P_{ent_cond_IGBT} = A + B \cdot (C + D) \quad (2.44)$$

Sabendo que:

$$A = \frac{1}{8} \cdot V_{dc} \cdot t_m \cdot \frac{(I_{pico})^2}{I_{cn}} \cdot f_s \quad (2.45)$$

$$B = \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot f_s \quad (2.46)$$

$$C = \left[0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{pico}}{I_{cn}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{pico}}{I_{cn}} \right)^2 \right] \cdot Q_{rrn} \quad (2.47)$$

$$D = \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,05 \cdot \frac{I_{pico}}{I_{cn}} \right) \cdot I_{pico} \cdot t_m \quad (2.48)$$

$$V_{dc} = \frac{V_{C_pico} - V_{C_min}}{2} \quad (2.49)$$

$$I_{pico} = \frac{I_{pico_linear}}{2} \quad (2.50)$$

Com base no conhecimento destas equações determina-se o valor da perda durante a entrada em condução ($P_{ent_cond_IGBT}$).

b) Cálculo da perda durante o bloqueio dos interruptores.

O cálculo das perdas durante o bloqueio (P_{off_IGBT}) é feito utilizando a equação (2.51) para cada grupo de interruptores (alta e baixa frequência). Para o cálculo da perda dos interruptores que compõem o braço que comuta em baixa frequência é utilizada 60 Hz e para a os interruptores que compõem o braço que comuta em alta frequência é utilizada 20 kHz.

$$P_{off_IGBT} = V_{dc} \cdot I_{pico} \cdot t_{fn} \cdot f_s \cdot \left(\frac{1}{3 \cdot \pi} + \frac{1}{24} \cdot \frac{I_{pico}}{I_{cn}} \right) \quad (2.51)$$

Somando os valores encontrados têm-se a perda por comutação em cada interruptor, que pode ser representado pelas equações (2.52) e (2.53):

$$P_{on_IGBT3,4} = P_{ent_cond_IGBT3,4} + P_{off_IGBT3,4} \quad (2.52)$$

$$P_{on_IGBT5,6} = P_{ent_cond_IGBT5,6} + P_{off_IGBT5,6} \quad (2.53)$$

Para o cálculo da perda por condução nos interruptores (P_{cond_IGBT}) do inversor foi utilizada a equação (2.54) [1].

$$P_{cond_IGBT} = V_{CE} \cdot I_{smed} \quad (2.54)$$

A soma das perdas por condução com as perdas por comutação fornece o valor das perdas médias totais ($P_{\text{Total_IGBT}}$).

II – Perdas de Condução nos Diodos do Interruptor.

Os diodos também apresentam perda de condução e de comutação. As perdas por condução podem ser calculadas pela equação (2.55).

$$P_{\text{Dcond}} = \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \left(\frac{V_{\text{fn_D}} - V_{\text{fo_D}}}{I_{\text{cn}}} \right) \cdot \left(\frac{I_{\text{Lf_pico}}}{2} \right)^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{8} \cdot V_{\text{fo_D}} \right) \cdot V_{\text{fo_D}} \cdot I_{\text{Lf_pico}} \quad (2.55)$$

III – Perdas de Comutação nos Diodos do Interruptor.

As perdas por comutação nos diodos dos interruptores ocorrem durante o bloqueio devido à recuperação reversa. As equações que calculam estas perdas são apresentadas a seguir.

$$P_{\text{bl_D3,D4}} = \left(\frac{V_{\text{dc}}}{3} \right) \cdot \left\{ \left[0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{\text{r_D}}}{I_{\text{fn}}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{\text{r_D}}}{I_{\text{fn}}} \right)^2 \right] \cdot Q_{\text{rm}} + \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,015 \cdot \frac{I_{\text{r_D}}}{I_{\text{fn}}} \right) \cdot I_{\text{r_D}} \cdot t_{\text{rm}} \right\} \cdot f_s \quad (2.56)$$

$$P_{\text{bl_D5,D6}} = \left(\frac{V_{\text{dc}}}{3} \right) \cdot \left\{ \left[0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{\text{r_D}}}{I_{\text{fn}}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{\text{r_D}}}{I_{\text{fn}}} \right)^2 \right] \cdot Q_{\text{rm}} + \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,015 \cdot \frac{I_{\text{r_D}}}{I_{\text{fn}}} \right) \cdot I_{\text{r_D}} \cdot t_{\text{rm}} \right\} \cdot f_r \quad (2.57)$$

A potência média total dissipada em cada diodo do interruptor é a soma da perda por condução com as perdas por comutação conforme mostram as equações (2.58) e (2.59) a seguir.

$$P_{\text{total_D3,D4}} = P_{\text{Dcond}} + P_{\text{bl_D3,D4}} \quad (2.58)$$

$$P_{\text{total_D5,D6}} = P_{\text{Dcond}} + P_{\text{bl_D5,D6}} \quad (2.59)$$

2.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Podem-se verificar através deste capítulo, as análises qualitativa e quantitativa do retificador e do inversor monofásico projetados. A explanação das etapas de operação do inversor juntamente com a descrição do acionamento e da modulação dos quatro interruptores e com a apresentação da modulação proposta tem-se a análise qualitativa do projeto.

Já a análise quantitativa é composta pelas expressões utilizadas para o cálculo dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores. Além dessas expressões foi apresentada também a metodologia do projeto do filtro LC de saída.

CAPÍTULO 3

MODELAGEM E CONTROLE DO INVERSOR MONOFÁSICO

3.1. INTRODUÇÃO

A utilização de um controle adequado para cada inversor é extremamente relevante para que o mesmo desempenhe sua função com eficácia. Neste capítulo serão apresentados a estratégia de controle, os circuitos de comando, a função de transferência do inversor e o compensador escolhido, utilizados para a aplicação com carga resistiva.

3.2. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A técnica de controle utilizada no inversor desenvolvido neste projeto é conhecida como controle modo tensão. Esta técnica é amplamente utilizada em inversores e consiste em monitorar a tensão de saída instantaneamente e compará-la com uma tensão senoidal de referência.

A Figura 3.1 apresenta o esquema em diagramas de blocos de potência e de controle com todos os circuitos utilizados.

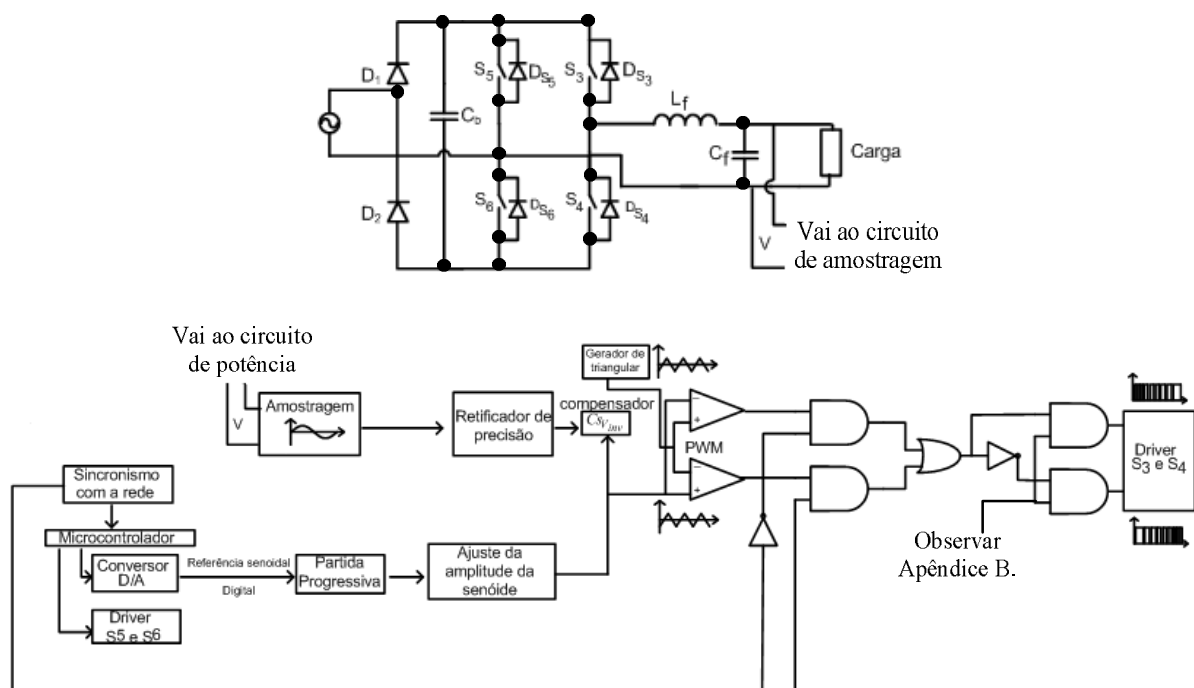


Figura 3.1 - Diagrama esquemático utilizado no controle do inversor.

A modulação *PWM* senoidal unipolar é gerada pela comparação do erro do compensador, retificada, com uma onda portadora triangular. Para gerar a referência é utilizado um microcontrolador (PIC16F877A) que gera a tensão senoidal retificada sincronizada com a rede de alimentação. Essa função senoidal passa depois por um conversor digital analógico e por um circuito que ajusta a sua amplitude e então segue pelo bloco que forma o compensador. Cada bloco que compõe o sistema de controle é detalhado ainda neste capítulo.

3.2.1. FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO INVERSOR

A Figura 3.2 mostra o modelo para obtenção da função de transferência do inversor. A análise é feita com base no modelo de pequenos sinais do conversor *Buck* operando em modo contínuo [16].

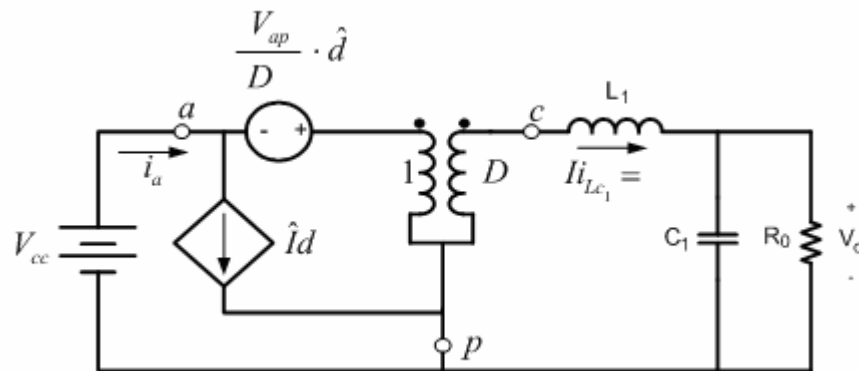


Figura 3.2 - Circuito utilizado para ajuste da amplitude da senóide de referência.

Como resultado da análise do circuito apresentado na Figura 3.2 tem-se a função de transferência do inversor como mostra a equação (3.1).

$$G_v(s) = \frac{V_{cc}}{s^2 \cdot L_1 \cdot C_1 + s \cdot \frac{L_1}{R_o} + 1} \quad (3.1)$$

O diagrama de *Bode* para a função de transferência do inversor pode ser observado na Figura 3.3. Os parâmetros utilizados para a obtenção deste diagrama foram: indutância igual a $460 \mu\text{H}$, capacitância igual a $20 \mu\text{F}$ e resistência de carga igual a $5,762 \Omega$.

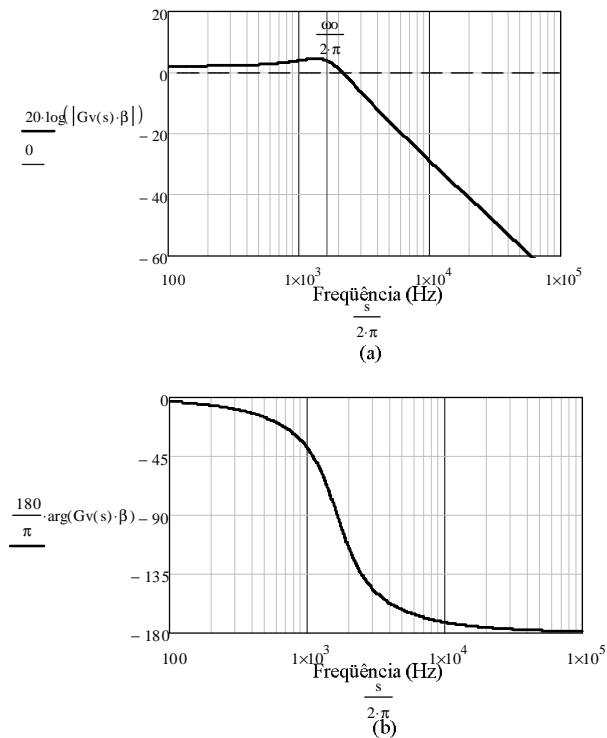


Figura 3.3 - Diagrama de *Bode* do inversor: (a) ganho (b) fase.

3.2.2. COMPENSADOR DE TENSÃO E CRITÉRIOS DE PROJETO

O primeiro passo para o projeto do compensador adequado é conhecer seus pólos e zeros, e para o funcionamento apropriado do inversor é necessário que um pólo seja colocado na origem, para assim minimizar o erro estático, e possuir dois zeros. Para atender a essas necessidades do controlador é usado o compensador proporcional integral derivativo (PID), que pode ser visto na Figura 3.4.

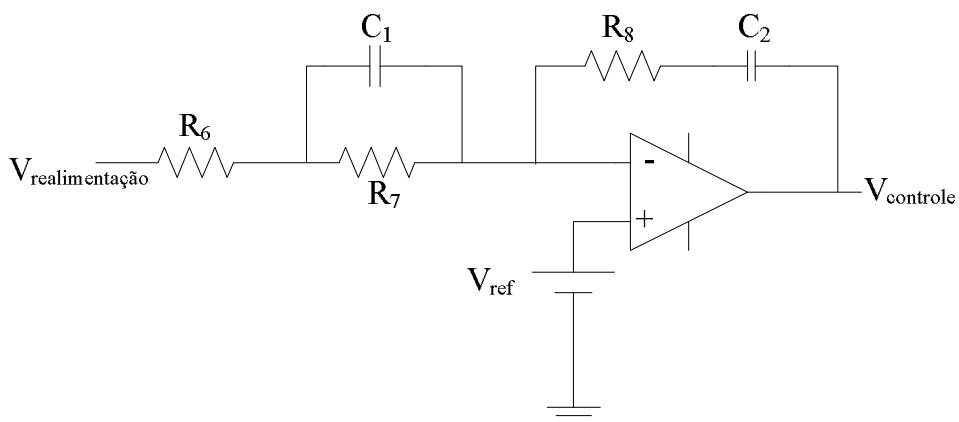


Figura 3.4 - Circuito do compensador PID.

A equação (3.2) mostra a função de transferência do compensador $C_v(s)$.

$$C_v(s) = \frac{(1+s \cdot R_7 \cdot C_1) \cdot (1+s \cdot R_8 \cdot C_2)}{s \cdot C_2 \cdot (R_6 + R_7) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_6 \cdot C_1 \cdot R_7}{R_6 + R_7}\right)} \quad (3.2)$$

A seguir serão especificados os critérios utilizados para a alocação dos pólos e zeros da malha de tensão do indutor [10]:

- O primeiro pólo é colocado na origem para minimizar o erro estático;
- O segundo pólo é colocado na frequência de comutação para atenuar sinais da alta frequência na realimentação de tensão.
- Os zeros do compensador são alocados na frequência natural de oscilação.
- A frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto (FTLAv) deve ter valor quatro vezes menor que a frequência de comutação (f_c).

Com base nestes critérios utilizados são determinados os seguintes valores para as frequências dos pólos e zeros: $f_{z1} = f_{z2} = 1,659\text{kHz}$, $f_{p1} = 0\text{Hz}$ e $f_{p2} = 16,593\text{kHz}$.

3.2.3. EQUACIONAMENTO PARA O PROJETO DE COMPENSADOR DE TENSÃO

O diagrama de blocos do sistema de controle do inversor está apresentado na Figura 3.5. O ganho de amostragem é definido por β .

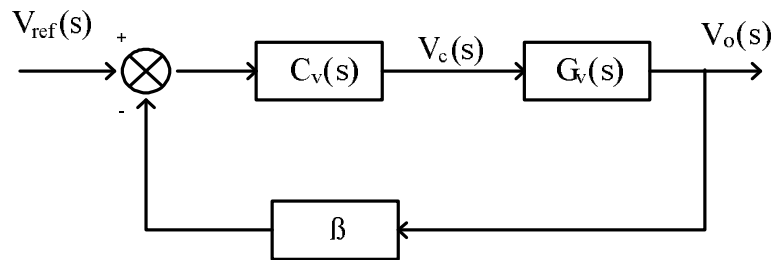


Figura 3.5 - Diagrama de blocos do compensador PID.

A função de laço aberto (FTLAv) da malha de tensão do inversor é determinada pela equação (3.3), sem que o compensador seja considerado.

$$FTLA = G_v(s) \cdot b \quad (3.3)$$

É necessário o compensador ter um ganho K_v para alcançar a frequência de cruzamento e o valor seu valor é encontrado através da equação (3.4).

$$K_v = \left| \frac{1}{G_v(f_c) \cdot \beta} \right| \quad (3.4)$$

O valor do ganho de amostragem (β) é calculado utilizando a equação (3.5).

$$\beta = \frac{V_{ref}}{V_{onom} \cdot \sqrt{2}} \quad (3.5)$$

O sistema de equações utilizado para determinar os parâmetros do compensador PID é apresentado a seguir. É válido ressaltar que o resistor R_7 teve o seu valor fixo em $10 \text{ k}\Omega$.

$$K_v = \frac{R_8}{R_6} \quad (3.6)$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_8 \cdot C_2} \quad (3.7)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_7 \cdot C_1} \quad (3.8)$$

$$f_{p2} = \frac{R_6 + R_7}{2 \cdot \pi \cdot R_6 \cdot R_7 \cdot C_1} \quad (3.9)$$

A Figura 3.6 apresenta o diagrama de Bode para a função de transferência em laço aberto, mostrando o sistema antes e depois da compensação.

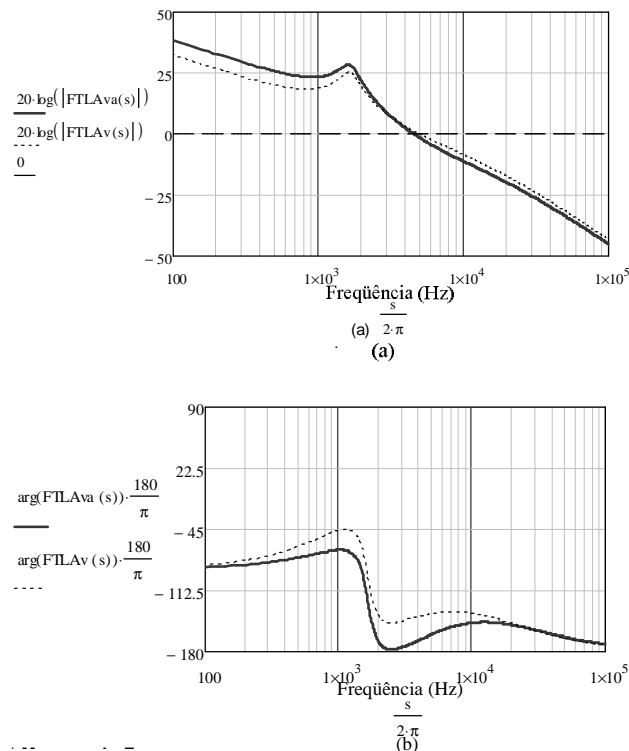


Figura 3.6 – Diagrama de Bode da função de laço aberto, (a) ganho, (b) fase.

3.3. IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE

Neste item será apresentado cada bloco que compõe o sistema de controle utilizado.

Circuito de Amostragem: Através deste bloco a tensão de saída é reduzida para um nível de menor valor. O circuito é composto basicamente pelo transdutor de tensão (LEM LV 20-P) que tem como características principais possuir uma corrente eficaz máxima no terminal primário de 10 mA e suportar tensões de entrada de até 500 V [15].

A Figura 3.7 mostra o circuito de amostragem.

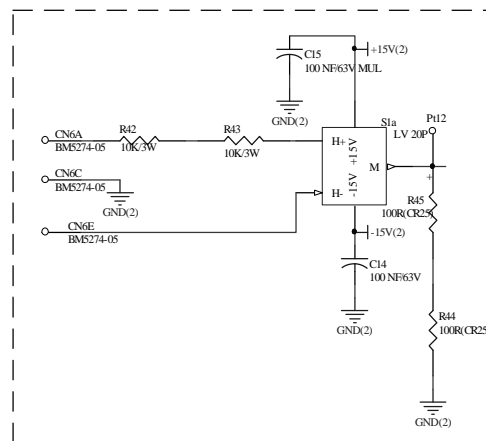


Figura 3.7 - Circuito de amostragem.

Retificador de precisão: Este bloco, que pode ser visto na Figura 3.8, tem a função de retificar a tensão amostrada para ser comparada com a tensão de referência.

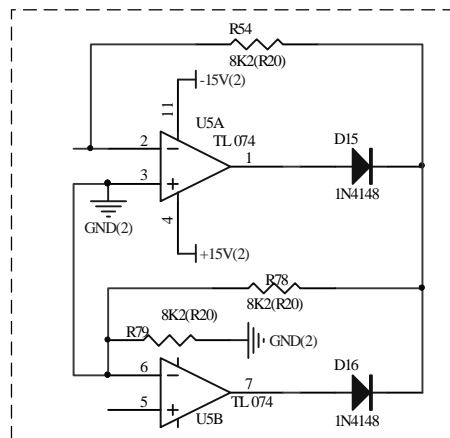


Figura 3.8 - Circuito do retificador de precisão.

Compensador: A função deste circuito apresentado na Figura 3.9 é comparar a tensão amostrada retificada com a tensão de referência gerando um erro, valor de tensão, que é compensado e levado ao comparador *PWM*.

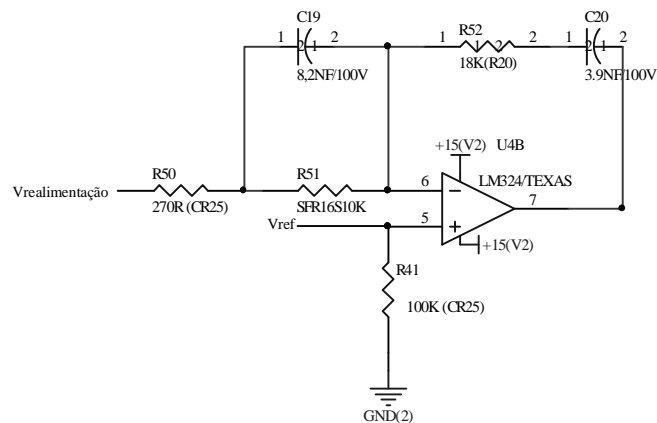


Figura 3.9 - Circuito do compensador.

Gerador de Onda triangular: Este circuito tem a função de gerar a onda portadora triangular. O circuito gerador a onda triangular é apresentado na Figura 3.10 a seguir.

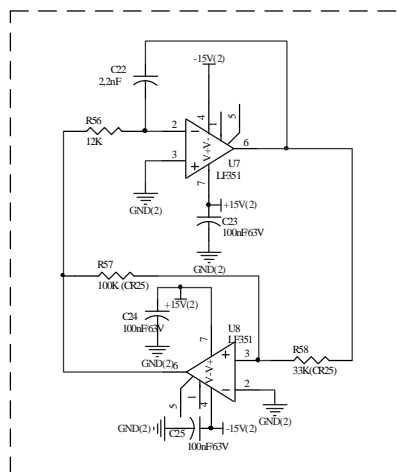


Figura 3.10 - Circuito gerador de onda triangular.

Modulador PWM: Este bloco, apresentado na Figura 3.11, tem como objetivo gerar o sinal *PWM* que é formado através da comparação da onda portadora com a onda moduladora que assim gera o trem de pulsos que comandam o braço de interruptores que comutam em alta frequência.

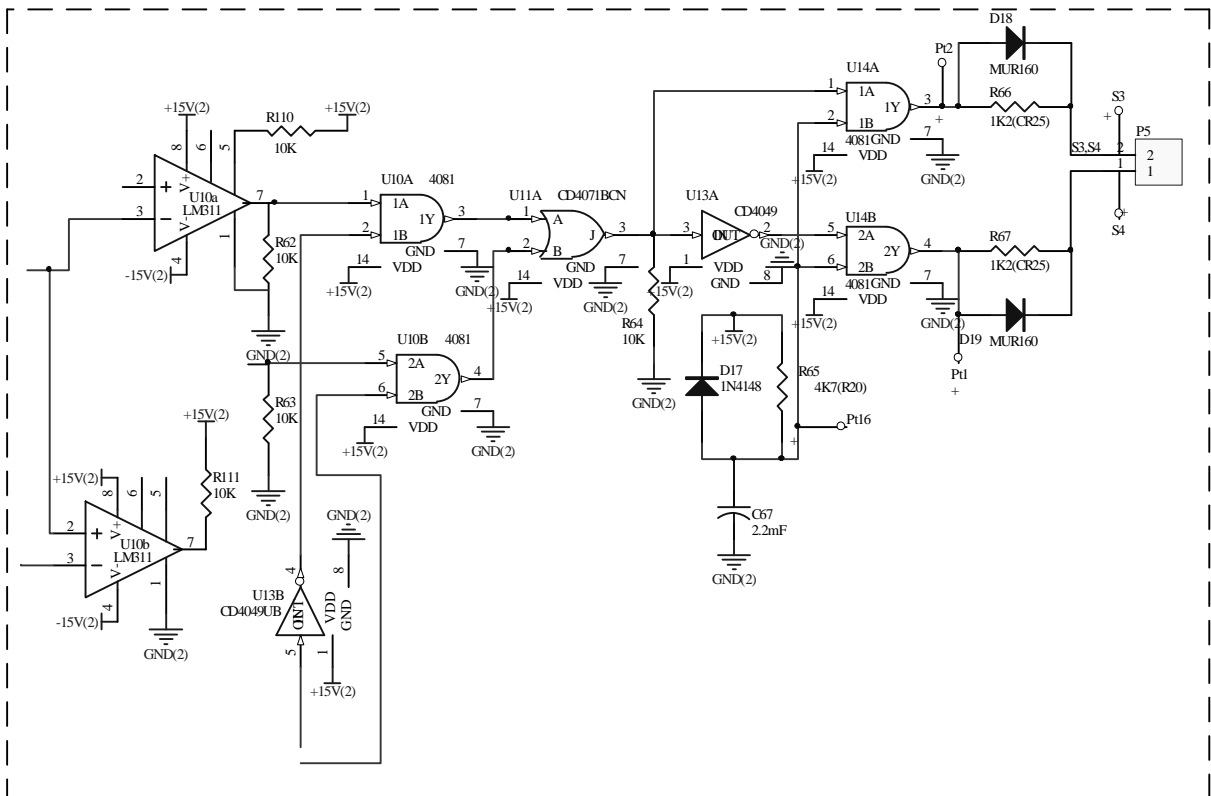


Figura 3.11 - Circuito gerador de *PWM*.

Sincronismo com a rede: Para realizar o sincronismo com a rede é necessária a leitura da tensão de entrada da rede, para isso é utilizado um transformador abaixador passando posteriormente o sinal pelo retificador de precisão, e assim gerando o sinal apropriado para o microcontrolador. Os dois circuitos apresentados a seguir pela Figura 3.12 e pela Figura 3.13 foram utilizados para garantir o sincronismo com a rede e utilizados na programação do microcontrolador para gerar os pulsos em 60 Hz.

A Figura 3.12 mostra os circuitos utilizados para gerar a detecção da passagem da tensão de entrada (da rede) por zero.

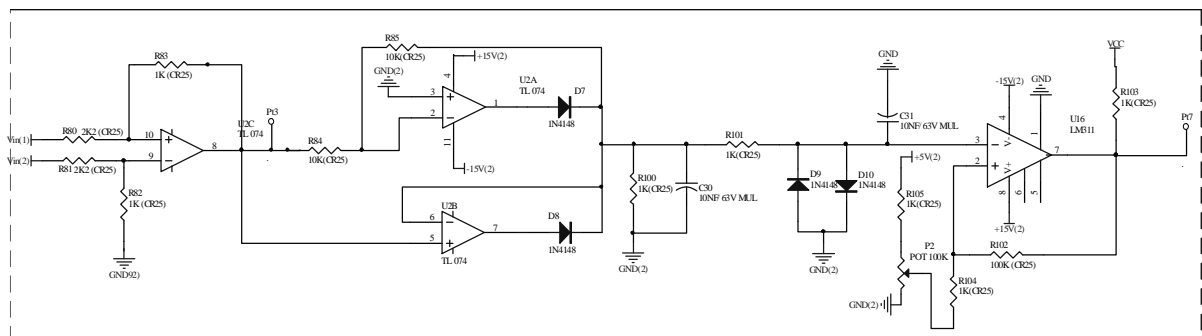


Figura 3.12 - Circuito utilizado para detecção da passagem por zero.

A Figura 3.13 a seguir mostra o circuito utilizado para a determinação do semiciclo da tensão de entrada.

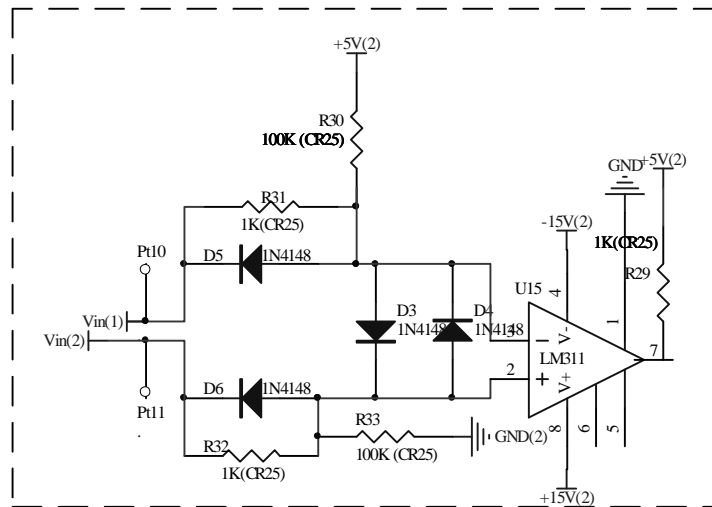


Figura 3.13 - Circuito utilizado para detecção do semiciclo.

Esses dois circuitos apresentados são de extrema importância para o bom funcionamento do conjunto, já que os circuitos devem funcionar de forma sincronizada para manter o sincronismo da tensão de referência com a rede de alimentação. Caso esses dois circuitos não apresentem uma boa simultaneidade haverá ressonância na passagem da tensão de entrada por zero causando picos de corrente com valores altos.

Microcontrolador: O microcontrolador (PIC16F877) utilizado tem como funções gerar a tensão de referência senoidal na frequência desejada e sincronizada com a rede, além de gerar os pulsos para o comando o braço de inversor que comuta em 60 Hz. A Figura 3.14 apresenta o circuito do microcontrolador. Como o sinal amostrado para o microcontrolador é uma senóide retificada a onda referência para o controle também necessita ser uma senóide retificada, e essa senóide será implementada de forma digital através de um programa dentro do microcontrolador.

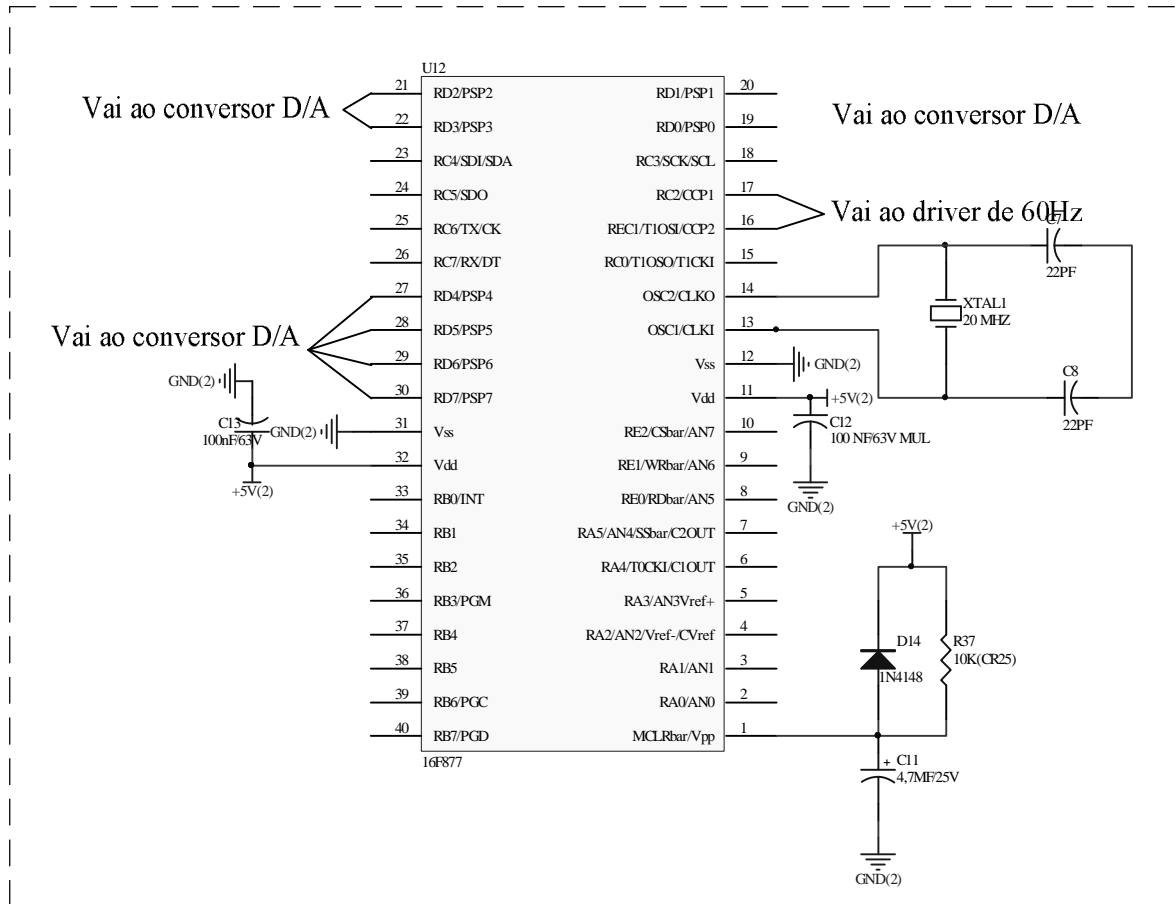


Figura 3.14 - Circuito utilizado para detecção do semicírculo.

Conversor digital/analógico: A função deste bloco, que é um conversor D/A do tipo R-2R e pode ser visto na Figura 3.15, é transformar o sinal da senóide que sai do microcontrolador, que é digital, para um sinal analógico.

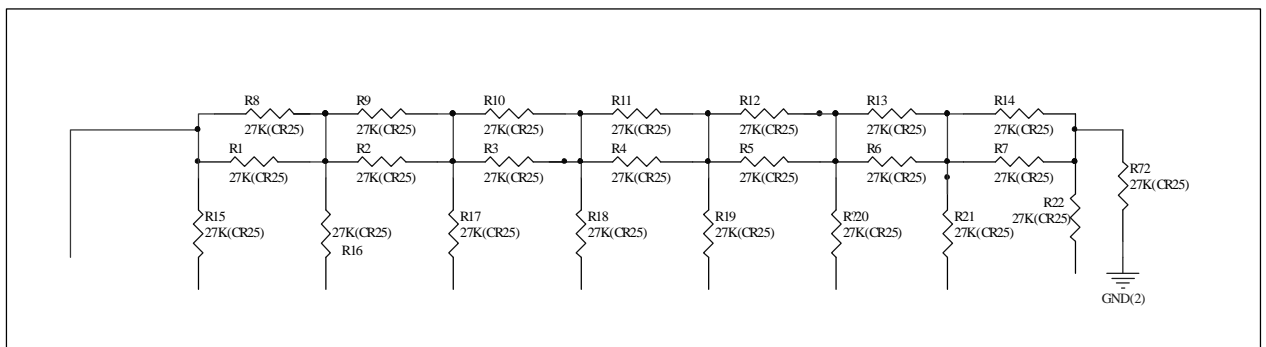


Figura 3.15 - Circuito do conversor digital/analógico.

Partida progressiva: Este circuito controla a amplitude do sinal de saída do inversor, de acordo com o sinal de referência gerado pelo microcontrolador. A Figura 3.16 mostra este circuito.

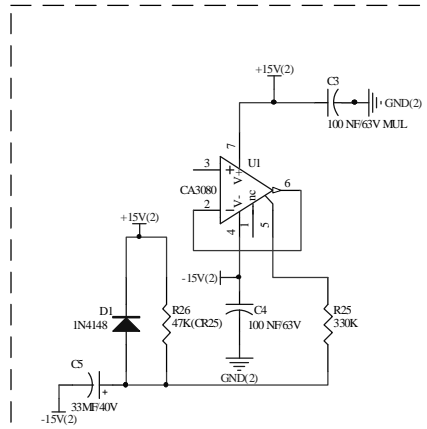


Figura 3.16 - Circuito utilizado para partida progressiva.

Ajuste da amplitude da senóide: A amplitude da senóide de referência é ajustada através deste circuito que pode ser visto na Figura 3.17. Além desta função, este bloco é responsável também por tornar o sinal de referência simétrico.

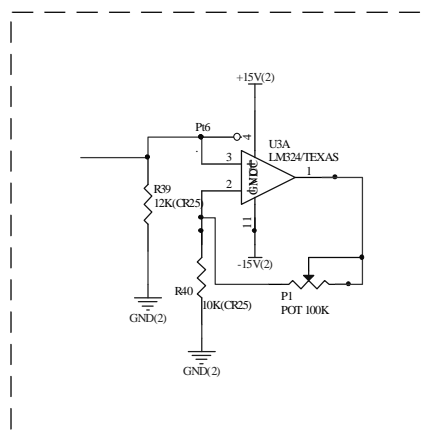


Figura 3.17 - Circuito utilizado para ajusta da amplitude da senóide de referência.

Driver: O *driver* tem como função interligar a placa de controle à de potência, transmitindo o sinal ao gatilho. Além desta função o *driver* é responsável pelo tempo morto utilizado para proteção contra curto de braço e garante que cada braço tenha um sinal complementar.

3.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou toda a estratégia de controle utilizada para a malha de tensão da topologia. Vale ressaltar o cuidado que se deve ter com o sincronismo da tensão de referência com a tensão da rede de alimentação, bem como o fato da tensão de referência ser retificada, fazendo com que a tensão de realimentação também seja retificada através do retificador de precisão.

Foram apresentados os estágios do controle e acompanhou-se todo o dimensionamento do compensador de tensão nos itens deste capítulo.

CAPÍTULO 4

PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR

4.1. INTRODUÇÃO

O capítulo 4 apresentará os dados de projeto do estágio de potência do conversor, bem como suas especificações e dimensionamentos utilizando para isso as equações já apresentadas no capítulo 2.

4.2. ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

A seguir serão apresentadas as especificações do projeto para dimensionamento dos componentes.

Potência Aparente de Saída	$S_o = 1000 \text{ VA}$
Tensão de Entrada	$V_{in} = 220 \text{ V}$
Máxima Variação da Tensão de Entrada	$\Delta V_{ac} = \pm 20\%$
Tensão de Saída do Inversor (sem utilizar o transformador)	$V_o = 110 \text{ V}$
Tensão Máxima da Referência Triangular (pico a pico)	$V_{TRI} = 5 \text{ V}$
Frequência de Comutação	$f_s = 20 \text{ KHz}$
Frequência da Tensão de Saída	$f_o = 60 \text{ Hz}$
Frequência da Rede	$f_r = 60 \text{ Hz}$
Rendimento Teórico do Inversor (sem utilizar o transformador)	$\eta_i = 0.90$
Rendimento Teórico do Retificador	$\eta_r = 0.95$
Fator de Potência do Inversor	$FP = 0.7$
Fator de Crista da Forma de Onda da Corrente de Saída	$FC = 3.0$
Máxima Ondulação da Tensão nos Capacitores do Barramento	$\Delta V_{Cm\acute{a}x} = 10\%$
Taxa de Distorção Harmônica da Tensão de Saída do Inversor	$TDH < 5\%$

Utilizando os dados apresentados e a equação (2.1) pode-se obter o valor do índice de modulação do sistema. A equação (4.1) apresenta este valor.

$$M = \frac{V_o \cdot \sqrt{2}}{V_{Cmin}} = 0,707 \quad (4.1)$$

4.2.1. DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS DO RETIFICADOR E DO CAPACITOR DO BARRAMENTO CC

Através das equações (2.3) e (2.4) são encontradas a tensão mínima e o valor de pico da tensão no capacitor C_b . Aqui essas duas equações são reapresentadas através das equações (4.2) e (4.3).

$$V_{C_{\min}} = \left[V_{\text{in}_{\min}} \cdot (1 - \Delta V_C) \cdot \sqrt{2} \right] = 224,01 \text{ V} \quad (4.2)$$

$$V_{\text{pico}_{\min}} = V_{\text{in}_{\min}} \cdot \sqrt{2} = 248,902 \text{ V} \quad (4.3)$$

Utilizando a equação (2.5) é encontrado o valor do tempo de condução dos diodos D_1 e D_2 que compõem a ponte retificadora, aqui identificada pela equação (4.4).

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{C_{\min}}}{V_{\text{pico}}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_r} = 1,039 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (4.4)$$

Conhecendo o valor do tempo de condução e a equação (2.6) é possível calcular o valor de pico da corrente que circula pelos diodos D_1 e D_2 como mostra a equação (4.5).

$$I_{D_1, D_2_{\text{pico}}} = \frac{C_b \cdot (V_{\text{pico}_{\min}} - V_{C_{\min}})}{t_c} = 32,578 \text{ A} \quad (4.5)$$

Através da equação (2.9) é possível encontrar a capacitância para o barramento CC apresentada a seguir pela equação (4.6).

$$C_b = \frac{P_{\text{in}}}{f_r \cdot (V_{C_{\text{pico}_{\min}}}^2 - V_{C_{\min}}^2)} = 1,043 \cdot 10^{-3} \text{ F} \quad (4.6)$$

É feita então uma associação de dois capacitores eletrolítico do fabricante *EPCOS* de $680 \mu\text{F}$, formando uma capacitância equivalente de $1,360 \text{ mF}$. A Tabela 4.1 mostra as especificações dos capacitores do barramento CC.

Tabela 4.1 - Especificações do capacitor eletrolítico do barramento CC.

Tipo de capacitor	Eletrolítico
Valor da Capacitância	$C = 680 \mu\text{F}$
Resistência série equivalente	$R_{\text{se}} = 18 \text{ m}\Omega$
Máxima tensão	$V_{\text{max}} = 450 \text{ V}$
Referência (<i>EPCOS</i>)	B435*0B5687M000
Quantidade	2

A equação (2.10) é utilizada para calcular o valor eficaz da componente alternada da corrente, e este valor está apresentado através da equação (4.7).

$$I_{1_ef} = I_{D1,D2_pico} \cdot \sqrt{2 \cdot t_c \cdot f_r - (2 \cdot t_c \cdot f_r)^2} = 10,763 \text{ A} \quad (4.7)$$

A corrente eficaz de saída do retificador é dada pela equação (2.11) e a corrente eficaz no capacitor C_b pela equação (2.12) e aqui apresentadas através das equações (4.8) e (4.9), respectivamente.

$$I_{2_ef} = \frac{P_{in}}{V_{Cmin}} = 3,203 \text{ A} \quad (4.8)$$

$$I_{C_b_ef} = \sqrt{I_{2_ef}^2 + I_{1_ef}^2} = 8,759 \text{ A} \quad (4.9)$$

A tensão reversa máxima aplicada sobre os diodos do retificador pode ser obtida pela equação (2.13). Este valor é identificado aqui através da equação (4.10).

$$V_{D1,D2_rev} = \sqrt{2} \cdot V_{in_max} = 440 \text{ V} \quad (4.10)$$

Foram utilizadas duas pontes retificadoras em paralelo, para que as mesmas suportem a corrente exigida quando o circuito operar com carga não linear. A tabela 4.2 apresenta as principais características da ponte retificadora.

Tabela 4.2 - Especificações da ponte retificadora.

Referência (<i>International Rectifier</i>)	GBPC3510/W
Tensão direta	V = 1000 V
Tensão reversa	$V_{rev} = 1100 \text{ V}$
Corrente média	$I_{md} = 35 \text{ A}$

4.2.2. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO LC DE SAÍDA

Será apresentado neste item o cálculo do indutor e do capacitor que compõem o filtro LC de saída.

a) Cálculo da Indutância de Saída

Para que seja realizado o cálculo da indutância do filtro LC, é necessário primeiramente obter o cálculo de alguns parâmetros, os quais serão feitos a seguir.

A corrente eficaz (I_{o_RMS}) de saída do inversor é definida pela equação (2.18) e o valor está apresentado na equação (4.11).

$$I_{o_RMS} = \frac{S_o}{V_o} = 9,091 \text{ A} \quad (4.11)$$

Com base na equação (2.19) e no valor obtido acima, é possível encontrar o valor da corrente de pico de saída do inversor.

$$I_{o_pico} = \sqrt{2} \cdot I_{o_RMS} = 12,856 \text{ A} \quad (4.12)$$

A máxima variação da corrente de pico de saída pode ser obtida através da equação (2.20) substituindo nela o valor obtido na equação (4.12).

$$\Delta I = 0,2 \cdot I_{o_pico} = 2,571 \text{ A} \quad (4.13)$$

Através de alguns valores apresentados e da equação (2.21) é obtido o valor da carga máxima, resistência mínima, projetada para o inversor.

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 12,1 \Omega \quad (4.14)$$

O período de chaveamento pode ser obtido através da equação (2.23) e conhecendo o valor da frequência de chaveamento, como mostra a equação (4.15).

$$T_s = \frac{1}{f_s} = 50 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (4.15)$$

Conhecendo o período de comutação, a variação do tempo de chaveamento pode ser encontrada através da equação (2.22), aqui representada pela equação (4.16).

$$\Delta t = D \cdot T_s = 35,355 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (4.16)$$

Com base em todos os cálculos apresentados e utilizando a equação (2.24) é obtido o valor da indutância do filtro LC.

$$L_f = \frac{\sqrt{2} \cdot V_o \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{in_m\acute{a}x} - \sqrt{2} \cdot V_o)}{2 \cdot \Delta I_{L_f} \cdot f_s \cdot V_{in_m\acute{a}x}} = 1,383 \text{ mH} \quad (4.17)$$

b) Cálculo da Capacitância de Saída

Para o cálculo do capacitor que compõe o filtro LC de saída é utilizado a equação (2.27) e o valor calculado da indutância apresentado na equação (4.17). O cálculo do valor aproximado do capacitor pode ser visto através da equação (4.18).

$$C_f \geq \frac{1}{L_f \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{10}\right)^2} = 4,58 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.18)$$

O valor adotado para o capacitor de filtro foi 10 μF , o que resulta em um novo valor para o indutor de filtragem que pode ser encontrado através da equação (2.28).

$$L_f = \frac{10^2}{C_f \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} = 633 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.19)$$

Através da equação (2.31) é realizado o cálculo da corrente eficaz através do indutor.

$$I_{L_f_ef} = \sqrt{(I_{o_RMS})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2} = 9,147 \text{ A} \quad (4.20)$$

Realizando a substituição dos valores obtidos na equação (2.31) é encontrado o valor da corrente de pico no indutor para carga não-linear.

$$I_{L_f_pico} = I_{o_pico} + \left(\frac{\Delta I}{2}\right) = 14,955 \text{ A} \quad (4.21)$$

A equação (2.33) é utilizada para o cálculo da corrente eficaz no capacitor do filtro LC, como mostra a equação (4.22).

$$I_{C_f_ef} = \frac{\Delta I_{L_f} \cdot \frac{\pi}{4}}{2} = 1,01 \text{ A} \quad (4.22)$$

4.2.3. ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES DO INVERSOR

Para melhor compreensão dos esforços alguns valores serão agora definidos.

- Tensão Nominal Mínima de entrada $V_{in_min} = 176 \text{ V};$
- Tensão Nominal Máxima de entrada $V_{in_max} = 264 \text{ V};$
- Queda de Tensão nos diodos da Ponte Retificadora $V_f = 1,5 \text{ V}.$

Utilizando alguns valores informados no início do capítulo e a equação (2.34) é obtido o valor da potência ativa de entrada no bloco de potência, como mostra a equação (4.23) a seguir.

$$P_{in} = \frac{P_o \cdot FP}{\eta} = 736,842 \text{ W} \quad (4.23)$$

A corrente de pico de saída do inversor para cargas não-lineares é encontrada pela equação (2.35).

$$I_{o_pico_NL} = FC \cdot I_{o_RMS} = 27,273 \text{ A} \quad (4.24)$$

a) Cálculo dos Esforços nos Interruptores S_3 e S_4 e nos Diodos D_3 e D_4

Utilizando a equação (2.2) é calculado o valor do índice de modulação da frequência do conversor.

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} = 333,333 \quad (4.25)$$

Através da equação (2.36), da (2.38) e em dados já obtidos durante este capítulo é possível encontrar o valor médio e eficaz da corrente para os interruptores S_3 e S_4 , como mostra a equação (4.26) e (4.27), respectivamente apresentadas abaixo.

$$I_{S3,S4_med} = \frac{1}{M_f} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{M_f}{2}} \int_i^{i+M \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{M_f}i\right)} I_{o_pico} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{M_f} \cdot t\right) dt = 2,273 \text{ A} \quad (4.26)$$

$$I_{S3,S4_ef} = \sqrt{\frac{1}{M_f} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{M_f}{2}} \int_i^{i+M \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{M_f}i\right)} \left[I_{o_pico} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{M_f} \cdot t\right) \right]^2 dt} = 4,98 \text{ A} \quad (4.27)$$

Os valores médio e eficaz da corrente que circula pelo diodo D_3 são iguais aos da corrente que circula pelo diodo D_4 e podem ser encontrados através das equações (2.39) e (2.40), aqui representados por (4.28) e por (4.29).

$$I_{D3,D4_med} = \frac{1}{M_f} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{M_f}{2}} \int_{i+M \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{M_f} i\right)}^{i+1} I_{o_pico} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{M_f} \cdot t\right) dt = 1,819 \text{ A} \quad (4.28)$$

$$I_{D3,D4_ef} = \sqrt{\frac{1}{M_f} \cdot \sum_{i=0}^{\frac{M_f}{2}} \int_{i+M \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{M_f} i\right)}^i \left[I_{o_pico} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{M_f} \cdot t\right) \right]^2 dt} = 4,065 \text{ A} \quad (4.29)$$

b) Cálculo dos Esforços nos Interruptores S_5 e S_6 e nos Diodos D_5 e D_6

Os valores médio e eficaz da corrente que circula pelos interruptores S_5 e S_6 podem ser obtidos através das equações (2.41) e (2.42), rerepresentadas a seguir pelas equações (4.30) e (4.31).

$$I_{S5,S6_med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \left[\int_0^{0,443 \cdot \pi} I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t + 0 + \int_{0,557 \cdot \pi}^{\pi} I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t \right]$$

$$I_{S5,S6_med} = 2,378 \text{ A} \quad (4.30)$$

$$I_{S5,S6_ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_0^{0,443 \cdot \pi} (I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t))^2 d\omega t + 0 + \int_{0,557 \cdot \pi}^{\pi} (I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t))^2 d\omega t \right]}$$

$$I_{S5,S6_ef} = 4 \text{ A} \quad (4.31)$$

A equação (2.43) é utilizada para calcular o valor médio da corrente que circula pelos diodos D_5 e D_6 e o valor eficaz desta mesma corrente é obtido pela equação (2.44). Os resultados destas equações são apresentados a seguir pelas equações (4.32) e (4.33).

$$I_{D5,6_md} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_{0,443 \cdot \pi}^{0,557 \cdot \pi} I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t \right) = 0,515 \text{ A} \quad (4.32)$$

$$I_{D5,6_ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{0,443}^{0,557} \left[I_{o_pico} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t) \right]^2 d\omega t \right]} = 2,159 \text{ A} \quad (4.33)$$

4.2.4. CÁLCULO DAS PERDAS NOS SEMICONDUTORES DO INVERSOR

A Tabela 4.3 abaixo mostra alguns parâmetros característicos do interruptor determinado para ser utilizado na execução do inversor. O interruptor escolhido foi o IRGP50B60PD1 e estes dados foram obtidos no *datasheet* do componente [17].

Tabela 4.3 - Característica do interruptor IRGP50B60PD1.

Característica	Simbologia	Valor
Corrente máxima	I_c	34 A
Corrente nominal do diodo intrínseco	I_{fn}	15 A @ 100 °C
Tempo de recuperação reversa	t_{rm}	$74 \cdot 10^{-9}$ s @ 125 °C
Corrente de recuperação reversa	I_{rm}	6,5 A @ 125 °C
Carga de recuperação reversa do diodo	Q_{rm}	$2,20 \cdot 10^{-7}$ nC @ 125 °C
Queda de tensão coletor-emissor (para corrente média)	V_{ce}	2,60 V @ 125 °C
Queda de tensão nominal sobre o diodo	V_{fn}	1,2 V @ 125 °C
Tensão de limiar no diodo	V_{fo}	0,7 V
Resistência direta no diodo	r_{td}	$15 \cdot 10^{-3}$ Ω
Resistência térmica entre junção e cápsula do IGBT	$R_{jc(IGBT)}$	0,32 °C/W
Resistência térmica entre junção e cápsula do diodo	$R_{jc(diodo)}$	0,24 °C/W
Resistência térmica entre cápsula e dissipador	$R_{cd(IGBT)}$	1,7 °C/W
Temperatura de junção	T_j	100 °C
Temperatura ambiente	T_a	40 °C

As informações apresentadas na Tabela 4.3 serão utilizadas para o cálculo da perda nos semicondutores do inversor.

I – Cálculo das Perdas nos Interruptores do Inversor

Inicialmente deve-se calcular o valor médio da tensão no barramento CC e o valor de pico da corrente em cada interruptor para carga linear. Para isso utilizam-se as equações (2.50) e (2.51). Os resultados destas operações são apresentados nas equações (4.34) e (4.35).

$$V_{dc} = \frac{V_{C_pico} - V_{C_min}}{2} = 236,457 \text{ V} \quad (4.34)$$

$$I_{s_pico} = \frac{I_{s_pico_linear}}{2} = 5,143 \text{ A} \quad (4.35)$$

Com base nestes dados calculados através de (4.34) e (4.35), sabendo que a perda por comutação é a soma da perda em condução dos interruptores com a perda no bloqueio, e já conhecendo as equações (2.46) a (2.49), é calculado o valor da perda por comutação.

Inicialmente será feito o cálculo da perda na entrada em condução. Para isso é necessário o cálculo dos coeficientes A, B, C e D, como mostrado a seguir.

$$A = \frac{1}{8} \cdot V_{dc} \cdot t_m \cdot \frac{(I_{pico})^2}{I_{cn}} \cdot f_s = 27,589 \cdot 10^{-3} \text{ W} \quad (4.36)$$

$$B = \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot f_s = 3,153 \cdot 10^6 \text{ V/s} \quad (4.37)$$

$$C = \left[0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{pico}}{I_{cn}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{pico}}{I_{cn}} \right)^2 \right] \cdot Q_{rm} = 69,952 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad (4.38)$$

$$D = \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,05 \cdot \frac{I_{pico}}{I_{cn}} \right) \cdot I_{pico} \cdot t_m = 41,62 \cdot 10^{-9} \text{ C} \quad (4.39)$$

Tendo o conhecimento dos coeficientes acima calculados é obtido o valor da perda na entrada em condução dos interruptores, através da equação (4.40).

$$P_{ent_cond_IGBT} = A + B \cdot (C + D) = 0,379 \text{ W} \quad (4.40)$$

O cálculo da perda durante o bloqueio dos interruptores é feito individualmente para cada braço do inversor, devido a cada um dos braços comutarem em uma determinada frequência de chaveamento, utilizando a equação (2.52). Os resultados obtidos para cada braço são apresentados a seguir.

$$P_{off_IGBT3,4} = 0,115 \text{ W} \quad (4.41)$$

$$P_{off_IGBT5,6} = 346 \cdot 10^{-3} \text{ W} \quad (4.42)$$

Somando os valores encontrados para a perda por entrada em condução com as perda durante o bloqueio serão encontrados os valores da perda por comutação para cada interruptor, como mostra as equações (4.43) e (4.44).

$$P_{on_IGBT3,4} = P_{ent_cond_IGBT} + P_{off_IGBT3,4} = 0,495 \text{ W} \quad (4.43)$$

$$P_{\text{on_IGBT5,6}} = P_{\text{ent_cond_IGBT}} + P_{\text{off_IGBT5,6}} = 0,380 \text{ W} \quad (4.44)$$

A equação (2.57) foi utilizada para calcular a perda por condução nos interruptores ($P_{\text{cond_IGBT}}$) do inversor. As equações (4.45) e (4.46) apresentam o resultado deste cálculo para cada um dos braços do inversor.

$$P_{\text{cond_IGBT3,4}} = V_{\text{CE}} \cdot I_{\text{smed3,4}} = 5,909 \text{ W} \quad (4.45)$$

$$P_{\text{cond_IGBT5,6}} = V_{\text{CE}} \cdot I_{\text{smed35,6}} = 1,34 \text{ W} \quad (4.46)$$

As equações (4.47) e (4.48) apresentam o cálculo para a perda média total nos interruptores do inversor.

$$P_{\text{Total_IGBT3,4}} = P_{\text{cond_IGBT3,4}} + P_{\text{on_IGBT3,4}} = 6,404 \text{ W} \quad (4.47)$$

$$P_{\text{Total_IGBT5,6}} = P_{\text{cond_IGBT5,6}} + P_{\text{on_IGBT5,6}} = 1,720 \text{ W} \quad (4.48)$$

II – Cálculo das Perdas nos Diodos do Interruptor

Os diodos apresentam perda de condução e de comutação. Através da equação (2.62) é possível calcular o valor da perda por condução nos diodos do interruptor. Este valor está aqui representado por (4.49).

$$P_{\text{Dcond}} = \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \left(\frac{V_{\text{fn_D}} - V_{\text{fo_D}}}{I_{\text{cn}}} \right) \cdot \left(\frac{I_{\text{Lf_pico}}}{2} \right)^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{8} \cdot V_{\text{fo_D}} \right) \cdot V_{\text{fo_D}} \cdot I_{\text{Lf_pico}}$$

$$P_{\text{Dcond}} = 0,394 \text{ W} \quad (4.49)$$

A perda por comutação pode ser calculada através das equações (2.63) e (2.64). As equações (4.50) e (4.51) mostram os valores da perda por comutação para o diodo de cada interruptor que formam os braços do inversor.

$$P_{\text{bl_D3,D4}} = \left(\frac{V_{\text{dc}}}{3} \right) \cdot \left\{ \left[0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{\text{f_D}}}{I_{\text{fn}}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{\text{f_D}}}{I_{\text{fn}}} \right)^2 \right] \cdot Q_{\text{rn}} + \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,015 \cdot \frac{I_{\text{f_D}}}{I_{\text{fn}}} \right) \cdot I_{\text{f_D}} \cdot t_{\text{rm}} \right\} \cdot f_s = 0,275 \text{ W} \quad (4.50)$$

$$P_{\text{bl_D5,D6}} = \left(\frac{V_{\text{dc}}}{3} \right) \cdot \left\{ \left[0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{\text{f_D}}}{I_{\text{fn}}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{\text{f_D}}}{I_{\text{fn_D}}} \right)^2 \right] \cdot Q_{\text{rn}} + \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,015 \cdot \frac{I_{\text{f_D}}}{I_{\text{fn}}} \right) \cdot I_{\text{f_D}} \cdot t_{\text{rm}} \right\} \cdot f_r = 825 \cdot 10^{-6} \text{ W} \quad (4.51)$$

A soma da perda por condução com a perda por comutação nos diodos resulta na potência média total em cada diodo do interruptor, como mostra as equações (4.52) e (4.53).

$$P_{\text{total_D3,D4}} = P_{\text{Dcond}} + P_{\text{bl_D3,D4}} = 0,669 \text{ W} \quad (4.52)$$

$$P_{\text{total_D5,D6}} = P_{\text{Dcond}} + P_{\text{bl_D5,D6}} = 0,395 \text{ W} \quad (4.53)$$

Os componentes encapsulados dos interruptores S_3 e S_4 apresentaram uma perda total de 7,073 W, enquanto os de S_5 e S_6 foram de 2,115 W. As perdas totais do grupo de interruptores em paralelo foram de 14,146 W para o braço que comuta em alta frequência e de 4,23 W para o braço que trabalha na frequência da rede.

4.3. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O capítulo 4 apresentou toda a metodologia de projeto para o desenvolvimento da placa de potência do conversor fonte de pesquisa deste trabalho.

Todos os componentes foram dimensionados de acordo com as equações apresentadas no capítulo 2 desta dissertação. Algumas destas equações encontram-se provadas e validadas em livros ou em outros materiais pesquisados.

Pode-se observar que a perda apresentada nos semicondutores do inversor é bem reduzida e que a perda no braço de baixa frequência de comutação é menor do que a do braço que comuta em alta frequência. E essa perda é bem menor do que a perda para outras topologias de retificador e inversor.

Conclui-se que com as equações dos esforços de tensão e corrente determinadas no Capítulo 2 são possíveis realizar o correto dimensionamento de cada elemento da placa de potência deste projeto.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta os resultados de simulação e experimentais para o conversor CA-CC-CA proposto neste trabalho.

A simulação do circuito, que é baseado no esquemático completo implementado no laboratório e apresentado no Apêndice A, foi feita com a utilização do *software* ORCAD[®] versão 10.3.

A seção relacionada à simulação do circuito irá apresentar as formas de onda da tensão e corrente de entrada, tensão e corrente nos semicondutores de potência, tensão e corrente de saída e principais sinais de controle, para situações de cargas lineares.

Serão apresentadas no item de resultados experimentais as formas de onda da tensão e corrente de entrada, tensão dos interruptores, tensão e corrente de saída, tensão e corrente em um dos capacitores do barramento CC, corrente no indutor de filtragem e a tensão V_{AB} .

5.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A simulação do conversor foi realizada para o funcionamento em plena carga e com tensão nominal de entrada. As formas de onda foram adquiridas em regime permanente de operação.

5.2.1. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA CARGA LINEAR

Inicialmente serão apresentadas as formas de onda para o circuito operando com carga linear. As formas de onda da tensão e da corrente de entrada para um ciclo de funcionamento são apresentadas na Figura 5.1.

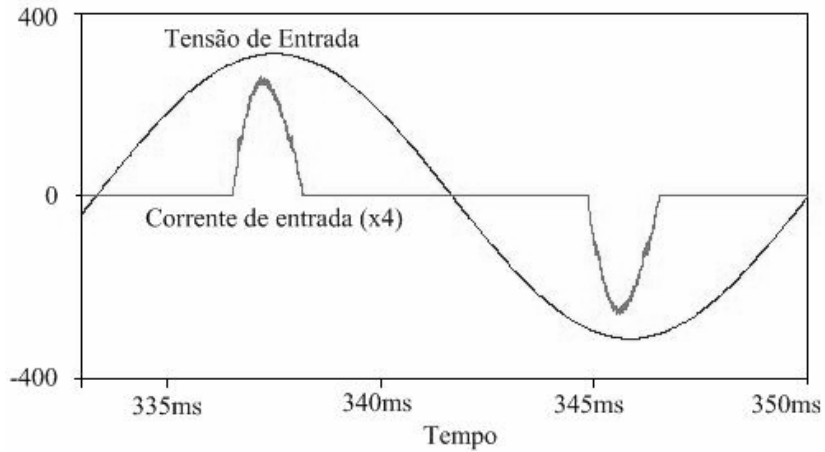


Figura 5.1 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada.

A Figura 5.2 mostra a tensão de saída antes e depois do filtro LC de saída, onde é possível perceber a modulação unipolar e a tensão filtrada.

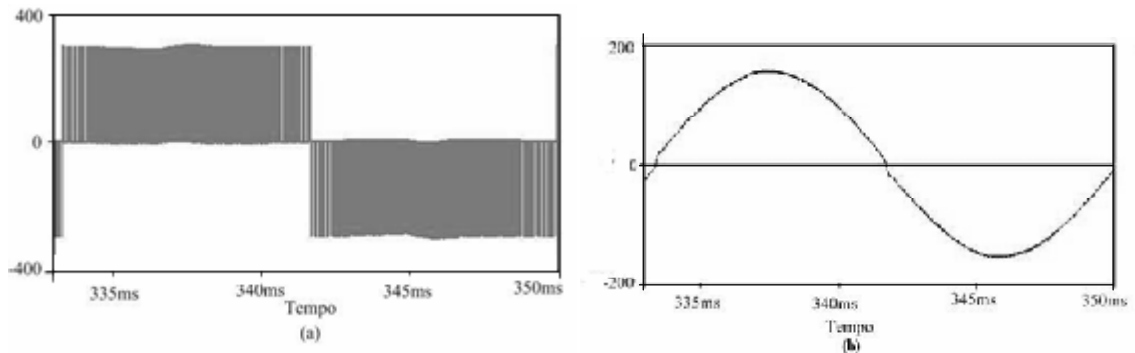


Figura 5.2 - (a) Tensão de saída antes do filtro, (b) Tensão de saída depois do filtro.

A corrente no indutor de filtro para a frequência da tensão de saída pode ser observada na Figura 5.3.

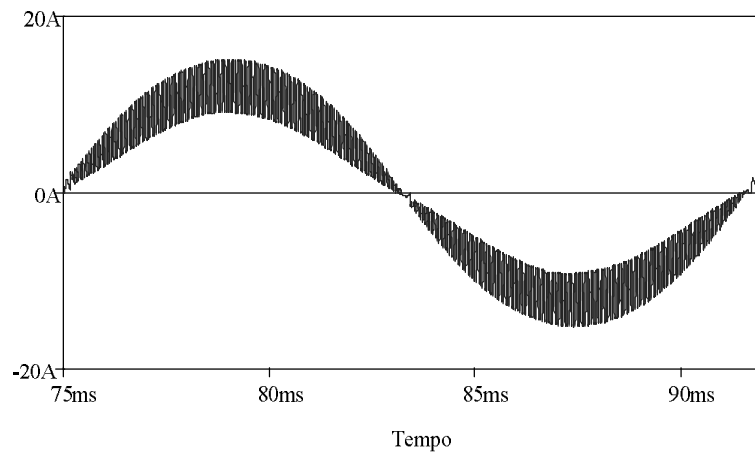


Figura 5.3 – Corrente no indutor do filtro LC.

Na Figura 5.4 pode ser observada a corrente que circula pelo capacitor de filtragem, assim como a forma de onda da tensão neste capacitor.

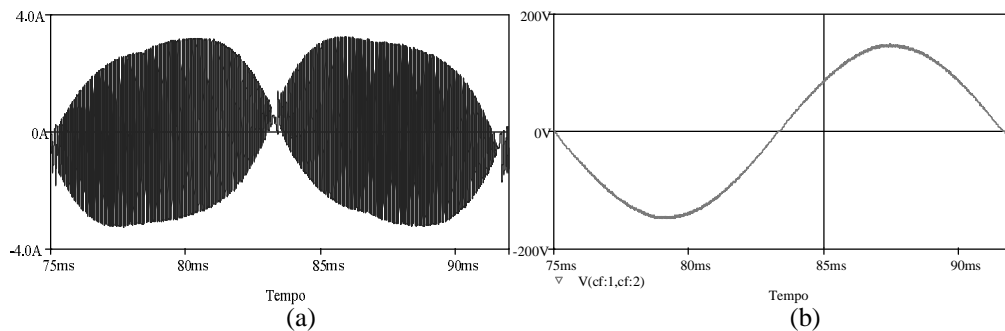


Figura 5.4 - (a) Corrente no capacitor do filtro, (b) Tensão no capacitor do filtro.

A Figura 5.5 apresenta as formas de onda da corrente e da tensão nos interruptores que comutam em baixa frequência. Pode ser observado o fato de que cada interruptor só comuta em um semiciclo da tensão de saída.

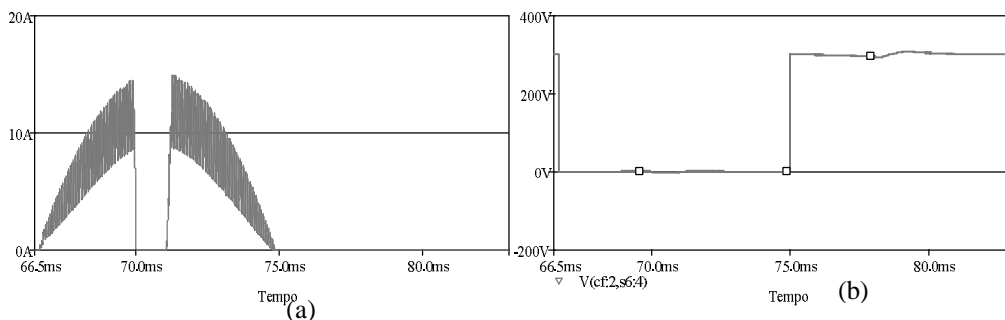


Figura 5.5 - (a) Corrente no interruptor S_6 , (b) Tensão no interruptor S_6 .

A forma de onda da corrente nos interruptores que tem frequência de comutação em 20kHz pode ser vista na Figura 5.6. Pode ser observado também um detalhe da forma de onda da tensão nestes interruptores.

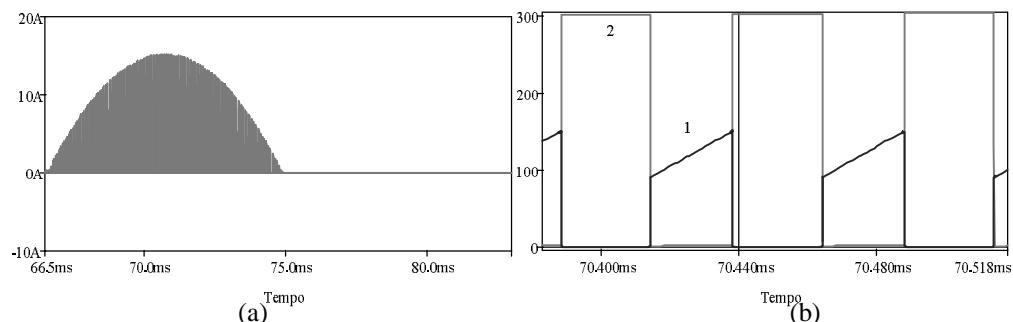


Figura 5.6 - (a) Corrente no interruptor S_3 , (b) 1 – Detalhe da corrente no interruptor S_3 (multiplicada por 10); 2 – Detalhe da tensão no interruptor S_3 .

A Figura 5.7 mostra as formas de onda da corrente e da tensão nos diodos em antiparalelo aos interruptores que formam o braço de comutação na frequência da rede de alimentação.

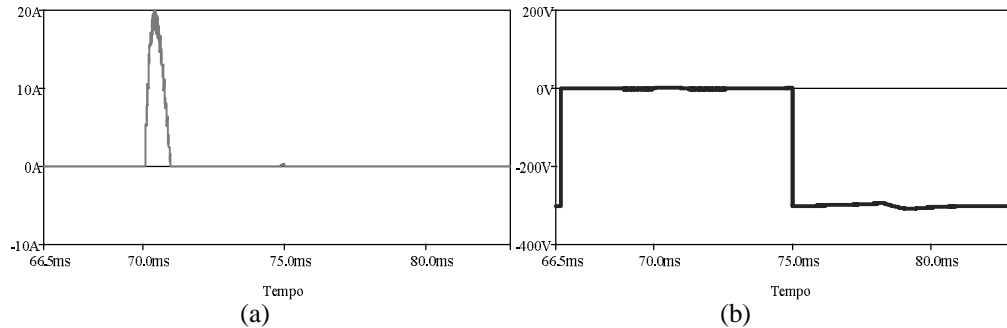


Figura 5.7 - (a) Corrente no diodo D_6 , (b) Tensão no diodo D_6 .

As formas de onda da corrente e da tensão dos diodos em antiparalelo aos interruptores do braço de alta frequência de comutação podem ser observadas na Figura 5.8 apresentada a seguir.

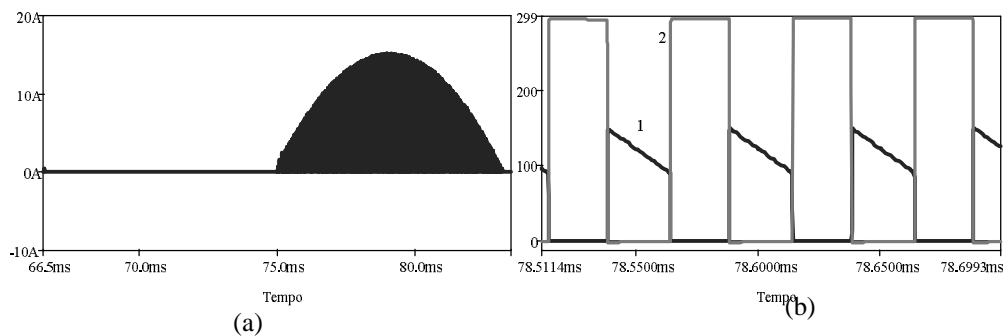


Figura 5.8 - (a) Corrente no diodo D_3 , (b) 1 – Detalhe da corrente no diodo D_3 (multiplicada por 10); 2 - Detalhe da tensão no diodo D_3 .

A Figura 5.9 apresenta as formas de onda da corrente e da tensão nos diodos que formam o retificador.

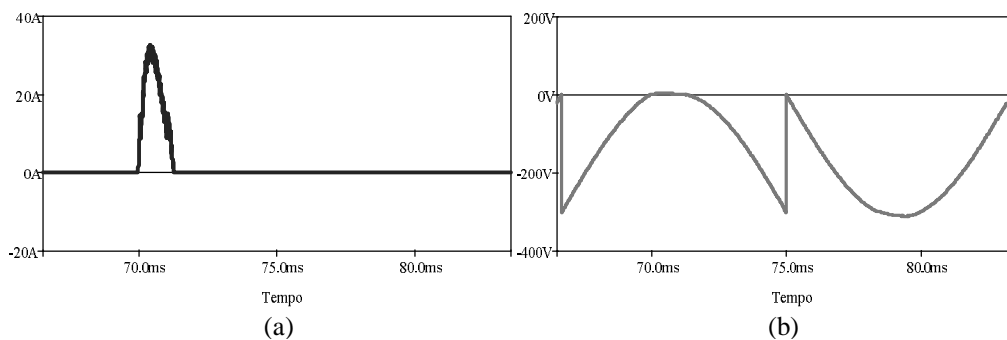


Figura 5.9 - (a) Corrente no diodo D_1 , (b) Tensão no diodo D_1 .

A Figura 5.10 apresenta o espectro harmônico da tensão de saída obtida para a forma de onda da Figura 5.2. A taxa de distorção harmônica da tensão de saída é de 2,83%.

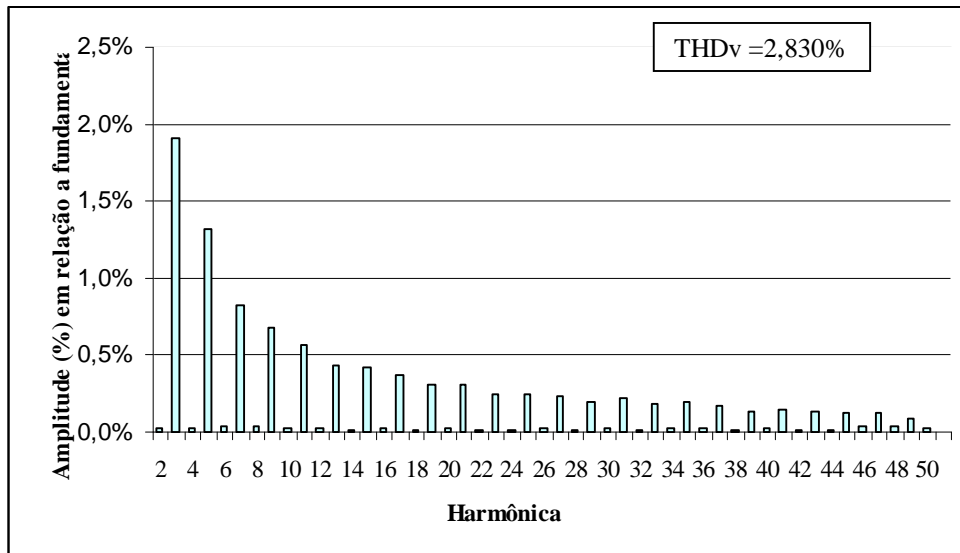


Figura 5.10 - Espectro harmônico da tensão de saída.

O espectro harmônico da corrente de saída está apresentado na Figura 5.11. A taxa de distorção harmônica da corrente de saída foi de 2,828%.

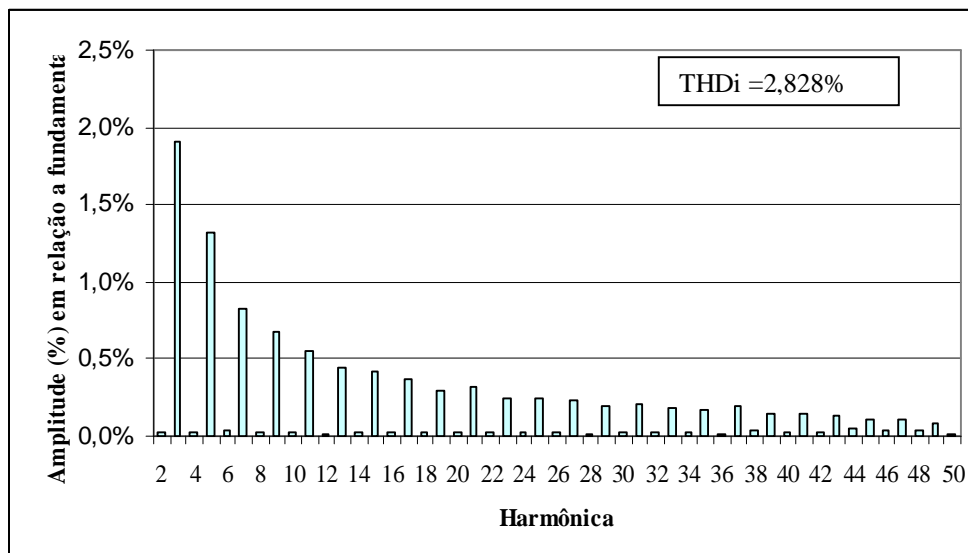


Figura 5.11 - Espectro harmônico da corrente de saída.

5.3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com base em todos os cálculos e nos resultados de simulação foi construído um protótipo para validar o princípio de funcionamento do conversor base desta dissertação. O

protótipo de 3 kW foi implementado em laboratório, e o seu esquemático completo, contendo o circuito de potência, controle e fonte auxiliar são apresentados no Apêndice B.

A fotografia apresentada na Figura 5.12 mostra o layout da placa de potência. Podem ser observados os interruptores, o barramento CC e as pontes retificadoras.

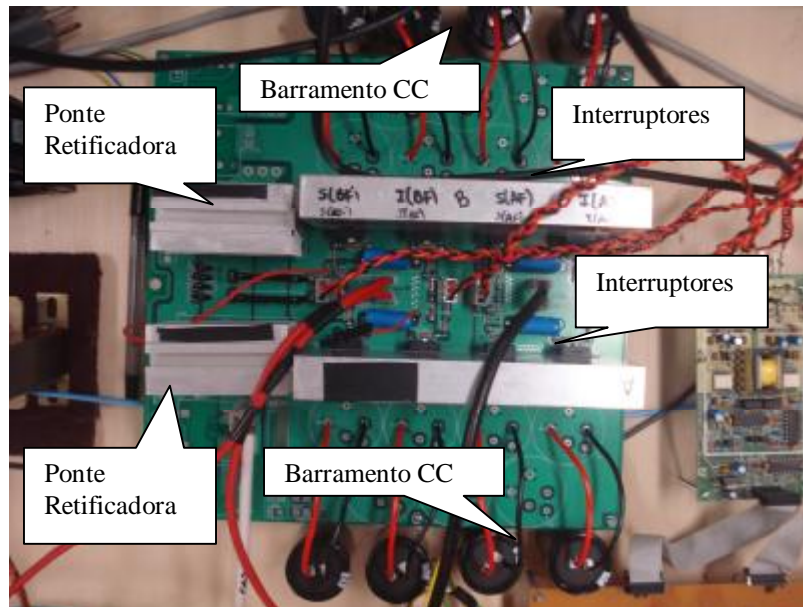


Figura 5.12 - Vista geral da placa de potência.

A placa de controle pode ser vista na Figura 5.13. O microcontrolador, as duas saídas para os *drivers*, a realimentação e a fonte auxiliar podem ser observadas.

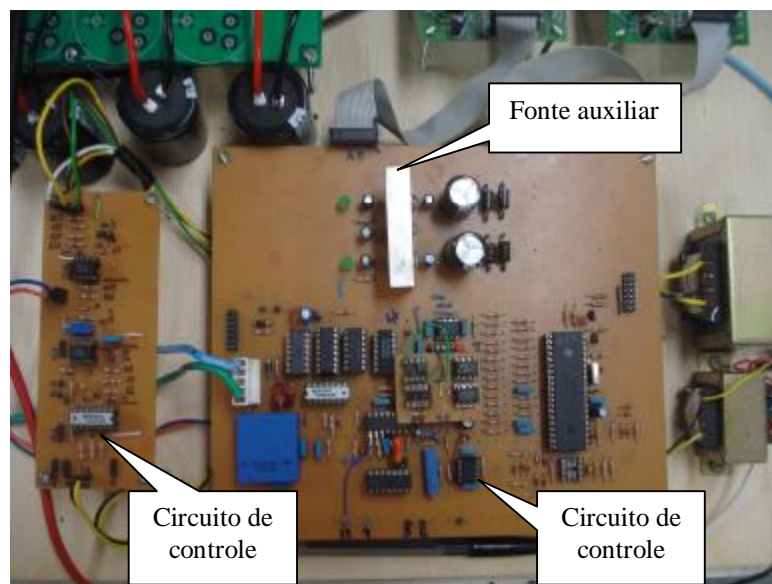


Figura 5.13 - Vista geral da placa de controle.

Na Figura 5.14 tem-se a fotografia dos dois *drivers* utilizados para interligar a placa de controle à placa de potência.

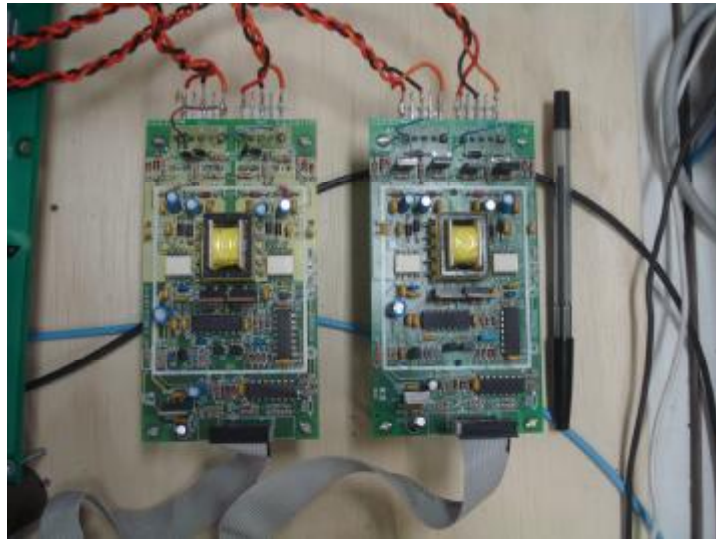


Figura 5.14 - Vista geral dos drivers.

O indutor e o capacitor de filtragem podem ser vistos na fotografia da Figura 5.15.

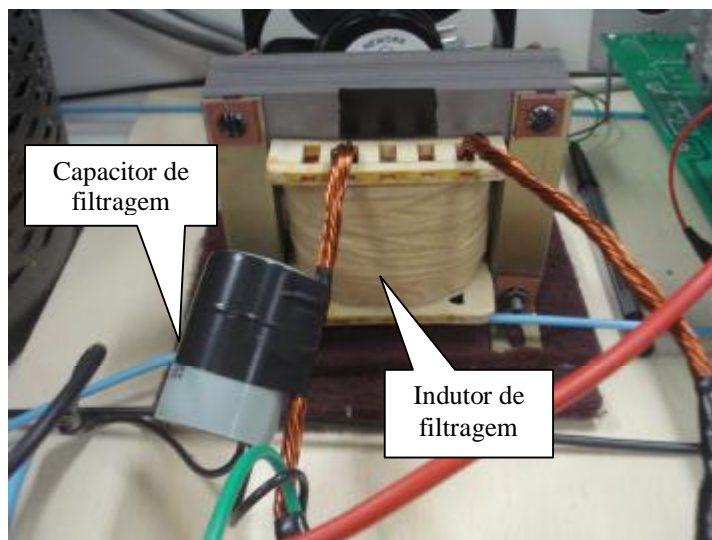


Figura 5.15 - Vista geral do capacitor e do indutor de filtragem.

A Figura 5.16 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de entrada. A corrente eficaz possui um valor de 8,25 A. A potência de entrada é de 1,1 kW.

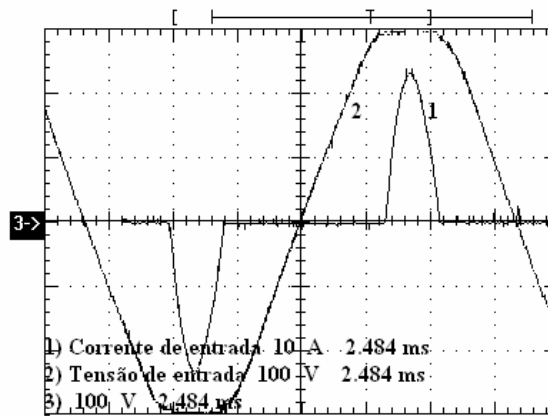


Figura 5.16 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada (100 V/div, 10 A/div, 2 ms/div).

As formas de onda da corrente e da tensão de saída podem ser observadas na Figura 5.17 apresentada a seguir. A corrente eficaz de saída é igual a 9,06 A e a potência de saída é igual a 1 kW.

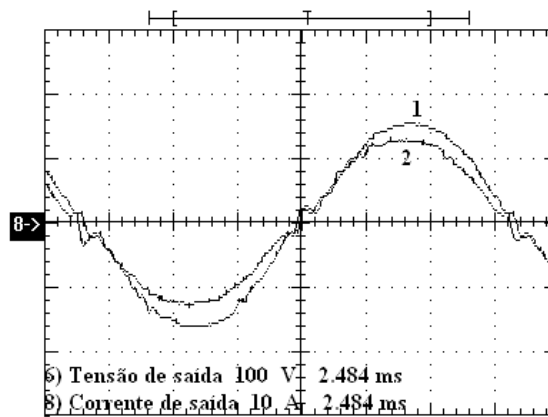


Figura 5.17 - Formas de onda da tensão e corrente de saída (100 V/div., 10 A/div., 2,484 ms/div.).

Pode-se observar através da Figura 5.17 uma distorção em ambas as formas de onda na passagem por zero. Isso ocorre devido a comutação do braço em baixa frequência estar em sincronismo com a tensão de entrada. Se a carga fosse puramente resistiva isso não aconteceria, porém como a carga não é puramente resistiva, já que há o indutor do filtro de saída, acontece esta distorção.

A Figura 5.18 mostra a forma de onda da corrente no indutor de filtragem.

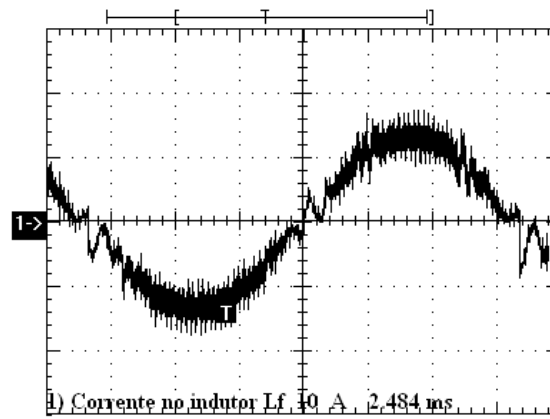


Figura 5.18 - Forma de onda da corrente no indutor de filtragem (10 A/div, 2,484 ms/div).

A forma de onda da corrente em um dos capacitores que compõem o barramento CC pode ser observada na Figura 5.19.

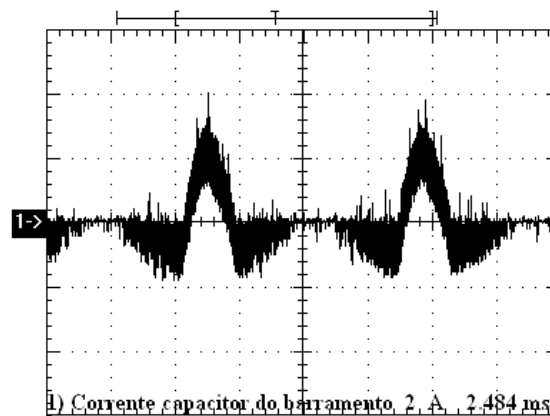


Figura 5.19 - Forma de onda da corrente em um capacitor do barramento CC (2 A/div, 2,484 ms/div).

A Figura 5.20 mostra a forma de onda da tensão no barramento CC.

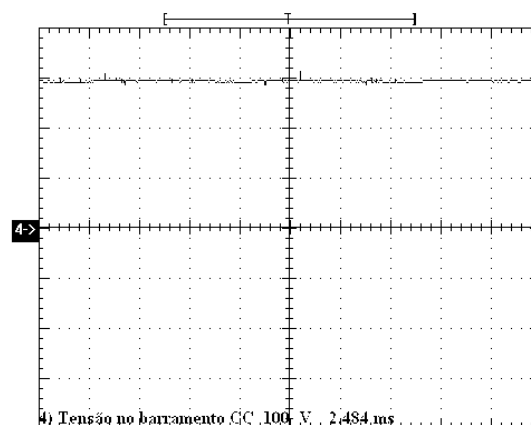


Figura 5.20 - Forma de onda da tensão no barramento CC (100 V/div, 2,484 ms/div).

A Figura 5.21 mostra a forma de onda da tensão no interruptor S_3 .

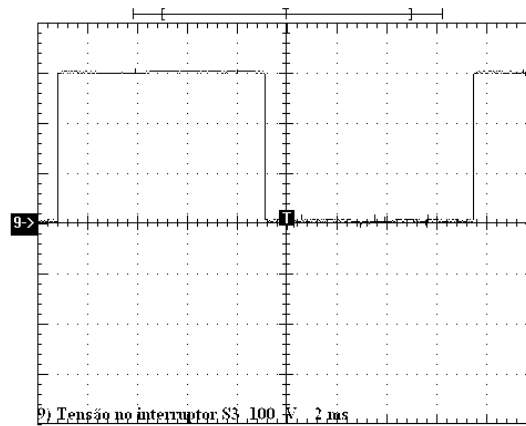


Figura 5.21 - Forma de onda da tensão no interruptor S_3 (100 V/div, 2 ms/div).

A forma de onda da tensão de saída antes da filtragem pode ser observada na Figura 5.22. Pode-se observar claramente os três níveis da modulação.

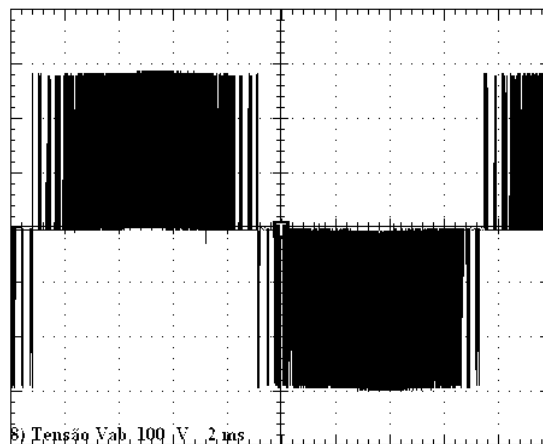


Figura 5.22 - Forma de onda da tensão no interruptor V_{AB} (100 V/div, 2ms/div).

Na Figura 5.23 tem-se a curva de rendimento do conversor. Nota-se que o rendimento vem crescendo até a potência de 1 kW, chegando a 91%.

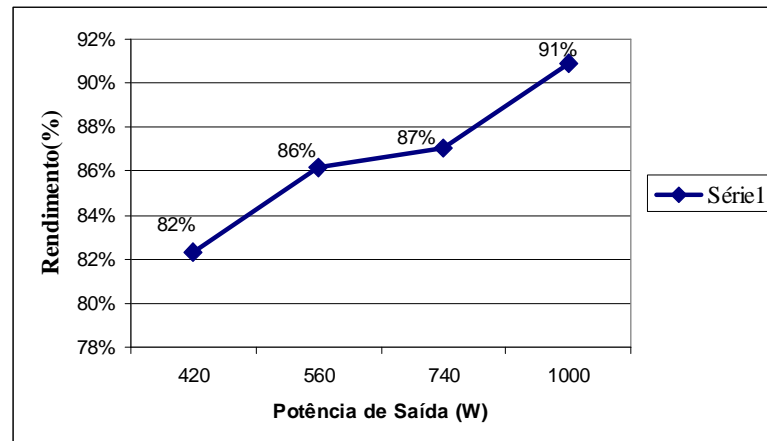


Figura 5.23 - Curva de rendimento do conversor até a potência de saída igual a 1kW.

5.4. VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS

Neste item será apresentada a Tabela 5.1 apresentando uma comparativa entre os resultados teóricos e de simulação para que se possa ter uma melhor compreensão de alguns resultados obtidos.

Tabela 5.1 – Tabela comparativa para potência de saída igual a 1 kW.

Parâmetro	Resultado Teórico	Resultado de Simulação
Valor eficaz da corrente de saída	9,091 A	9,19 A
Valor eficaz da corrente no capacitor C_f	1,01 A	1,40 A
Valor eficaz da corrente no indutor L_f	9,147 A	9,100 A
Valor de pico da corrente no indutor L_f	14,955 A	15,140 A
Valor eficaz da corrente nos interruptores S_3 e S_4	4,98A	4,82 A
Valor médio da corrente nos interruptores S_3 e S_4	2,273 A	2,240 A
Valor eficaz da corrente nos interruptores S_5 e S_6	4,0 A	4,19 A
Valor médio da corrente nos interruptores S_5 e S_6	2,378 A	2,45 A
Valor eficaz da corrente nos diodos D_3 e D_4	4,065 A	4,140 A
Valor médio da corrente nos diodos D_3 e D_4	1,819 A	1,850 A
Valor eficaz da corrente nos interruptores D_5 e D_6	2,159 A	2,370 A
Valor médio da corrente nos interruptores D_5 e D_6	515 mA	527 mA
Valor de pico da corrente nos diodos do retificador	32,578 A	32,622 A
Valor eficaz da corrente no barramento CC	8,759 A	8,320 A
Valor eficaz da corrente nos diodos do retificador	6,161 A	6,190 A
Valor médio da corrente nos diodos do retificador	1,645 A	1,630 A
Valor de pico da corrente na saída do inversor	12,856 A	12,256 A

5.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou os resultados de simulação e experimental do sistema proposto para esta dissertação, de acordo com o projeto realizado no capítulo 2. O sistema foi simulado para carga linear e potência de saída igual a 1 kW e os ensaios experimentais aqui apresentados foram extraídos do protótipo de 3 kW para carga linear, porém com a potência de saída obtida igual a 1 kW.

Vale ressaltar que a simulação realizada validou as especificações realizadas e que o rendimento apresentado até a potência de saída igual a 1 kW foi considerado satisfatório.

O protótipo se comportou de forma satisfatória até a potência de saída alcançar o valor de 1 kW, podendo inclusive obter uma potência de saída maior, uma vez que nenhum componente esteve perto dos seus limites de operação e o controle não apresentou nenhum ruído.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO GERAL

O sistema produzido neste trabalho tem a sua aplicação destinada aos sistemas *UPS* do tipo *on-line*.

Algumas topologias para sistemas *UPS on-line* foram apresentadas, incluindo a topologia proposta para este trabalho. Optou-se por implementar esta topologia fundamentada no retificador monofásico integrado ao inversor monofásico, visto que tal topologia reduz o número de componentes do sistema, o que irá reduzir os custos de montagem, que é um dos objetivos deste trabalho. Outra vantagem desta topologia é a redução da perda nos diodos do retificador e nos interruptores do inversor.

Neste trabalho, foi apresentado os estudos teórico e prático do conversor monofásico a três níveis com integração do retificador com o inversor, com o objetivo de mostrar que a utilização da topologia proposta reduz o número de componentes e a perda total dos semicondutores, além de reduzir os esforços nos semicondutores.

A topologia projetada foi testada por simulações, as quais forneceram resultados satisfatórios.

O retificador utilizado nesta topologia apresenta menor perda por condução se comparada a outras topologias de mesmas características, pois os diodos conduzem juntamente com os interruptores de baixa frequência utilizados no inversor. O inversor apresenta menor perda por comutação. Também há uma diminuição dos esforços sofridos pelos semicondutores.

O inversor teve o seu desenvolvimento teórico realizado neste trabalho, assim como também foram apresentadas as equações que descrevem os esforços nos elementos do conversor e as especificações dos semicondutores utilizados e o dimensionamento do filtro de saída LC. É realizado também o equacionamento para o cálculo da perda nos semicondutores do inversor. Verificou-se que os valores dos esforços de tensão e corrente calculados ficam bem próximos dos valores obtidos em simulação.

Os resultados extraídos do protótipo comprovam o correto funcionamento da estrutura de acordo com o estudo.

A montagem do protótipo foi realizada em duas placas, uma para o circuito de controle e uma outra placa para o circuito de potência, interligadas por duas placas de *drivers* da empresa *Microsol*, DR2cf *Driver Duplo*.

Os resultados experimentais apresentados mostram que foi feito um uso adequado dos interruptores resultando em um rendimento satisfatório, e a baixa perda nos semicondutores de potência também foram comprovadas.

Sugere-se para trabalhos futuros a aplicação desta topologia a cargas não-lineares, a maiores potências e para sistemas trifásicos. Com relação a modulação escolhida sugere-se que se busque uma que reduza as distorções que existem na passagem por zero.

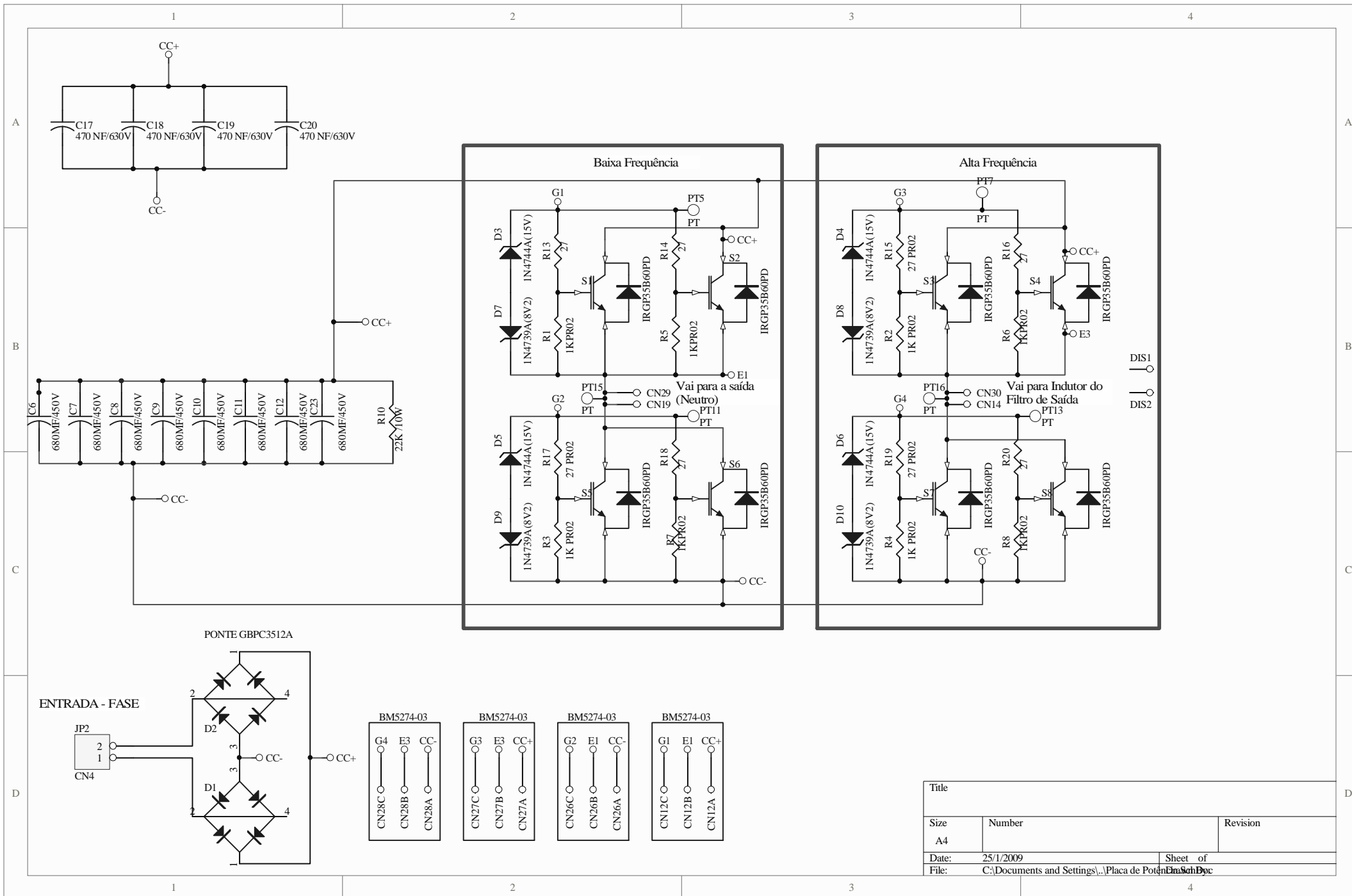
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. A. de Oliveira, “*Sistema Ininterrupto de Energia de Dupla Conversão Isolado de 6kVA*”. Julho de 2007. Dissertação de mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará.
- [2] I. Barbi; D. C. Martins, D. C. “*Eletrônica de Potência: Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*”. Florianópolis. Edição dos Autores, 2005.
- [3] N. Mohan; T. M. Underland; W. P. “*Power Electronics: converters, applications, and design*”, 2 Ed, New York, USA, John Wiley & Sons, 1995.
- [4] M. Rashid, “*Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações*”, São Paulo, Makron Books, 1999.
- [5] R. Rojas, “UPS – Estudos Teóricos e Práticos”, Apostila interna, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.
- [6] I. Barbi; D. C. Martins, “*Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*”. Florianópolis. Edição dos Autores, 2000.
- [7] L. M. Menezes, “*Projeto Inversol – Desenvolvimento de Uma Fonte Ininterrupta de Energia com Possibilidade de Uso em Sistemas Fotovoltaicos*”. Julho de 2007. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará.
- [8] CEI/IEC 61000-3-2. International standard, 2ª Edição, 2000
- [9] H. F. Gerent, “*Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não Lineares*”. Florianópolis, 2005. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [10] I. Barbi, D. C. Martins. “*Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas*”. Florianópolis. Edição dos Autores, 2001.
- [11] I. Barbi, “*Eletrônica de Potência*”, 3ª. Edição, Florianópolis, Edição do Autor, 2000
- [12] C. G. C. Branco, “*Sistema Ininterrupto de Energia de Dupla Conversão, Não Isolado, com Tensões de Entrada e Saída Universais*”, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, 2005.

- [13] R. B. Torrico; A. J. Perin, “*O transistor IGBT aplicado em Eletrônica de Potência*”. Porto Alegre. Sagra Luzzata, 1997.
- [14] P. P. Praça. *Projeto, Implementação e Comparação de Controladores Digitais Aplicados a um Inversor Três Níveis*. Fortaleza, 2006, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará.
- [15] *Datasheet* LEM. *Voltage Transducer LV 20-P*. Disponível em< <http://www.lem.com>>. Acesso em novembro de 2008.
- [16] V. Voperian, “*Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch: parts I and II*”. In: *IEEE Transactions on Aerospace Electronic systems*, v.AES-26, pp. 490-505, 1990
- [17] *Datasheet* IRGP50B60PD1. Disponível em< [http:// www.irf.com](http://www.irf.com) >. Acesso em novembro de 2008.
- [18] A. J. Perin. “*Curso: Modulação PWM Senoidal*”, Apostila interna, Florianópolis, 2002.
- [19] *Datasheet* IRGP50B60PD1. Disponível em< [http:// www.diodes.com](http://www.diodes.com) >. Acesso em outubro de 2008
- [20] *Datasheet* GBPC350005/W. Disponível em< [http:// www.diodes.com](http://www.diodes.com) >. Acesso em outubro de 2008
- [21] *Datasheet* DR2cf *Driver Duplo*. Microsol.
- [22] M. Ryan, W. Brumsickle and R. Lorentz, “*Control Topology options for Single-Phase UPS Inverters*”, *IEEE Transactions on industry Applications*, Vol. 33n No. 2, pp. 493-501, 1997
- [23] R. A. Câmara. “*Pré-regulador com derivação Central Baseado na Célula de Comutação de três Estados para Aplicação em No-breaks*”. Fortaleza, 2007, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará.
- [24] Bekiarov, S. B.; Emadi, A. “*Uninterruptible power supplies: classification, operation dynamics, and control*”, *Applied Power electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 597-604, março 2002.
- [25] Emadi, A.; Nasiri, A.; Bekiarov, S. B. “*Uninterruptible power supply and active filters*”, Chicago, USA, CRC Press, 2005.

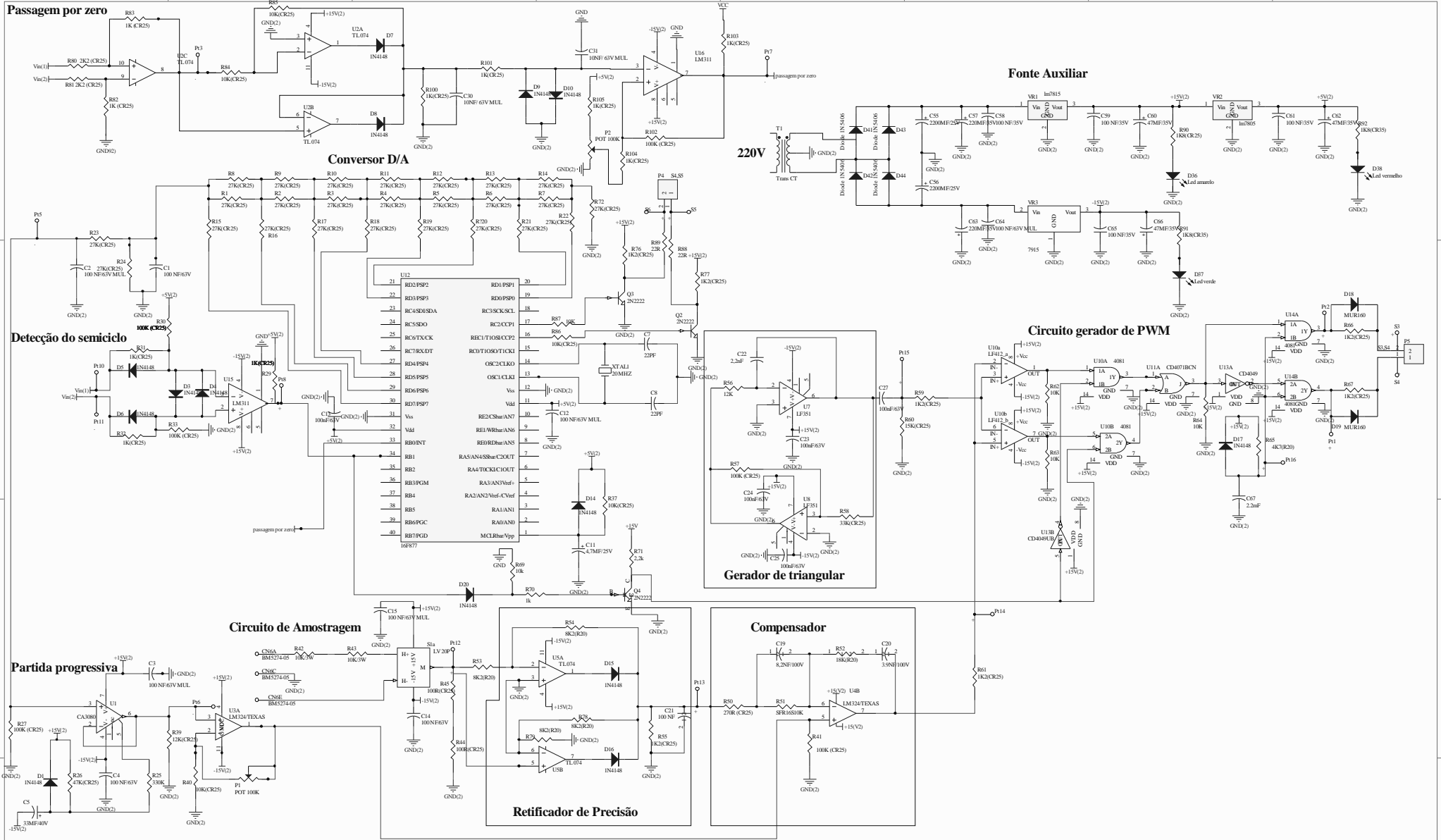
- [26] Kamran, R.; Habetler T. G. “*A novel on-line UPS with universal filtering capabilities*”. IEEE Transaction on Power Electronics, v. 13, n. 2, pp. 366-371, março 1998.
- [27] Krishnan, R; Srinivasa, S. “*Topologies for uninterruptible power supplies*” in Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Hungary, pp. 122-127, junho 1993.
- [28] *Datasheet PIC16F877*. Disponível em <[HTTP://www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com)>. Acesso em 23 de Novembro de 2008
- [29] R. Gopinath; K. Sangsun; Jae-Hong Hahn; P. N. Enjeti; M. B. Yeary; J. W. Howze. “*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.
- [30] J. S. Lai; A. R. Hefner. “*Emerging silicon-carbide power devices enable revolutionary changes in high voltage power conversion*”. In IEEE Transactions Power Electronics Society Newsletter, 2004.
- [31] J. A. Pomílio. “*Curso: Eletrônica de Potência*”, Apostila interna, capítulo 3 Campinas, fevereiro, 2006.
- [32] C. G.C. Branco; C. M. T. Cruz; R. P. T. Bascopé; F. L. M. Antunes. “*A nonisolated single-phase UPS topology with 110V/220V Input-output voltage*”. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.55, n.8, p. 2974-2983, 2009.
- [33] F. K. A. Lima, “*Retificador monofásico de reduzidas perdas de condução e alto fator de potência empregando SNUBBER passivo não dissipativo*”. 2007. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará.

APÊNDICE A:
PLACA DE POTÊNCIA



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	25/1/2009	Sheet of
File:	C:\Documents and Settings\...\Placa de Potência Sch Doc	

APÊNDICE B:
PLACA DE CONTROLE



Title		
Size	Number	Revision
A2		
Date	20/10/2008	Sheet of
File	C:\Documents and Settings\... \PiscaControlC...	Sheet of