

CARLOS HENRIQUE ILLA FONT

**RETIFICADORES TRIFÁSICOS HÍBRIDOS
BIDIRECIONAIS COM FATOR DE POTÊNCIA
UNITÁRIO**

FLORIANÓPOLIS

2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RETIFICADORES TRIFÁSICOS HÍBRIDOS
BIDIRECIONAIS COM FATOR DE POTÊNCIA
UNITÁRIO

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

CARLOS HENRIQUE ILLA FONT

Florianópolis, outubro de 2009.

RETIFICADORES TRIFÁSICOS HÍBRIDOS BIDIRECIONAIS COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

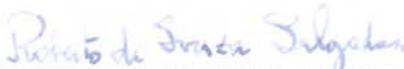
Carlos Henrique Illa Font

'Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em **Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico**, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph. D.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

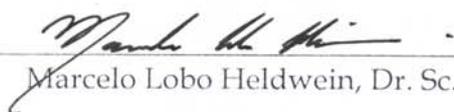
Presidente



Carlos Alberto Canesin, Dr.



Cassiano Rech, Dr.



Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc.



Denizar Cruz Martins, Dr.

DEDICATÓRIAS

À Deus

Em memória de meu pai
Luiz Carlos Oliveira Illa Font

À minha mãe Ilsa
Por seu amor, sua dedicação à minha educação e ao meu bem-estar.

Às minhas irmãs Michele e Simone
Por seu carinho, compreensão e apoio incondicional.

À Vanessa

Pelo seu amor, sua compreensão e por tornar a minha vida mais completa!

“Você é meu sol, 1 metro e 55 de sol
e quase o ano inteiro os dias foram noites, noites para mim.” (*)

(*) Adaptado de O Girassol - Ira!

AGRADECIMENTOS

Ao professor Ivo Barbi pela sua orientação tão clara e objetiva, pelos seus exemplos de disciplina e de profissionalismo e pela sua dedicação no ensino de Eletrônica de Potência.

Aos professores do INEP, João Carlos dos Santos Fagundes, Denizar Cruz Martins, Alexandre Ferrari de Souza, Samir Ahmad Mussa, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr, Arnaldo José Perin e Ivo Barbi pela minha formação em Eletrônica de Potência.

Aos professores da banca examinadora da Defesa Pública da Tese de Doutorado: Prof. Carlos Alberto Canesin, Prof. Cassiano Rech, Prof. Marcelo Lobo Heldwein e Prof. Denizar Cruz Martins pelas valiosas contribuições. Também aos membros da banca examinadora do Exame de Qualificação: Prof. Carlos Alberto Canesin, Prof. Arnaldo José Perin e Prof. João Carlos dos Santos Fagundes.

Aos funcionários do INEP, Patrícia, Regina, Clarisse, Coelho, Pacheco, Rafael, Abraão, Elisabete, Gabriel e Leonardo, por sempre estarem prontos a ajudar e pelo companheirismo diário.

Ao Pacheco, pela confecção das placas de circuito impresso e montagem do protótipo.

Aos funcionários da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Wilson e Marcelo, por sempre me atenderem de forma amistosa e por sempre me ajudarem.

Agradeço especialmente aos Doutorandos da turma que ingressou em 2003, Ricardo, Eduardo, Flávio, Peraça, José Augusto, Claudinor, João Américo e Emerson, por todos os momentos de convivência harmoniosa, de estudo, de discussões e pela ajuda irrestrita.

Ao grande amigo Ricardo, pela amizade e convivência desde a época da graduação, pelos ensinamentos durante o tempo em que trabalhamos no mesmo projeto de pesquisa e por me incentivar a vencer os desafios diários.

Aos grandes amigos Wail e Denise, agradeço pela convivência diária, pelos conselhos, pelos ensinamentos e pela amizade.

A todos os amigos do INEP, agradeço por serem sempre prestativos e companheiros nessa jornada em busca do conhecimento. Em especial, aos colegas de sala Sérgio Vidal, Kefas, Flávio, Edward e Moisés.

A todos que, de uma forma ou de outra, direta ou indiretamente, contribuíram para meu crescimento profissional e pessoal, durante estes anos vividos no INEP.

Ao CNPq e a UFSC pelo suporte financeiro e pela estrutura oferecida para a realização do curso.

Ao povo brasileiro por financiar meus estudos por intermédio do CNPq.

OBRIGADO!

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

RETIFICADORES TRIFÁSICOS HÍBRIDOS BIDIRECIONAIS COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

Carlos Henrique Illa Font

Outubro/2009

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Eletrônica de potência, conversores CA-CC, retificadores trifásicos, retificadores híbridos, fator de potência unitário.

Número de Páginas: 202.

RESUMO: Este trabalho apresenta duas novas topologias de retificadores trifásicos com fator de potência unitário e bidirecionalidade no fluxo de potência. Os retificadores foram denominados de retificadores híbridos por serem originados pela conexão em paralelo de dois retificadores trifásicos com topologias distintas. Uma das topologias propostas é escolhida e analisada qualitativamente e quantitativamente. Na análise teórica qualitativa, estudaram-se as características de entrada e de saída do retificador, revelando-se os modos de operação de melhor desempenho. Na análise teórica quantitativa estudou-se o equacionamento do retificador e apresentaram-se todas as equações de projeto dos elementos passivos e dos semicondutores. Os modelos para o controle das correntes de entrada e da tensão de saída são apresentados em conjunto com a estratégia de controle. Os estudos teóricos foram comprovados com o projeto e a implementação prática de um protótipo trifásico alimentado em 380 V, possuindo tensão de saída igual a 700 V e potência de saída igual a 20 kW.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

THREE-PHASE BIDIRECTIONAL HYBRID UNITY POWER FACTOR RECTIFIERS

Carlos Henrique Illa Font

October/2009

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Power electronics, AC-DC converters, three-phase rectifiers, hybrid rectifiers and unity power factor.

Number of Pages: 202.

ABSTRACT: This work presents two new three-phase rectifier topologies with unity power factor and bidirectional power flow capability. The rectifiers were named Hybrid Rectifiers because they are generated by the parallel connection of two different topologies of three-phase rectifiers. The proposed three-phase hybrid rectifier with output voltage control was chosen and studied in its details. In this work, theoretical analyses of the hybrid rectifier presented the main input and output characteristics, the energy distribution processing, the operation modes with improved performance, the design equations, the modeling and the control strategy. The theoretical studies were validated by the implementation of a prototype with 380 V input voltage, 700 V output voltage, 10 kHz switching frequency and 20 kW rated output power.

SUMÁRIO

CAPÍTULO I – INTRODUÇÃO GERAL.....	1
1.1 – Contextualização e Estado da Arte.....	1
1.2 – Proposta da Tese.....	4
1.3 – Objetivos e Metodologia Empregada.....	6
1.4 – Organização da Tese.....	7
CAPÍTULO II – RETIFICADORES TRIFÁSICOS HÍBRIDOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA.....	9
2.1 – Introdução.....	9
2.2 – Correção do Fator de Potência em Sistemas Trifásicos.....	10
2.3 – Definições.....	14
2.4 – Revisão Bibliográfica.....	16
2.5 – Retificadores Trifásicos Híbridos Propostos.....	18
2.6 – Conclusão.....	21
CAPÍTULO III – RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO BIDIRECIONAL EMPREGANDO O CONVERSOR CC-CC BOOST: ANÁLISE QUALITATIVA.....	22
3.1 – Introdução.....	22
3.2 – Princípio de Operação.....	22
3.3 – Processamento da Energia no Retificador Trifásico Híbrido.....	25
3.4 – Potência Comutada, Fator de Utilização dos Interruptores Controlados e Energia Armazenada nos Elementos Indutivos.....	32
3.5 – Conclusão.....	36
CAPÍTULO IV – RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO BIDIRECIONAL EMPREGANDO O CONVERSOR CC-CC BOOST: ANÁLISE QUANTITATIVA.....	37
4.1 – Introdução.....	37
4.2 – Estados Topológicos.....	37

4.3 – Obtenção do Circuito Equivalente e Cálculo das Razões Cíclica.....	45
4.4 – Equacionamento para Dimensionamento dos Componentes do Retificador	52
4.4.1 – Dimensionamento do Indutor Boost.....	55
4.4.2 – Dimensionamento dos Indutores do Retificador B.....	57
4.4.3 – Dimensionamento do Capacitor de Saída.....	59
4.4.4 – Dimensionamento do Interruptor Boost.....	62
4.4.5 – Dimensionamento dos Diodos Boost.....	62
4.4.6 – Dimensionamento dos Interruptores do Retificador B.....	63
4.4.7 – Dimensionamento dos Diodos em Antiparalelo do Retificador B.....	64
4.4.8 – Dimensionamento dos Diodos Retificadores da Ponte de Graetz.....	65
4.5 – Generalização das Equações de Projeto.....	66
4.6 – Emprego dos Diodos Boost e Indutores Boost Divididos.....	73
4.7 – Simulação Numérica em Regime Permanente.....	76
4.8 – Conclusão.....	81

CAPÍTULO V – RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO BIDIRECIONAL EMPREGANDO O CONVERSOR CC-CC BOOST: MODELAGEM E

CONTROLE.....	84
5.1 – Introdução.....	84
5.2 – Modelagem do Retificador Trifásico Híbrido.....	84
5.2.1 – Modelagem para o Controle das Correntes.....	85
5.2.2 – Modelagem para o Controle da Tensão de Saída.....	89
5.3 – Estratégia de Controle.....	92
5.4 – Simulação Numérica em Regime Transitório.....	94
5.5 – Conclusão.....	99

CAPÍTULO VI – BIDIRECIONALIDADE DO FLUXO DE POTÊNCIA NOS RETIFICADORES TRIFÁSICOS HÍBRIDOS.....

6.1 – Introdução.....	101
6.2 – Sistemas de Acionamento dos Motores de Corrente Alternada.....	101
6.3 – Retificadores Trifásicos Utilizados nos Sistemas de Acionamento dos MCA.....	103
6.4 – Resultados de Simulação Numérica.....	111

6.5 – Conclusão.....	114
CAPÍTULO VII – RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO BIDIRECIONAL EMPREGANDO O CONVERSOR CC-CC BOOST: PROJETO, IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	
7.1 – Introdução.....	115
7.2 – Dimensionamento do Estágio de Potência.....	115
7.2.1 – Cálculos Preliminares.....	115
7.2.2 – Dimensionamento dos Indutores Boost (Lb1 e Lb2).....	116
7.2.3 – Dimensionamento dos Indutores do Retificador B (Lf1, Lf2 e Lf3)....	117
7.2.4 – Dimensionamento do Capacitor de Saída (Co).....	117
7.2.5 – Dimensionamento do Interruptor Boost (Sb).....	119
7.2.6 – Dimensionamento dos Diodos Boost (Db1 e Db2).....	120
7.2.7 – Dimensionamento dos Interruptores do Retificador B (S1, S2, S3, S4, S5 e S6).....	122
7.2.8 – Dimensionamento dos Diodos em Antiparalelo do Retificador B (D1, D2, D3, D4, D5 e D6).....	123
7.2.9 – Dimensionamento dos Diodos Retificadores da Ponte de Graetz (Dr1, Dr2, Dr3, Dr4, Dr5 e Dr6).....	124
7.2.10 – Dimensionamento do Circuito de Partida (<i>Inrush</i>) (Rp1, Rp2, Rp3 e K1).....	125
7.2.11 – Dimensionamento dos Fusíveis de Proteção (F1, F2, F3, F4, F5 e F6).....	125
7.2.12 – Dimensionamento do Dissipador (HS1).....	126
7.3 – Dimensionamento dos Sensores.....	128
7.3.1 – Dimensionamento dos Sensores das Tensões de Entrada.....	128
7.3.2 – Dimensionamento dos Sensores das Correntes de Entrada.....	130
7.3.3 – Dimensionamento do Sensor da Corrente no Indutor Boost.....	130
7.3.4 – Dimensionamento do Sensor da Tensão de Saída.....	130
7.4 – Dimensionamento do Sistema de Controle, Modulação, Comando e Proteções.....	130
7.4.1 – Dimensionamento dos Ganhos k_1 e k_2	131
7.4.2 – Projeto dos Moduladores e Circuito de Sincronismo.....	131

7.4.3 – Metodologia de Projeto dos Compensadores.....	132
7.4.4 – Projeto dos Circuitos de Comando.....	140
7.4.5 – Projeto dos Circuitos de Proteção.....	141
7.5 – Resultados Experimentais.....	141
7.5.1 – Descrição do Protótipo Implementado.....	141
7.5.2 – Transitório de Partida.....	142
7.5.3 – Operação em Regime Permanente.....	144
7.5.4 – Operação em Regime Transitório.....	148
7.5.5 – Curvas Experimentais.....	149
7.6 – Conclusão.....	151
CAPÍTULO VIII – CONCLUSÃO GERAL.....	153
ANEXO A – EQUACIONAMENTO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO PWM BOOST DOIS NÍVEIS BIDIRECIONAL.....	156
A.1 – Introdução.....	156
A.2 – Circuito Equivalente.....	156
A.3 – Estados Topológicos.....	162
A.4 – Equacionamento para Projeto do Retificador.....	166
A.4.1 – Dimensionamento dos Indutores de Entrada.....	166
A.4.2 – Dimensionamento do Capacitor de Saída.....	170
A.4.3 – Dimensionamento dos Interruptores.....	172
A.4.4 – Dimensionamento dos Diodos em Antiparalelo.....	173
A.5 – Simulação Numérica.....	174
A.6 – Conclusão.....	177
ANEXO B – ARQUIVOS DE SIMULAÇÃO.....	178
B.1 – Retificador Trifásico Híbrido Bidirecional Empregando o Conversor CC- CC Boost – Simulação Completa com o CI UC3854B.....	178
B.2 – Retificador Trifásico Híbrido Bidirecional Empregando o Conversor CC- CC Boost – Simulação em Regime Permanente.....	183
ANEXO C – ESQUEMAS ELÉTRICOS.....	186

ANEXO D – LISTA DE COMPONENTES.....	192
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	197

SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado	Unidade
α	Relação I_{pa}/I_p	
ω	Frequência angular	rad/s
ΔI_{Lb}	Ondulação de corrente nos indutores Lb1 e Lb2	A
ΔI_{Lf1}	Ondulação de corrente no indutor Lf1	A
ΔI_{Lf2}	Ondulação de corrente no indutor Lf2	A
ΔI_{Lf3}	Ondulação de corrente no indutor Lf3	A
$\Delta I_{Lb\%}$	Ondulação percentual de corrente nos indutores Lb1 e Lb2	
$\Delta I_{Lf\%}$	Ondulação percentual de corrente nos indutores Lf1, Lf2 e Lf3	
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão no capacitor de saída Co	V
$\Delta V_{o\%}$	Ondulação percentual de tensão no capacitor de saída Co	
D_b	Razão cíclica do conversor CC-CC Boost no ponto de operação	
D_1	Razão cíclica da fase 1 do retificador B no ponto de operação	
d_1, d_2, d_3	Razões cíclicas para o controle das correntes de entrada	
d_b	Razão cíclica para o controle da corrente no indutor Boost	
E_L	Energia armazenada nos indutores	J
E_{on}	Energia dissipada na entrada em condução do interruptor	mW.s
E_{off}	Energia dissipada no bloqueio do interruptor	mW.s
f_r	Frequência da rede	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
FTLA(s)	Função de transferência de laço aberto	
G(s)	Função de transferência da planta	
H(s)	Função de transferência do compensador	
I	Corrente elétrica no componente	A
I_p	Valor de pico da corrente na entrada do retificador híbrido	A
I_{pa}	Valor máximo da corrente na entrada do retificador A	A
I_{ef}	Valor eficaz da corrente na entrada do retificador híbrido	A
I_{efa}, I_{A_ef}	Valor eficaz da corrente na entrada do retificador A	A
I_{efb}, I_{B_ef}	Valor eficaz da corrente na entrada do retificador B	A
I_1	Corrente elétrica na fase 1 no ponto de operação	A
I_o	Valor médio da corrente de saída do retificador híbrido	A
I_C	Corrente de coletor do IGBT	A
I_{RRM}	Máxima corrente de recuperação reversa	A
I_F	Corrente direta no diodo	A
i_1, i_2, i_3	Correntes instantâneas na entrada do retificador híbrido	A
i_{1a}, i_{2a}, i_{3a}	Correntes instantâneas na entrada do retificador A	A
i_{1b}, i_{2b}, i_{3b}	Correntes instantâneas na entrada do retificador B	A
$i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}, i_{cb}$	Correntes instantâneas do retificador no circuito equivalente	A
i_o	Corrente instantânea de saída do retificador híbrido	A
i_{oa}	Corrente instantânea de saída do retificador A	A
i_{ob}	Corrente instantânea de saída do retificador B	A
i_{Co}	Corrente instantânea no capacitor de saída	A
k_1, k_2	Ganho da distribuição de potência entre os retificadores A e B	
k_{CC}	Ganho da tensão contínua proporcional às tensões de entrada	
k_{ff}	Ganho da malha de <i>feedforward</i>	
k_{HI1}	Ganho do compensador das correntes de entrada	

k_{HILb}	Ganho do compensador da corrente no indutor Boost	
k_{HV_o}	Ganho do compensador da tensão de saída	
k_{I1}, k_{I2}, k_{I3}	Ganhos dos sensores das correntes de entrada	
k_{ILb}	Ganho do sensor da corrente no indutor Boost	
k_{m1}	Ganho do circuito multiplicador de 4 quadrantes	
k_{m2}	Ganho do circuito multiplicador de 2 quadrantes	
k_{PWM1}	Ganho do modulador PWM da fase 1	V ⁻¹
k_{PWM2}	Ganho do modulador PWM da fase 2	V ⁻¹
k_{PWM3}	Ganho do modulador PWM da fase 3	V ⁻¹
K_{PWMb}	Ganho do modulador PWM do retificador A	V ⁻¹
k_{vi}	Ganho dos sensores das tensões de entrada	
k_{V_o}	Ganho do sensor da tensão de saída	
L_{b1}, L_{b2}	Indutâncias do retificador A	H
L_{f1}, L_{f2}, L_{f3}	Indutâncias do retificador B	H
L_b	Indutor resultante da soma dos indutores L_{b1} e L_{b2}	H
P_1	Potência na entrada do retificador híbrido na fase 1	W
P_{1a}	Potência na entrada do retificador A na fase 1	W
P_{1b}	Potência na entrada do retificador B na fase 1	W
P_o	Potência de saída do retificador híbrido	W
P_{oa}	Potência de saída do retificador A	W
P_{ob}	Potência de saída do retificador B	W
P_C	Potência comutada	W
P_{Co}	Perdas no capacitor de saída	W
P_{Req}	Perdas nos resistores de equilíbrio	W
P_{Sb}, P_{S1}	Perdas nos interruptores IGBTs	W
P_{Db1}, P_{Db2}	Perdas nos diodos Boost	W
P_{D1}	Perdas nos diodos em antiparalelo	W
P_{Dr}	Perdas nos diodos retificadores	W
P_{mod}	Perdas no módulo	W
P_{Cond}	Perdas em condução	W
P_{Com}	Perdas na comutação	W
P_t	Perdas totais nos semicondutores	W
p_1	Potência instantânea na entrada do retificador híbrido na fase 1	W
p_{1a}	Potência instantânea na entrada do retificador A na fase 1	W
p_{1b}	Potência instantânea na entrada do retificador B na fase 1	W
Q_{RR}	Energia de recuperação reversa	C
R_o	Resistor de carga	Ω
R_{eq}	Resistor de equilíbrio	Ω
R_p	Resistor de partida	Ω
R_T	Resistência em condução do diodo em antiparalelo	Ω
R_{CEmax}	Resistência em condução do interruptor IGBT	Ω
R_{se}	Resistência série equivalente do capacitor	Ω
R_{thda}	Resistência térmica entre dissipador e ambiente	$^{\circ}C/W$
R_{thcd}	Resistência térmica entre encapsulamento e dissipador	$^{\circ}C/W$
R_{thjc}	Resistência térmica entre junção e encapsulamento	$^{\circ}C/W$
s	Variável complexa, plano s	
S_1	Módulo da potência aparente na entrada do retificador híbrido (fase 1)	VA
S_{1a}	Módulo da potência aparente na entrada do retificador A (fase 1)	VA

	1)	
S_{1b}	Módulo da potência aparente na entrada do retificador B (fase 1)	VA
$S_b(t)$	Função de comutação para o retificador A	
$S_1(t), S_2(t), S_3(t)$	Funções de comutação para o retificador B	
t	Tempo	s
t_{ht}	<i>Hold-up time</i>	s
T_s	Período de comutação	s
T_a	Temperatura ambiente	°C
T_j	Temperatura de junção	°C
T_c	Temperatura do encapsulamento	°C
T_d	Temperatura do dissipador	°C
U_s	Fator de utilização dos interruptores controlados	
V	Tensão sobre o componente	V
V_p	Valor de pico da tensão na entrada do retificador híbrido	V
V_{ef}	Valor eficaz da tensão na entrada do retificador híbrido	V
V_o	Valor médio da tensão de saída	V
V_1, V_2	Tensão na entrada do retificador híbrido no ponto de operação	V
V_{Ref}	Tensão de saída de referência	V
$V_{1Ref}, V_{2Ref}, V_{3Ref}$	Tensões senoidais de referência	V
V_{CCRef}	Tensão contínua de referência	V
V_{ff}	Tensão da malha de <i>feedforward</i>	V
V_{CE}	Máxima tensão coletor-emissor	V
V_{CESat}	Tensão de saturação	V
V_{T0}	Queda de tensão direta	V
v_1, v_2, v_3	Tensões instantâneas na entrada do retificador híbrido	V
$v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}, v_{cb}$	Tensões instantâneas do retificador no circuito equivalente	V
v_{Lb1}, v_{Lb2}	Tensões instantâneas nos indutores Lb1 e Lb2	V
$v_{Lf1}, v_{Lf2}, v_{Lf3}$	Tensões instantâneas nos indutores Lf1, Lf2 e Lf3	V
v_o	Tensão instantânea na saída do retificador híbrido	V
v_{Co}	Tensão instantânea no capacitor de saída	V
$\langle i_{1,2,3}(t) \rangle_{T_s}$	Correntes médias instantâneas na entrada do retificador híbrido	A
$\langle i_{1b,2b,3b}(t) \rangle_{T_s}$	Correntes médias instantâneas na entrada do retificador B	A
$\langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s}$	Corrente média instantânea na entrada do retificador A	A
$\langle i_{c1,c2,c3}(t) \rangle_{T_s}$	Correntes médias instantâneas do retificador A	A
$\langle i_{cb}(t) \rangle_{T_s}$	Corrente média instantânea do retificador B	A
$\langle i_o(t) \rangle_{T_s}$	Corrente média instantânea na saída do retificador híbrido	A
$\langle p_1(t) \rangle_{T_s}$	Potência média instantânea de entrada na fase 1	W
$\langle p_C(t) \rangle_{T_s}$	Potência média instantânea no capacitor de saída	W
$\langle p_R(t) \rangle_{T_s}$	Potência média instantânea no resistor de carga	W
$\langle v_{1,2,3}(t) \rangle_{T_s}$	Tensões médias instantâneas na entrada do retificador híbrido	V
$\langle v_{c1,c2,c3}(t) \rangle_{T_s}$	Tensões médias instantâneas do retificador B	V
$\langle v_{cb}(t) \rangle_{T_s}$	Tensões médias instantâneas do retificador A	V

$\langle v_o(t) \rangle_{T_s}$	Tensão média instantânea de saída	V
\hat{d}_1	Perturbação da razão cíclica d_1	
\hat{d}_b	Perturbação da razão cíclica d_b	
\hat{i}_1	Perturbação na corrente de entrada do retificador híbrido (fase 1)	A
\hat{i}_{1a}	Perturbação na corrente do indutor Boost	A
\hat{v}_o	Perturbação na tensão de saída do retificador híbrido	V

Acrônimos e abreviaturas

Símbolo	Significado
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FTLA	Função de transferência de laço aberto
GTO	<i>Gate Turn-off Thyristor</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IGCT	<i>Insulated Gate Commutated Thyristor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MCA	Motor(es) de corrente alternada
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor Field-effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral-point Clamped</i>
PCC	Ponto de conexão comum
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
RC	Resistivo-capacitivo
RFI	<i>Radio-frequency Interference</i>
RLC	Resistivo-indutivo-capacitivo
SEPIC	<i>Single-ended Primary Inductance Converter</i>
TDHi	Taxa de distorção harmônica da corrente
TDHv	Taxa de distorção harmônica da tensão
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
UPS	<i>Uninterruptable power supply</i>

Símbolos usados nos diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C, Co	Capacitor
U	Circuito integrado
D, Dr, Db	Diodo
v	Fonte de tensão alternada
L, Lb, Lf	Indutor
S, Sb, M	Interruptor controlado
P	Potenciômetro
R, Rb, Ro	Resistor
T, Tr, Tx	Transformador

Símbolos de unidades de grandezas físicas (SI)

Símbolo	Significado
Ω	ohm
A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
J	joule
s	segundo
V	volt
W	watt

Sub-índices empregados

Símbolo	Significado
ef	Valor eficaz da grandeza
med	Valor médio da grandeza
pk	Valor de pico da grandeza
Ts	Referente ao período de comutação
mod	Referente ao módulo de semicondutor(es)
Cond	Referente ao termo condução
Com	Referente ao termo comutação

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 – Contextualização e Estado da Arte

Uma vez que a energia elétrica disponível na rede elétrica de distribuição é em corrente alternada (CA), todo equipamento ou processo que necessite de energia em corrente contínua (CC), precisa ser alimentado por um retificador (ou conversor CA-CC).

A crescente utilização de energia elétrica em corrente contínua, demandada por equipamentos e processos industriais, tem promovido a utilização de retificadores trifásicos nos mais variados setores industriais, tais como: maquinário industrial, aeroespacial, naval, mineração, químico, petrolífero, entre outros (Wu, 2006).

Requisitos e normatizações são colocados como ponto de partida para o projeto de um retificador trifásico (Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL, 2007; IEEE Industry Application Society, 1993; International Electrotechnical Commission, 1998; Wu, 2006). Tais requisitos visam garantir a competitividade do produto assim como a adequação às restrições de normatizações internacionais. Merecem destaque:

- Correção do fator de potência: o retificador deve apresentar elevado fator de potência, tipicamente maior que 0,9. Dessa maneira, garante-se adequação aos conceitos de Qualidade de Energia ao sistema que alimenta o retificador;
- Controle da tensão de saída: garante a correta alimentação da carga para diferentes tensões de entrada, o que torna o retificador versátil;
- Baixos peso e volume: está ligado à redução dos custos de produção, transporte e instalação do retificador;
- Alto rendimento: também está relacionado com os custos do projeto. Além destes, garante-se adequação aos conceitos de Eficiência Energética e uso racional da energia elétrica;
- Robustez: relaciona-se com os custos de manutenção e requisitos de segurança;
- Geração de Interferência Eletromagnética (EMI) e Radiofrequência (RFI): o retificador deve apresentar baixa emissão de EMI e RFI, garantindo adequação aos limites de emissão irradiada e emissão conduzida.

Atualmente, duas classes de retificadores trifásicos são empregadas em aplicações industriais: os retificadores trifásicos comutados pela rede e os retificadores trifásicos autocomutados (Kolar, 1999; Omedi, 1996; Rastogi, 1994; Rodríguez, 2005; Siebert, 2002; Singh, 2004). Os retificadores comutados pela rede também são conhecidos com retificadores a diodos ou a tiristores enquanto que os retificadores autocomutados são conhecidos como retificadores modulados por largura de pulso ou, do termo em inglês, retificadores PWM.

Os retificadores trifásicos PWM apresentam como vantagens, quando comparados com os retificadores a diodos, diminuição do volume e peso devido à operação em alta frequência; controle da tensão contínua de saída e principalmente, correntes de entrada praticamente senoidais, contribuindo, dessa forma, para a qualidade de energia dos sistemas alimentadores.

Entretanto, pelo menos um dos seguintes aspectos limitam a construção dos retificadores trifásicos PWM nas aplicações com potências mais elevadas (superiores a 50 kW), a saber: limites físicos de processamento de corrente e/ou tensão dos semicondutores de potência; limites construtivos, relacionados a problemas térmicos e mecânicos e ainda custos.

A revisão bibliográfica aponta dois caminhos para a solução dos limites operacionais dos retificadores trifásicos PWM processando potências elevadas: a utilização de dois ou mais retificadores trifásicos PWM em paralelo (Baumann, 2007; Miller, 2007; Pan, 2007; Rabkowski, 2004; Xing, 1998; Ye, 2001) e a utilização de retificadores trifásicos com conexões especiais, que também são denominados de retificadores trifásicos híbridos (Alves, 2005; De Freitas, 2004; De Freitas, 2005; De Freitas, 2006; De Freitas, 2007; Illa Font, 2005; Illa Font, 2006; Manjrekar, 2000; Mino, 2004; Sato, 2002).

Quanto à conexão de retificadores trifásicos PWM em paralelo, a literatura apresenta tanto retificadores do tipo Buck (Baumann, 2007; Rabkowski, 2004; Ye, 2001) quanto retificadores do tipo Boost (Pan, 2007; Xing, 1998), sendo que sempre se conectam em paralelo retificadores de mesma topologia e com igual distribuição de potência processada entre os módulos retificadores.

Os retificadores trifásicos PWM conectados em paralelo apresentam as seguintes vantagens:

- capacidade de alimentar cargas que demandem potências elevadas;
- fator de potência unitário, contribuindo para a qualidade de energia;

- redundância, pois em caso de falha de um retificador, parte da carga ainda pode ser alimentada por outro retificador;
- redução do volume dos filtros de entrada e de saída;
- o paralelismo favorece a concepção de projetos modulares, possibilitando a produção em série, reconfiguração e flexibilidade;
- melhores respostas dinâmicas;
- melhor robustez.

Como desvantagens, pode-se citar:

- desequilíbrios de potência entre os módulos retificadores, causando problemas térmicos que levam à diminuição do rendimento e potencial destruição de um módulo;
- aparecimento de correntes que circulam entre os módulos retificadores (correntes circulantes), causando distorções nas correntes de entrada e também problemas térmicos;
- aumento do número dos circuitos de comando (*gate drivers*).

Atualmente, duas técnicas são aplicadas para evitar os problemas de desequilíbrios de potência e das correntes circulantes: isolamento galvânica em baixa frequência (Baumann, 2007) e técnicas de controle vetorial e de modulação vetorial (Baumann, 2007; Pan, 2007; Rabkowski, 2004; Ye, 2001).

A isolamento galvânica utilizando transformadores de baixa frequência na entrada de cada módulo retificador torna o retificador pesado, volumoso e caro, nas aplicações em potências elevadas.

As soluções baseadas nas técnicas de controle vetorial e de modulação vetorial têm apresentado resultados interessantes (Baumann, 2007; Ye, 2001), embora sejam recentes na literatura e ainda necessitem de maiores estudos para a sua consolidação.

Quanto ao emprego de retificadores trifásicos híbridos, pesquisas recentes têm demonstrado sua viabilidade para aplicações industriais (Alves, 2005; De Freitas, 2004; De Freitas 2007; Illa Font, 2006; Manjrekar, 2000).

Pelo fato de também serem uma conexão paralela de retificadores, o nicho de aplicação dos retificadores híbridos é em altas potências. Diferentemente dos retificadores PWM em paralelo, estes retificadores são concebidos pela conexão em paralelo de topologias distintas e a distribuição de potência processada em cada módulo retificador pode ser realizada de forma diferenciada, ou seja, os módulos processam parcelas

diferentes de potência, dependendo das características de cada módulo retificador e das características que se deseja alcançar.

Os retificadores trifásicos híbridos apresentam as seguintes vantagens:

- capacidade de alimentar cargas que demandem potências elevadas;
- fator de potência elevado, contribuindo para a Qualidade de Energia;
- redundância, pois em caso de falha de um retificador, parte da carga ainda pode ser alimentada por outro retificador;
- redução do volume dos filtros de entrada e de saída;
- melhora do rendimento do processo de conversão, contribuindo para melhorar a Eficiência Energética;
- melhores respostas dinâmicas;
- maior robustez.

Como desvantagens, pode-se citar:

- nem sempre é possível o controle da tensão de saída do retificador;
- maior complexidade.

1.2 – Proposta da Tese

Nas aplicações de retificadores trifásicos onde se necessita fluxo de potência bidirecional, como no caso de acionamento regenerativo de motores de indução, tradicionalmente se emprega o retificador trifásico PWM Boost dois níveis bidirecional (Barnes, 2003).

O retificador trifásico PWM Boost bidirecional utiliza seis interruptores controlados (IGBTs, por exemplo) e possui como principais características a bidirecionalidade do fluxo de potência, o controle da tensão de saída e correntes de entrada senoidais.

Nas aplicações com elevada potência, emprega-se a associação em paralelo de dois ou mais retificadores trifásicos PWM Boost bidirecionais. No caso da utilização de dois retificadores em paralelo, utilizam-se doze interruptores controlados.

A proposta desta tese é a de apresentar e analisar dois novos retificadores trifásicos bidirecionais que possibilitem a redução do número de interruptores controlados, mantendo as características positivas da associação de retificadores PWM Boost bidirecionais em paralelo.

Neste trabalho serão apresentadas duas estruturas de retificadores trifásicos híbridos bidirecionais. Estes retificadores são apresentados nas Fig. 1.1 e Fig. 1.2. O primeiro retificador será denominado de Retificador Trifásico Híbrido Bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost enquanto o segundo retificador será denominado de Retificador Trifásico Híbrido Bidirecional empregando transformador (ou autotransformador).

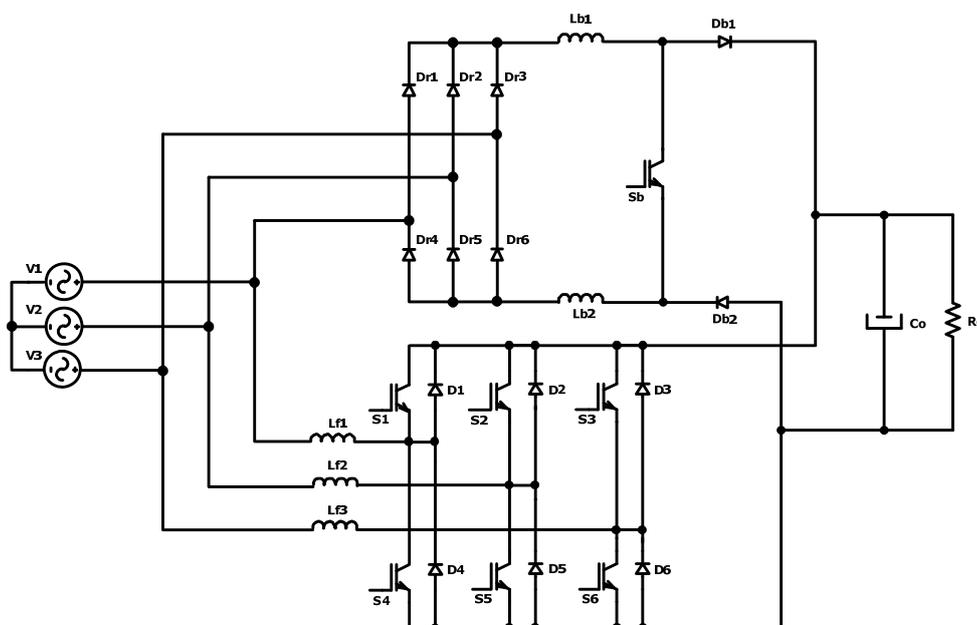


Fig. 1.1 – Retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost.

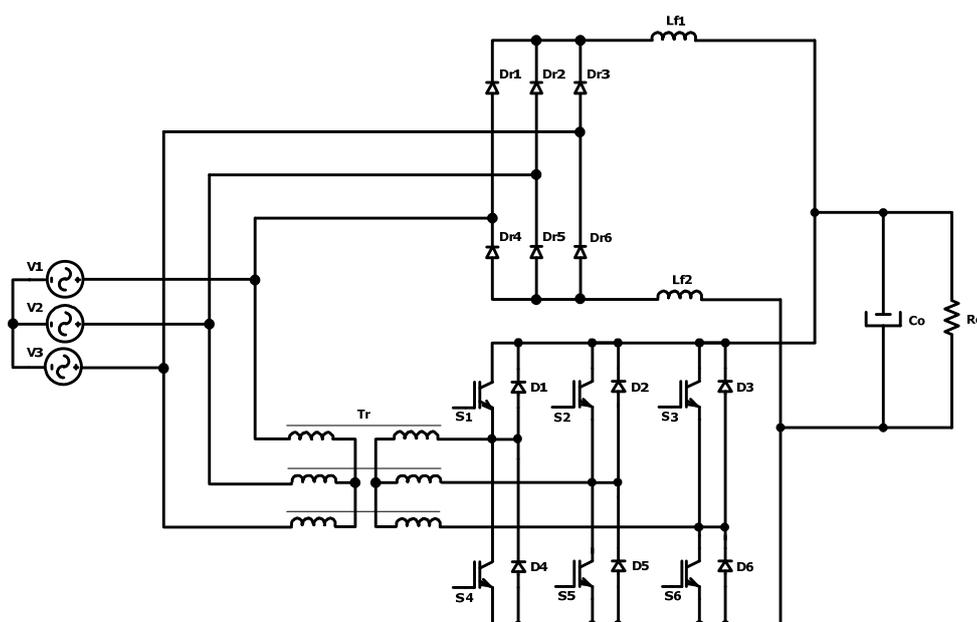


Fig. 1.2 – Retificador trifásico híbrido bidirecional empregando transformador (ou autotransformador).

Por possibilitar o controle da tensão de saída e a operação em alta frequência dos indutores, o retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost foi escolhido para a análise e implementação prática.

1.3 – Objetivos e Metodologia Empregada

O presente trabalho tem como objetivo geral o estudo de uma nova topologia de retificador trifásico híbrido bidirecional com elevado fator de potência e controle da tensão de saída.

Embora já existam publicações relacionadas com o tema, este trabalho tem como objetivo secundário a formalização dos conceitos sobre retificadores trifásicos híbridos.

A metodologia a ser empregada para a realização do trabalho é apresentada a seguir:

- Revisão bibliográfica: pesquisa de publicações pertinentes ao tema em anais de congressos nacionais e internacionais, em jornais e revistas especializados, em bases científicas de dados e em sítios da internet;
- Análise teórica qualitativa: análise do princípio de operação e das características de entrada e de saída;
- Análise teórica quantitativa: análise e obtenção das equações para o projeto e dimensionamento físico da estrutura;
- Estudo teórico dos aspectos relacionados ao controle do retificador híbrido: determinação das estratégias de controle para este retificador, assim como a obtenção das equações dinâmicas que descrevem o comportamento das variáveis a serem controladas;
- Estudo teórico dos aspectos relacionados à modulação do retificador trifásico híbrido: verificação de quais técnicas de modulação podem ser utilizadas nestes retificadores, assim como propor técnicas de modulação específicas para este retificador;
- Verificação dos estudos teóricos via simulação numérica: verificação da operação do retificador nas condições estudadas na análise teórica;
- Projeto físico do circuito de potência e do circuito de controle do retificador: dimensionamento dos componentes do retificador a partir do conhecimento das tecnologias existentes no mercado;

- Verificação dos estudos teóricos via implementação prática: comprovação dos estudos teóricos acerca da operação do retificador híbrido;
- Conclusões sobre os resultados obtidos: discussões sobre os resultados obtidos, sobre as imprecisões encontradas na análise e apresentação dos futuros caminhos a serem seguidos para a continuidade do trabalho;
- Divulgação dos resultados do trabalho: submissão e apresentação de artigos técnicos em congressos e periódicos nacionais e internacionais, seminários e defesa pública.

1.4 – Organização da Tese

No Capítulo II apresentam-se os retificadores trifásicos híbridos encontrados na revisão bibliográfica. São descritas as características e as aplicações das topologias existentes na literatura. O conceito de retificadores híbridos e uma comparação das estruturas apresentadas neste trabalho também fazem parte deste capítulo.

O Capítulo III apresenta um estudo qualitativo do retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost. São apresentados o princípio de operação do retificador e uma análise que permite identificar os modos de operação do retificador que propiciam melhor desempenho à estrutura.

O Capítulo IV apresenta o equacionamento para o projeto físico da estrutura do Capítulo III. Para os elementos passivos do retificador são apresentadas as equações de projeto e as expressões mais relevantes para o seu dimensionamento. Para os elementos semicondutores do retificador são apresentadas as expressões que descrevem os valores de tensão e de corrente para uma dada especificação de projeto.

No Capítulo V apresenta-se a modelagem do retificador, com a obtenção das equações dinâmicas que descrevem o comportamento das variáveis a serem controladas. A estratégia de controle também é apresentada.

No Capítulo VI é apresentado o estudo sobre o fluxo de potência bidirecional no retificador trifásico híbrido. Uma revisão bibliográfica sobre os principais conversores utilizados nesta aplicação e resultados de simulação numérica completam este capítulo.

No Capítulo VII apresenta-se o projeto e dimensionamento físico da estrutura de potência e dos circuitos de controle, comando e proteção. Também são apresentados neste capítulo a descrição do protótipo implementado e os resultados experimentais.

As conclusões gerais do trabalho são apresentadas no Capítulo VIII. As possíveis contribuições e a continuidade do trabalho são discutidas.

No Anexo A apresenta-se o equacionamento para o projeto do retificador trifásico PWM Boost dois níveis bidirecional. No Anexo B são apresentados os arquivos utilizados nas simulações numéricas. Os esquemas elétricos são apresentados no Anexo C. Uma lista de componentes é apresentada no Anexo D.

CAPÍTULO II

RETIFICADORES TRIFÁSICOS HÍBRIDOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

2.1 – Introdução

Tradicionalmente, os retificadores trifásicos são classificados em retificadores comutados pela rede e retificadores autocomutados.

Os retificadores trifásicos comutados pela rede utilizam como interruptores de potência os diodos e os tiristores. Estes retificadores são também denominados de retificadores passivos pelo fato de não permitirem o controle ativo das correntes de entrada.

Os retificadores trifásicos autocomutados empregam uma modulação para impor correntes de entrada com um formato desejado, ou seja, estes retificadores permitem o controle ativo das correntes de entrada. Estes retificadores são também conhecidos como retificadores ativos ou ainda, retificadores PWM. Os interruptores de potência utilizados nestes retificadores são controlados tanto na entrada em condução como no bloqueio, tais como os interruptores IGBTs, MOSFETs, GTOs, IGCTs, entre outros.

O presente capítulo apresentará as definições e as características mais importantes desta terceira classificação dada aos retificadores trifásicos: retificadores trifásicos híbridos.

A revisão bibliográfica sobre retificadores trifásicos híbridos também é apresentada e os principais conceitos sobre estes retificadores são explorados. Pelo reduzido número de publicações, constata-se que este tema oferece grande oportunidade de pesquisa e futuras aplicações.

Ainda apresenta-se uma discussão sobre as técnicas de correção do fator de potência em sistemas trifásicos. A correção do fator de potência é obtida ou pela utilização de filtros (corretiva) ou pela utilização de retificadores com elevado fator de potência (preventiva).

2.2 – Correção do Fator de Potência em Sistemas Trifásicos

Os sistemas de alimentação trifásicos são empregados sempre que se deseja o processamento de médias e de altas potências, uma vez que se pode dividir por três a potência total em cada fase do sistema.

Uma instalação ou um sistema que apresente baixo fator de potência causa inúmeros problemas ao sistema de alimentação de energia elétrica e também aos demais equipamentos e sistemas interconectados na sua vizinhança.

No que concerne aos sistemas de alimentação, os principais inconvenientes do baixo fator de potência são (IEEE Task Force on the Effects of Harmonics on Equipment, 2003):

- aumento das perdas no cobre e no ferro em transformadores de distribuição, com o conseqüente aumento da temperatura, redução da vida útil e subutilização do transformador;

- aumento das perdas no cobre em linhas de transmissão, causando sobreaquecimento e redução da capacidade de transmissão de energia.

O baixo fator de potência, originado pelo elevado conteúdo harmônico das tensões e das correntes, pode causar diminuição do desempenho e falhas de operação em equipamentos, tais como:

- em motores elétricos: aumento da temperatura, redução da vida útil, diminuição do rendimento e aumento do ruído audível;

- em conversores estáticos: falhas nos circuitos de comutação, falha nos circuitos de sincronismo e de modo geral, diminuição do desempenho (rendimento, correção do fator de potência, etc);

- em equipamentos de medição: erros de medição;

- em equipamentos de comunicação: ruído e mau funcionamento;

- em equipamentos de controle de processos industriais: erros em processos temporizados e anomalia de operação de atuadores;

- em servidores e centros de dados: perda de dados.

Nas instalações comerciais, tais como lojas de departamentos, prédios comerciais, centros executivos, centros de compras e hospitais, as principais fontes geradoras de harmônicas são dominadas pela progressiva utilização de iluminação fluorescente e

reatores eletrônicos, computadores, acionamento elétrico de ventiladores, condicionadores de ar e elevadores.

Nas instalações industriais, como em indústrias de mineração, indústrias químicas, indústrias de maquinário industrial, indústrias têxtil, entre outras, as distorções harmônicas são oriundas da utilização de conversores estáticos no acionamento de máquinas, UPS, equipamentos de solda à arco, equipamentos de eletrolisação, etc.

No âmbito nacional, a única normatização referente a fator de potência é encontrada no Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, publicada pela ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica, com data de 2 de julho de 2007 (Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL, 2007). Esta norma apresenta o valor mínimo permitido de 0,92 para o fator de potência no ponto de conexão de uma unidade consumidora. Com relação aos harmônicos, a norma exige limites somente para os harmônicos de tensão.

As normas que mais se destacam na literatura são as normas internacionais IEC61000-3-2, IEC61000-3-4 e IEEE519 (IEEE Industry Application Society, 1993; International Electrotechnical Commission, 1998).

As normas IEC61000-3-2 e IEC61000-3-4, de origem européia, tratam mais especificamente do limite do conteúdo harmônico das correntes de entrada em equipamentos eletrônicos. A norma IEC61000-3-2 é aplicada aos equipamentos que apresentam correntes de entrada menores que 16 A eficazes por fase enquanto a norma IEC61000-3-4 se aplica aos equipamentos que apresentam correntes de entrada superiores a 16 A eficazes por fase.

A norma IEEE519, de origem americana, limita o conteúdo harmônico das correntes em um determinado ponto de uma instalação elétrica, o ponto de conexão comum (PCC).

Dentre as técnicas utilizadas para a redução do conteúdo harmônico e, conseqüentemente, para a correção do fator de potência, podem-se identificar duas vertentes de solução do problema: as técnicas de redução do conteúdo harmônico aplicadas nas instalações elétricas e as técnicas de redução do conteúdo harmônico aplicadas nos equipamentos eletrônicos, diretamente.

O primeiro grupo é composto pelas técnicas de redução de harmônicas aplicadas em instalações elétricas e equipamentos elétricos já instalados ou ainda, em operação. Estes métodos estão baseados na utilização de filtros para a redução do conteúdo

harmônico e são conectados entre a rede elétrica e a instalação elétrica, tanto na conexão série quanto paralela.

Os filtros podem ser subdivididos em passivos, ativos e híbridos. Como exemplos, podem-se citar os filtros passivos RLC e os filtros ativos série ou paralelo. Os filtros híbridos são compostos pela associação de um filtro ativo e de um filtro passivo.

A subdivisão dos filtros é estabelecida em função da tecnologia dos componentes que compõem o filtro, ou seja, os filtros passivos são assim denominados porque são compostos por componentes passivos, tais como os resistores, capacitores e indutores. Analogamente, os filtros ativos recebem esta denominação, pois, além de serem compostos por componentes passivos, são compostos por componentes ativos (interruptores semicondutores controlados e não controlados).

O segundo grupo é composto pelas técnicas de redução de harmônicas diretamente aplicadas em equipamentos eletrônicos. Os representantes deste grupo são os retificadores com elevado fator de potência, já que estes são indispensáveis como estágio de entrada de qualquer equipamento eletrônico.

Na literatura encontram-se, geralmente, apenas duas subdivisões para os retificadores: retificadores comutados pela rede (do inglês, *Line-commutated Rectifiers*) e retificadores autocomutados (do inglês, *Self-commutated Rectifiers*) (Kolar, 1999; Rastogi, 1994; Siebert, 2002; Singh, 2004).

Os retificadores trifásicos comutados pela rede utilizam como interruptores de potência os diodos e os tiristores. Estes retificadores são também denominados de retificadores passivos pelo fato de não permitirem o controle ativo das correntes de entrada.

Os retificadores trifásicos autocomutados empregam uma modulação para impor correntes de entrada com um formato desejado, ou seja, estes retificadores permitem o controle ativo das correntes de entrada. Estes retificadores são também conhecidos como retificadores ativos ou ainda, retificadores PWM. Os interruptores de potência utilizados nestes retificadores são controlados tanto na entrada em condução como no bloqueio, tais como os interruptores IGBTs, MOSFETs, GTOs, IGCTs, entre outros.

Nos retificadores, a subclassificação é realizada em função da possibilidade de se impor correntes de entrada com um formato desejado. Neste contexto, os termos passivo e ativo podem ser empregados, diferentemente do contexto utilizado para classificar os filtros e os componentes de circuito elétrico.

Entretanto, existe ainda uma terceira subclassificação para os retificadores trifásicos, denominada de retificadores trifásicos híbridos (Alves, 2005, De Freitas, 2004; De Freitas, 2007; Illa Font, 2006; Kolar, 1999; Manjrekar, 2000). Nas referências bibliográficas consultadas, esta classificação não aparece bem definida e por muitas vezes, apenas é mencionada como outra possível solução para a retificação trifásica.

Entende-se que, uma vez bem definida, a classe de retificadores híbridos é uma terceira subclassificação para os retificadores trifásicos. No decorrer do texto serão apresentados os principais conceitos sobre os retificadores híbridos, assim como as topologias encontradas na revisão bibliográfica. As topologias propostas neste trabalho também serão discutidas.

Dessa forma, pode-se então resumir as técnicas de redução de harmônicas conforme o diagrama apresentado na Fig. 2.1. Traçando-se um paralelo de comparação entre as técnicas de redução de harmônicas, observa-se que ambas as técnicas apresentam soluções híbridas. Em destaque, a classe dos Retificadores Trifásicos Híbridos, objeto de estudo deste trabalho.

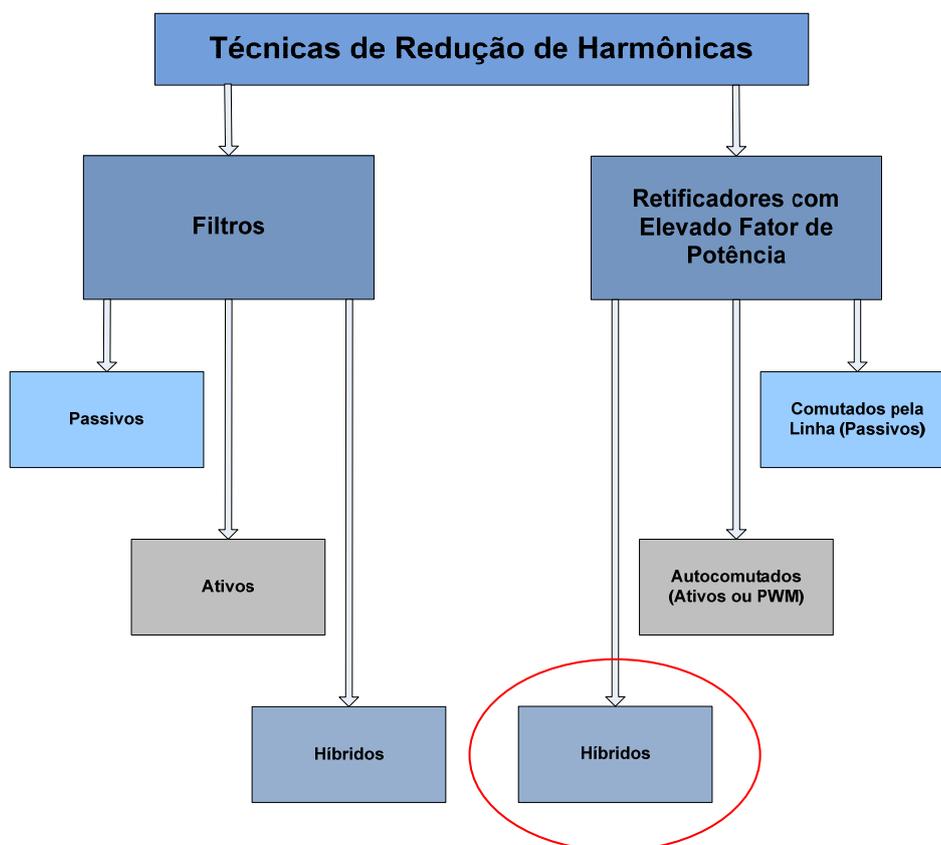


Fig. 2.1 – Técnicas de redução de harmônicas.

2.3 – Definições

O termo Híbrido é utilizado para designar a composição que resulta de elementos de natureza distinta. Considera-se híbrida a composição de dois elementos diversos reunidos para originar um terceiro elemento que pode ter as características dos dois primeiros reforçadas ou reduzidas (Wikipédia, 2006).

O emprego do adjetivo ou do substantivo masculino híbrido é bastante comum em outras áreas do conhecimento, enquanto que em Engenharia Elétrica/Eletrônica, seu emprego tem aparecido com mais contemporaneidade.

O termo híbrido aparece com destaque na área de Microeletrônica, mais precisamente na fabricação de circuitos integrados (Wikipédia, 2006). De acordo com o processo de fabricação, os circuitos integrados são classificados em monolíticos, de película delgada e híbridos.

Os circuitos integrados monolíticos incorporam diodos e transistores de elevada qualidade, mas resistores e capacitores de qualidade inferior. Por outro lado, no processo da fabricação de circuitos integrados de película delgada, os resistores e capacitores apresentam alta qualidade.

Assim, os processos monolíticos e de película delgada foram combinados para fabricar um circuito integrado híbrido. O híbrido resultante pode ter os diodos e transistores de elevada qualidade, formados pelo processo monolítico; e os resistores e capacitores também de alta qualidade, formados pelo processo de película delgada.

Nesse caso, reuniram-se duas tecnologias distintas de fabricação de circuitos integrados em uma terceira tecnologia, a híbrida. Como resultado, obteve-se um circuito integrado com as características mais interessantes de cada tecnologia.

O emprego do termo Híbrido em Eletrônica de Potência é mais consolidado quando se trata de conversores CC-CA (inversores) (Manjrekar, 2000; Rech, 2005; Rech, 2007). Nestes inversores, o termo híbrido é utilizado para designar a associação de módulos de inversores em ponte, onde cada módulo inversor em ponte utiliza uma determinada tecnologia de interruptor. Por exemplo, no artigo (Manjrekar, 2000), o inversor híbrido é concebido a partir da associação de um inversor em ponte com interruptores IGCTs e de um inversor em ponte com interruptores IGBTs.

O objetivo dos inversores híbridos é a alimentação senoidal de cargas com elevados níveis de potência. Quando comparados com os inversores PWM associados em paralelo,

os sistemas híbridos têm a finalidade de aumentar o rendimento, aumentar a robustez e diminuir os custos (Manjrekar, 2000).

A melhora de desempenho dos inversores híbridos é alcançada basicamente por duas características:

- a potência processada em cada módulo inversor é diferente. Ou seja, as maiores quantidades de potência são processadas pelos módulos que empregam semicondutores que comutam com frequências menores enquanto que as menores quantidades de potência são processadas pelos módulos que empregam semicondutores que podem operar com frequências mais elevadas;
- a tensão senoidal aplicada na carga é obtida pela soma das tensões geradas em cada módulo. Dessa forma, as tensões de cada módulo não precisam ser necessariamente senoidais, resultando em estratégias de modulação diferentes para cada módulo.

Como ponto de partida para a discussão dos retificadores trifásicos híbridos, enuncia-se a definição de retificadores trifásicos híbridos adotada neste trabalho.

Os retificadores trifásicos híbridos são retificadores obtidos a partir:

- da associação paralela de retificadores trifásicos a diodos (ou tiristores) e retificadores trifásicos PWM;
- da associação paralela de topologias distintas de retificadores trifásicos PWM;
- da associação paralela de mesma topologia de retificadores PWM, operando com diferentes níveis de potência e/ou frequências de comutação e/ou estratégias de modulação.

Na definição apresentada anteriormente, restringe-se a associação dos retificadores em paralelo. Com a conexão paralela pode-se dividir a potência ativa processada em cada retificador e ainda, a composição das correntes de entrada para obtenção de um formato senoidal é facilitada.

É importante deixar claro, então, o porquê de não designar estes retificadores simplesmente de retificadores associados em paralelo. Nos retificadores trifásicos PWM conectados em paralelo, as correntes de entrada de cada módulo retificador são senoidais. Além disso, os módulos retificadores operam com a mesma frequência de comutação e são dimensionados para os mesmos níveis de potência.

Nos retificadores trifásicos híbridos, podem-se ter módulos retificadores com frequências de operação distintas assim como com potências processadas distintas. Ainda,

as correntes senoidais de entrada são obtidas pela composição das correntes de entrada de cada módulo retificador, que independentemente, não precisam apresentar elevado fator de potência.

Por outro lado, do ponto de vista da saída, a conexão em paralelo provoca a diferença instantânea entre as tensões de saída de cada módulo retificador. Assim, nos retificadores híbridos, nem sempre é possível o controle da tensão de saída.

O nicho de aplicação dos retificadores híbridos é a aplicação em médias e altas potências.

As principais características que se deseja alcançar com estes retificadores são:

- ✓ Elevado fator de potência;
- ✓ Controle da tensão de saída;
- ✓ Aumento da confiabilidade;
- ✓ Aumento do rendimento;
- ✓ Diminuição de custos;
- ✓ Aumento da capacidade de processamento de energia com reduzido peso e volume.

2.4 – Revisão Bibliográfica

A revisão bibliográfica resultou no destaque de quatro trabalhos envolvendo retificadores híbridos, sendo que três destes trabalhos estudam os retificadores híbridos de forma isolada (De Freitas, 2004; De Freitas, 2005; De Freitas, 2006; De Freitas, 2007; Mino, 2004; Sato, 2002) e um deles trata dos retificadores híbridos dentro de sistemas retificador/inversor, empregados, por exemplo, no acionamento de máquinas elétricas (Manjrekar, 2000). Os trabalhos possuem datas de publicação recentes, de 2000 até o presente.

Na Fig. 2.2 apresenta-se a configuração de retificador trifásico híbrido, proposta em (De Freitas, 2004; De Freitas, 2006). O retificador é composto pela associação em paralelo do retificador trifásico a diodos com três retificadores monofásicos cascadeados por conversores CC-CC SEPIC.

Na entrada do retificador híbrido tem-se correntes muito similares as de um retificador a diodos com 12 pulsos e não correntes senoidais, contudo, o fator de potência pode ser considerado elevado.

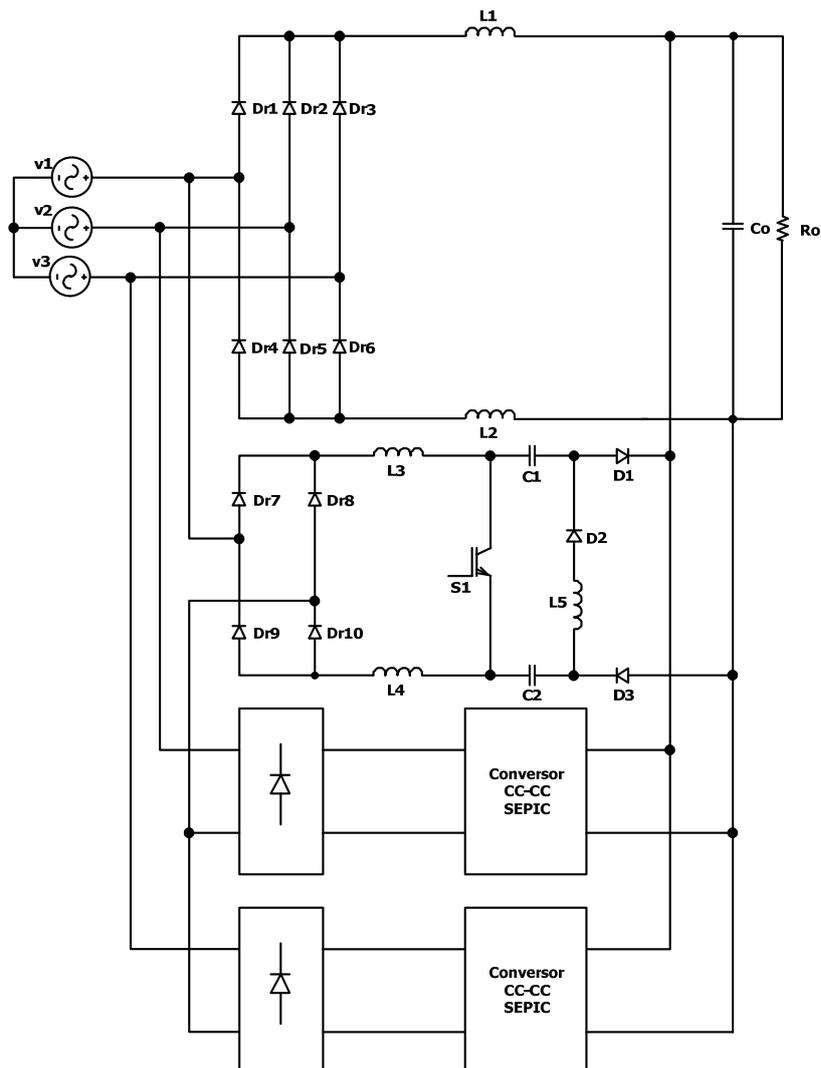


Fig. 2.2 – Retificador trifásico híbrido proposto em (De Freitas, 2004; De Freitas, 2006).

Embora, os autores não comentem a respeito do controle da tensão de saída, entende-se que isto não é possível, uma vez que a tensão de saída fica imposta pela ponte retificadora a diodos.

Neste artigo, comenta-se a possibilidade de substituir os conversores CC-CC SEPIC por conversores CC-CC Boost. Porém, devido à característica elevadora do conversor Boost, necessita-se empregar transformadores de baixa frequência nas entradas que alimentam os retificadores monofásicos. Em 2005 uma nova publicação dos mesmos autores apresentou os resultados experimentais desta variação topológica usando os conversores CC-CC Boost (De Freitas, 2005).

Em 2007, o retificador híbrido apresentado em (De Freitas, 2005), foi implementado com um novo sistema de controle que proporcionou que as correntes de entrada se tornassem senoidais (De Freitas, 2007).

O trabalho mais antigo encontrado na revisão bibliográfica que trata de conversores híbridos foi apresentado em 2000 (Manjrekar, 2000). Neste trabalho apresenta-se uma nova abordagem para o acionamento do motor de indução utilizando um sistema com retificadores e inversores híbridos. Na Fig. 2.3 apresenta-se, por simplicidade, o circuito elétrico de apenas uma fase deste sistema híbrido.

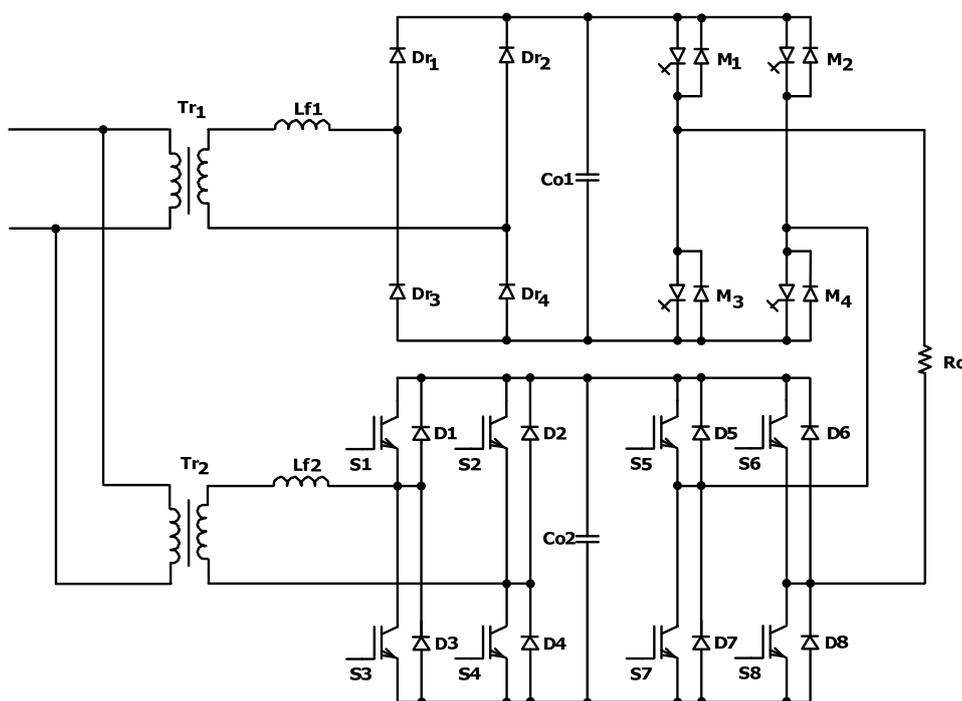


Fig. 2.3 – Conversores híbridos multiníveis apresentados em (Manjrekar, 2000).

O sistema retificador é composto pela associação do retificador a diodos e de um retificador PWM enquanto o sistema inversor é composto pela associação de um inversor a IGCT com modulação “quase-quadrada” e de um inversor PWM. Com este sistema é possível obter diferentes níveis de tensão, tanto no retificador quanto no inversor.

2.5 – Retificadores Trifásicos Híbridos Propostos

Neste trabalho propõem-se duas topologias de retificadores trifásicos híbridos, apresentadas nas Fig. 2.4 e Fig. 2.5.

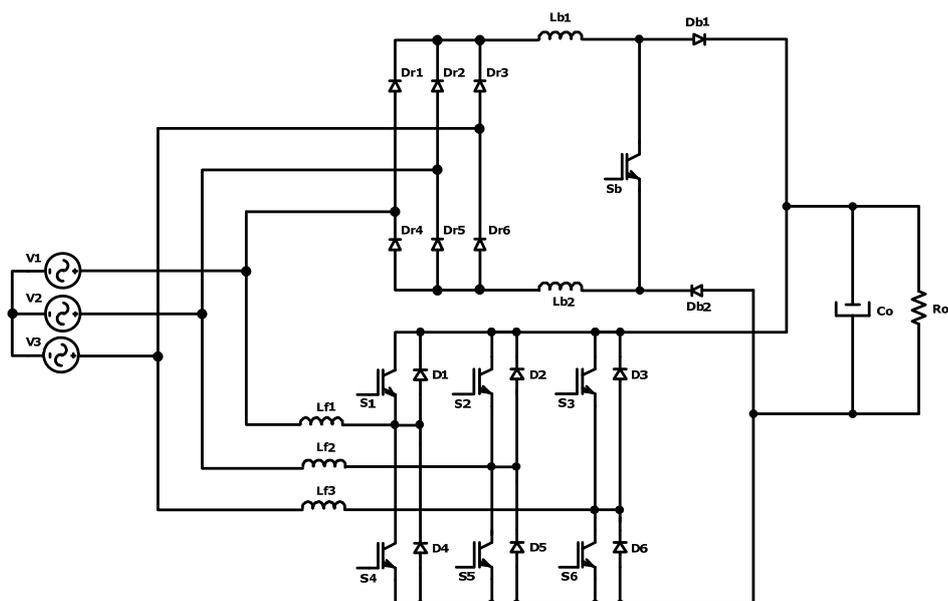


Fig. 2.4 – Retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost.

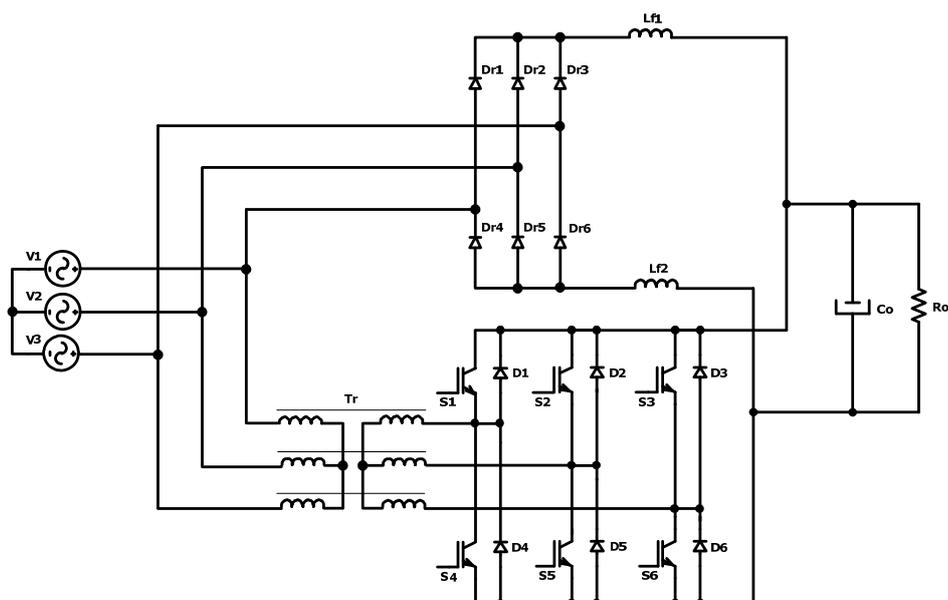


Fig. 2.5 – Retificador trifásico híbrido bidirecional empregando transformador (ou autotransformador).

O retificador híbrido apresentado na Fig. 2.4 é denominado retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost. Ele é gerado pela associação em paralelo do retificador trifásico em ponte de Graetz cascadeado pelo conversor CC-CC Boost com o retificador trifásico PWM Boost dois níveis bidirecional. Neste retificador todos os elementos indutivos são projetados para operar em alta frequência e é possível o controle da tensão de saída.

O retificador híbrido apresentado na Fig. 2.5 é denominado retificador trifásico híbrido bidirecional empregando transformador. Ele é gerado pela associação em paralelo do retificador trifásico em ponte de Graetz com o retificador trifásico PWM Boost bidirecional alimentado por um transformador abaixador. Neste retificador, o transformador deve ser projetado para operar em baixa frequência e não é possível o controle da tensão de saída. Como variação topológica deste retificador, pode-se empregar um autotransformador trifásico em substituição ao transformador.

A Tabela 2.1 apresenta uma comparação entre as duas topologias de retificadores trifásicos híbridos propostas.

Tabela 2.1 – Comparação entre os retificadores trifásicos híbridos propostos.

	Retificador Trifásico Híbrido empregando o Conversor CC-CC Boost	Retificador Trifásico Híbrido empregando Transformador
Correção do Fator de Potência	Sim	Sim
Controle da Tensão de Saída	Sim	Não
Diodos Operando em Baixa Frequência	6	6
Diodos Operando em Alta Frequência	8	6
Interruptores Controlados	7	6
Indutores Operando em Baixa Frequência	0	2
Indutores Operando em Alta Frequência	5	3
Transformador	0	1
Capacitor de Saída	1	1

No decorrer do trabalho explorar-se-á a topologia que emprega o conversor CC-CC Boost. São atrativos nessa topologia a operação em alta frequência dos indutores e a possibilidade de controle da tensão de saída.

2.6 – Conclusão

Neste capítulo apresentou-se uma revisão sobre as técnicas de correção do fator de potência em sistemas trifásicos, assim como uma análise das principais normas que tratam do assunto. Observa-se que a abordagem da norma IEEE519 está mais indicada para a correção do fator de potência em instalações elétricas, através da utilização de filtros. Por outro lado, as normas IEC61000-3-2 e IEC/61000-3-4 estão mais indicadas para a correção do fator de potência diretamente nos equipamentos eletrônicos, através da utilização de retificadores com elevado fator de potência.

Os conceitos básicos sobre os retificadores híbridos também foram apresentados, assim como a revisão bibliográfica sobre o tema. Entende-se que este novo enfoque na concepção de retificadores possui grande possibilidade de aplicação, quando se deseja melhorar a robustez, melhorar o rendimento e diminuir custos, mantendo-se a característica de elevado fator de potência.

Duas novas topologias de retificadores trifásicos híbridos foram propostas, sendo que a topologia empregando o conversor CC-CC Boost foi escolhida para ser estudada mais detalhadamente e para a implementação prática.

CAPÍTULO III

RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO BIDIRECIONAL EMPREGANDO O CONVERSOR CC-CC BOOST: ANÁLISE QUALITATIVA

3.1 – Introdução

Neste capítulo apresenta-se a análise qualitativa do retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost. O retificador apresentado é originado pela associação em paralelo do retificador trifásico em ponte de Graetz a diodos cascateado pelo conversor CC-CC Boost e do retificador trifásico PWM Boost bidirecional.

Inicialmente, o princípio de operação do retificador é apresentado. Deste, constata-se que o retificador apresenta vários modos de operação, sendo que cada modo de operação é caracterizado pela distribuição de potência processada pelos componentes do retificador trifásico híbrido.

Uma análise sobre o processamento da energia no retificador trifásico híbrido bidirecional é apresentada, com o intuito de identificar os modos de operação que propiciam melhor desempenho ao retificador.

Por fim, resultados de simulação numérica são apresentados para verificar o princípio de operação do retificador, assim como as faixas de operação onde o retificador apresenta o melhor desempenho.

3.2 – Princípio de Operação

O princípio de operação do retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost pode ser entendido através da análise das correntes de entrada e das correntes de saída dos retificadores trifásicos em ponte de Graetz a diodos cascateado pelo conversor CC-CC Boost e PWM Boost bidirecional.

Por simplicidade, o retificador trifásico a diodos seguido do conversor CC-CC Boost será denominado de retificador A. Da mesma forma, o retificador trifásico PWM Boost bidirecional será denominado de retificador B

As correntes de entrada $i_{1,2,3}(t)$, indicadas na Fig. 3.1, são resultantes da soma das correntes $i_{1a,2a,3a}(t)$ e das correntes $i_{1b,2b,3b}(t)$, respectivamente. Analogamente, do ponto de vista da saída, a corrente de saída $i_o(t)$ é composta pela soma das correntes $i_{oa}(t)$ e $i_{ob}(t)$.

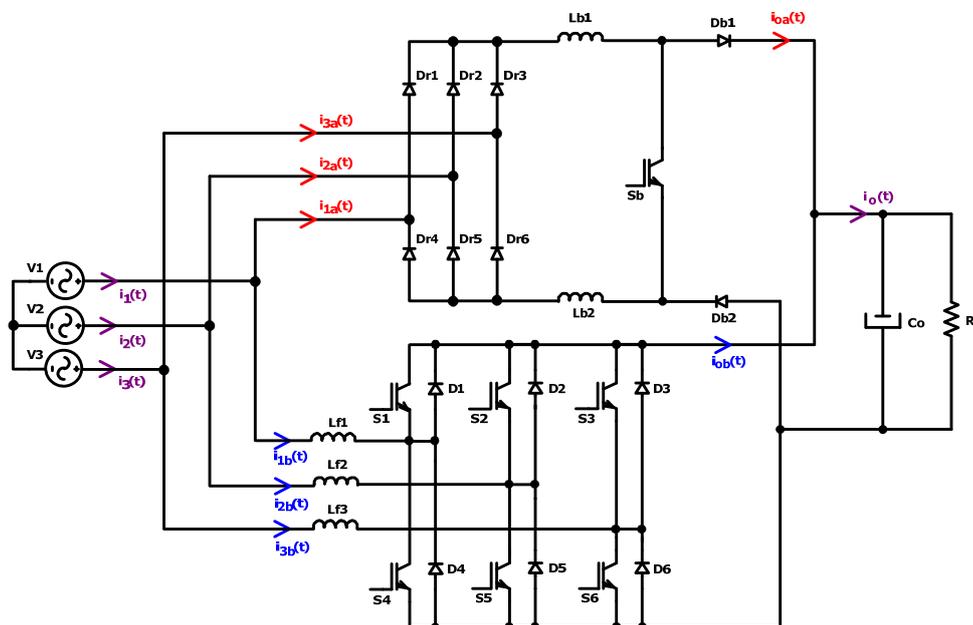


Fig. 3.1 – Princípio de operação do retificador.

Com o objetivo de obter-se fator de potência unitário na entrada do retificador, a corrente de entrada $i_1(t)$, assim como as demais correntes de entrada, deve apresentar formato senoidal e estar em fase com a respectiva tensão de entrada. Assim, deve-se controlar o retificador para que a soma das correntes $i_{1a}(t)$ e $i_{1b}(t)$ gerem uma corrente de entrada com as características desejadas.

Operando o conversor CC-CC Boost no Modo de Condução Contínua, a forma de onda das correntes $i_{1a,2a,3a}(t)$ fica imposta pela ponte trifásica a diodos, podendo-se somente controlar a amplitude destas correntes. A Fig. 3.2 apresenta o formato típico desta corrente.

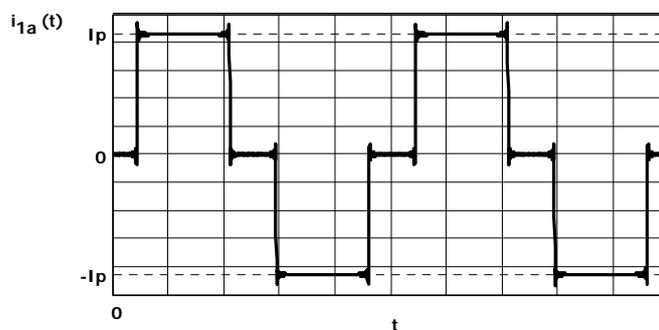


Fig. 3.2 – Forma de onda da corrente $i_{1a}(t)$.

Como consequência, as correntes $i_{1b,2b,3b}(t)$ devem ser controladas para gerar uma forma de onda tal que, somada com as correntes $i_{1a,2a,3a}(t)$, resultem em correntes de entrada que garantam fator de potência unitário. Uma forma de onda típica da corrente de entrada $i_{1b}(t)$ é apresentada na Fig. 3.3.

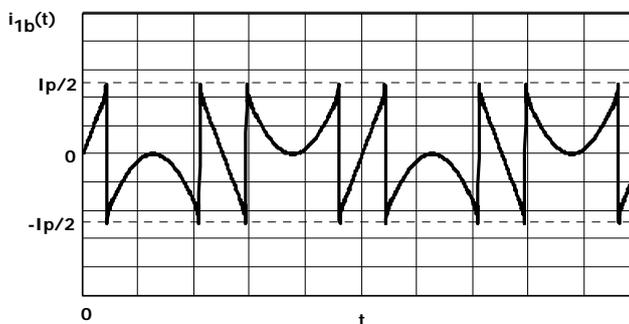


Fig. 3.3 – Forma de onda da corrente $i_{1b}(t)$.

A corrente de saída $i_o(t)$ é composta pela soma das correntes $i_{oa}(t)$ e $i_{ob}(t)$. Isto implica em dizer que a potência de saída também será a soma das potências processadas em cada retificador trifásico.

A título de exemplo, na Fig. 3.4 apresentam-se as formas de onda da corrente de entrada $i_1(t)$, da corrente $i_{1a}(t)$ e da corrente $i_{1b}(t)$ para dois modos de operação distintos. As Fig. 3.4 a), b) e c) estão relacionadas à condição de operação onde o retificador A processa toda a potência ativa demandada pela carga. Nesta situação o valor médio da corrente $i_{oa}(t)$ será igual ao valor médio da corrente de carga e o valor médio da corrente $i_{ob}(t)$ será igual a zero.

As Fig. 3.4 d), e) e f) correspondem à condição de operação onde cada retificador processa metade da potência demandada pela carga. Dessa forma, os valores médios das correntes $i_{oa}(t)$ e $i_{ob}(t)$ serão iguais à metade do valor médio da corrente de carga.

Como se pôde observar, o retificador trifásico híbrido apresenta vários modos de operação distintos, dependendo dos níveis de potência processados em cada módulo retificador. Porém, é importante ressaltar que, independente da distribuição de potência processada (ou seja, independente do modo de operação) adotada, sempre é possível se obter correntes de entrada perfeitamente senoidais.

Também vale mencionar que, dependendo do modo de operação em que o retificador esteja operando, mudarão os níveis de tensão e de corrente aos quais estarão submetidos os elementos passivos e os semicondutores. Dessa forma, tem-se a necessidade

de melhor entendimento se existem modos de operação onde o retificador trifásico híbrido possa apresentar melhor desempenho.

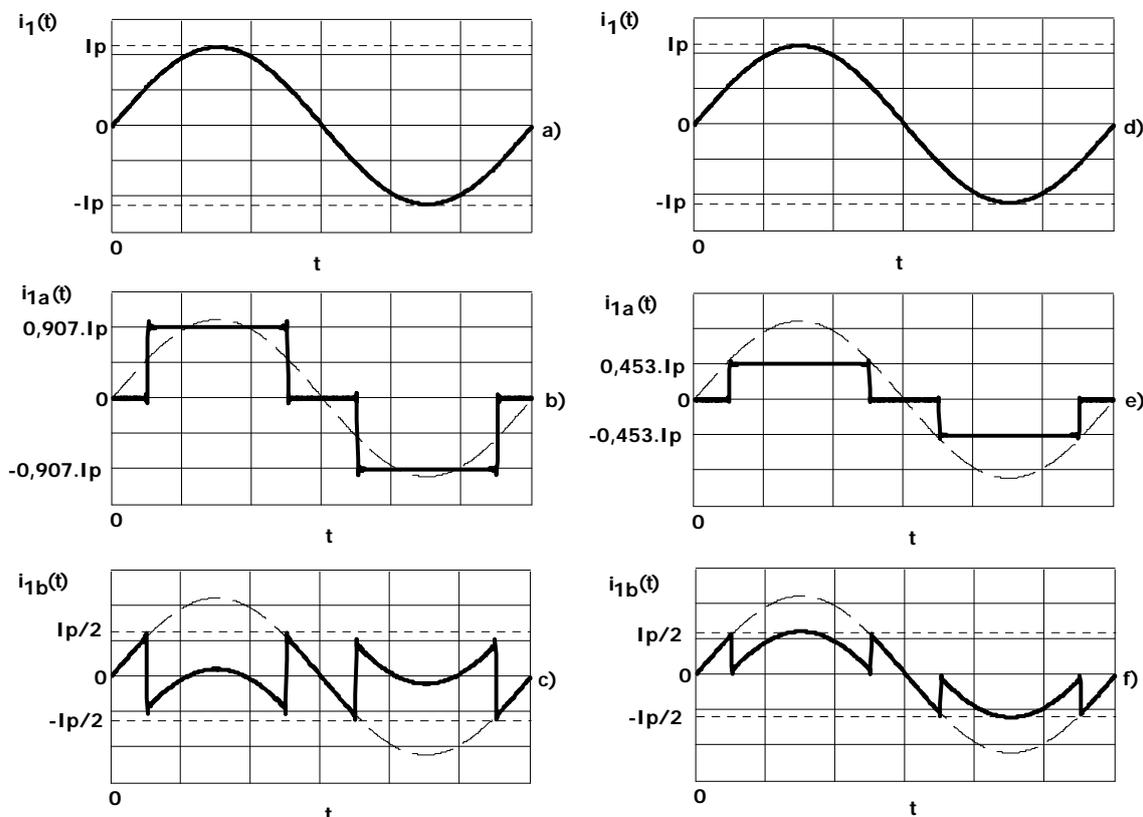


Fig. 3.4 – Formas de onda das correntes: a) corrente de entrada para $P_{oa} = P_o$ e $P_{ob} = 0$; b) corrente $i_{1a}(t)$ para $P_{oa} = P_o$ e $P_{ob} = 0$; c) corrente $i_{1b}(t)$ para $P_{oa} = P_o$ e $P_{ob} = 0$; d) corrente de entrada para $P_{oa} = P_{ob} = P_o/2$; e) corrente $i_{1a}(t)$ para $P_{oa} = P_{ob} = P_o/2$ e f) corrente $i_{1b}(t)$ para $P_{oa} = P_o/2$ e $P_{ob} = P_o/2$.

No item seguinte será apresentado o estudo sobre o processamento da energia no retificador híbrido.

3.3 – Processamento da Energia no Retificador Trifásico Híbrido

O estudo do processamento da energia no retificador trifásico híbrido busca identificar quais os modos de operação são mais indicados para proporcionar melhor desempenho ao conversor. Ou seja, este estudo busca identificar as relações de potência processada em cada estrutura do retificador e apresentar as relações de maior interesse prático.

Tais relações serão identificadas observando-se que o retificador deverá sempre operar com fator de potência unitário, ou seja, as correntes de entrada deverão ser senoidais e deverão estar em fase com as respectivas tensões de entrada.

Na Fig. 3.5 apresentam-se as formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada na fase 1 do retificador trifásico híbrido. Por simplicidade, qualquer componente harmônica de ordem diferente da componente fundamental da tensão de entrada e da corrente de entrada serão desconsideradas nesta análise.

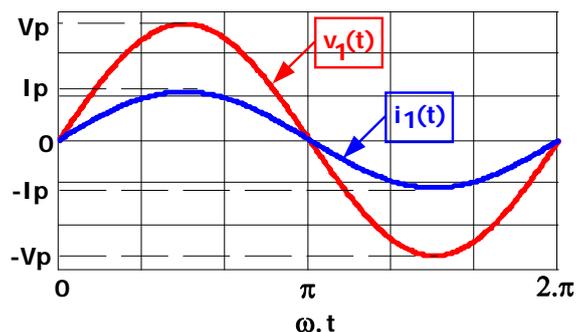


Fig. 3.5 – Tensão e corrente na entrada do retificador.

As formas de onda apresentadas na Fig. 3.5 têm suas representações matemáticas dadas por (3.1) e (3.2).

$$v_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega.t) = \sqrt{2} \cdot V_{ef} \cdot \text{sen}(\omega.t) \quad (3.1)$$

$$i_1(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega.t) = \sqrt{2} \cdot I_{ef} \cdot \text{sen}(\omega.t) \quad (3.2)$$

A forma de onda da corrente $i_{1a}(t)$ é imposta pela ponte retificadora a diodos e apresenta o formato da corrente da Fig. 3.6.

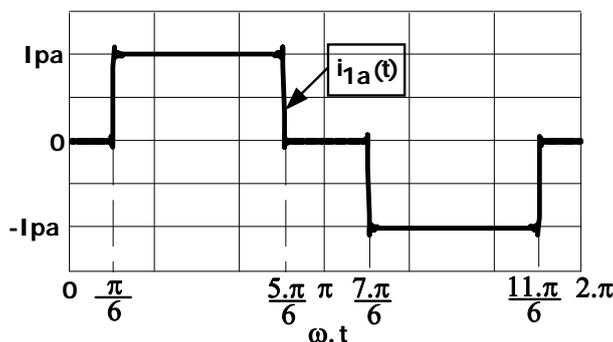


Fig. 3.6 – Forma de onda da corrente $i_{1a}(t)$.

A corrente apresentada na Fig. 3.6 pode ser representada matematicamente através da Série de Fourier. Os termos constantes da série de Fourier são calculados por (3.3), (3.4) e (3.5).

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{pa} \cdot d(\omega.t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_{pa} \cdot d(\omega.t) \right) \quad (3.3)$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{pa} \cdot \cos(k.\omega.t) \cdot d(\omega.t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_{pa} \cdot \cos(k.\omega.t) \cdot d(\omega.t) \right) \quad (3.4)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{pa} \cdot \sen(k.\omega.t) \cdot d(\omega.t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_{pa} \cdot \sen(k.\omega.t) \cdot d(\omega.t) \right) \quad (3.5)$$

O termo constante a_0 é nulo, pois a forma de onda da corrente não apresenta valor médio, assim como os termos constantes a_k são também nulos devido a simetria ímpar apresentada por esta forma de onda. Assim, pode-se representar a corrente $i_{1a}(t)$ por (3.6).

$$i_{1a}(t) = \sum_k b_k \cdot \sen(k.\omega.t) \quad (3.6)$$

Conseqüentemente, a corrente $i_{1b}(t)$ é definida por (3.7).

$$i_{1b}(t) = i_1(t) - i_{1a}(t) = I_p \cdot \sen(\omega.t) - \sum_k b_k \cdot \sen(k.\omega.t) \quad (3.7)$$

A potência instantânea de entrada, na fase 1, é dada por (3.8).

$$p_1(t) = v_1(t) \cdot i_1(t) \quad (3.8)$$

Substituindo-se (3.7) em (3.8) obtém-se (3.9).

$$p_1(t) = v_1(t) \cdot [i_{1a}(t) + i_{1b}(t)] \quad (3.9)$$

Definindo-se $p_{1a}(t)$ como a potência instantânea processada por uma fase do retificador A e $p_{1b}(t)$ como a potência instantânea processada por uma fase do retificador B têm-se, a partir de (3.9), as equações (3.10) e (3.11).

$$p_{1a}(t) = v_1(t) \cdot i_{1a}(t) \quad (3.10)$$

$$p_{1b}(t) = v_1(t) \cdot i_{1b}(t) \quad (3.11)$$

E assim:

$$p_1(t) = p_{1a}(t) + p_{1b}(t) \quad (3.12)$$

A equação (3.12) mostra que a potência instantânea na entrada do retificador é a soma das potências instantâneas $p_{1a}(t)$ e $p_{1b}(t)$.

Como comentado anteriormente, o formato da corrente $i_{1a}(t)$ fica definido pela ponte retificadora a diodos. Assim, definindo-se I_{pa} , também se define a potência processada pelo retificador a diodos, conforme (3.5), (3.6) e (3.10).

A potência média na entrada do retificador híbrido, em uma das fases, é dada por (3.13).

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T p_1(t) dt = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \quad (3.13)$$

A potência média na entrada do retificador A, na fase 1, é dada pela equação (3.14).

$$P_{1a} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{1a}(t) dt = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot I_{pa}}{\pi} \quad (3.14)$$

Portanto, a relação entre as potências médias na entrada do retificador híbrido e na entrada do retificador A é obtida combinando-se (3.13) e (3.14). Assim, resulta em (3.15).

$$\frac{P_{1a}}{P_1} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot I_{pa}}{\pi} \cdot \frac{2}{V_p \cdot I_p} = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_{pa}}{I_p} \cong 1,102 \cdot \frac{I_{pa}}{I_p} \quad (3.15)$$

Da mesma forma, a potência média na entrada do retificador B, na fase 1, é dada pela equação (3.16).

$$P_{1b} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{1b}(t) dt = \frac{V_p}{2\pi} \cdot (\pi \cdot I_p - 2 \cdot \sqrt{3} \cdot I_{pa}) \quad (3.16)$$

Portanto, a relação entre as potências médias na entrada do retificador híbrido e na entrada do retificador B é obtida combinando-se (3.13) e (3.16). Assim, resulta em (3.17).

$$\frac{P_{1b}}{P_1} = \frac{V_p}{2\pi} \cdot (\pi \cdot I_p - 2 \cdot \sqrt{3} \cdot I_{pa}) \cdot \frac{2}{V_p \cdot I_p} = 1 - \left(\frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_{pa}}{I_p} \right) \quad (3.17)$$

Definindo-se uma variável auxiliar α , sendo $0 \leq \alpha \leq 1$, tem-se (3.18).

$$\alpha = \frac{I_{pa}}{I_p} \quad (3.18)$$

Assim, as relações apresentadas em (3.15) e (3.17) podem ser reescritas em função do parâmetro α . Estas equações são apresentadas em (3.19) e (3.20).

$$\frac{P_{1a}}{P_1}(\alpha) = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \alpha \quad (3.19)$$

$$\frac{P_{1b}}{P_1}(\alpha) = 1 - \left(\frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \alpha \right) \quad (3.20)$$

O gráfico apresentado na Fig. 3.7 apresenta o comportamento das relações entre as potências médias em função de α .

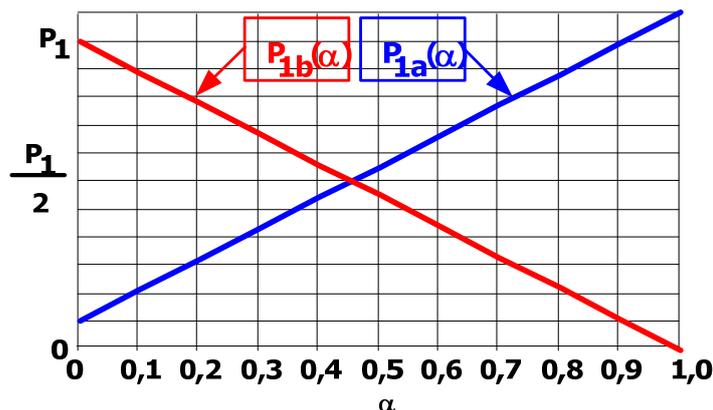


Fig. 3.7 – Gráfico das potências médias em função de α .

De grande interesse é a análise das extremidades do gráfico da Fig. 3.7 e do ponto de cruzamento das curvas de potência média.

Para a situação onde $\alpha = 0$, ou seja, $I_{pa} = 0$, toda a potência será processada pelo retificador B, como era de se esperar. Nessa situação tem-se $P_{1b} = P_1$ e $P_{1a} = 0$.

Para que cada retificador processe metade da potência de saída, o gráfico da Fig. 3.7 mostra que a relação deve ser $I_{pa} = 0,453 \cdot I_p$.

Adicionalmente, o ábaco mostra que para que o retificador A processe toda a potência, a relação deve ser $I_{pa} = 0,907 \cdot I_p$. Nessa situação tem-se $P_{1b} = 0$ e $P_{1a} = P_1$.

É interessante observar que, para a relação $I_{pa} = I_p$, o retificador B opera como carga para o retificador A, ou seja, a potência média P_{1b} é menor que zero. Para $I_{pa} = I_p$, substituindo em (3.17), encontra-se a relação $P_{1b} = -0,103 \cdot P_1$. Ou seja, nesta condição o retificador B absorve potência do retificador A, sendo este valor da ordem de 10% da potência de entrada.

Conseqüentemente, o retificador A deve processar uma potência maior que a potência demandada pela carga. Esta situação não tem aplicação prática e deve ser evitada.

Analogamente, também é possível estabelecer relações para o módulo da potência aparente. O módulo da potência aparente de entrada, para uma das fases, é apresentado em (3.21).

$$S_1 = V_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \quad (3.21)$$

O valor eficaz da corrente na entrada do retificador A está apresentado em (3.22).

$$I_{\text{efa}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{1a}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{pa} \quad (3.22)$$

O módulo da potência aparente na entrada do retificador A fica definido por (3.23).

$$S_{1a} = V_{\text{ef}} \cdot I_{\text{efa}} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{pa} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot I_{pa}}{3} \quad (3.23)$$

Assim, a relação entre os módulos da potência aparente na entrada do retificador A e a potência aparente na entrada do retificador trifásico híbrido é apresentada em (3.24).

$$\frac{S_{1a}}{S_1} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p \cdot I_{pa}}{3} \cdot \frac{2}{V_p \cdot I_p} = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{3} \cdot \frac{I_{pa}}{I_p} \cong 1,155 \cdot \frac{I_p}{I_{pa}} \quad (3.24)$$

O módulo da potência aparente na entrada do retificador trifásico B é obtido a partir do cálculo da corrente eficaz de $i_{1b}(t)$. O valor eficaz da corrente na entrada do retificador B está apresentado em (3.25).

$$I_{\text{efb}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{1b}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{I_p^2}{2} - \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot I_p \cdot I_{pa}}{\pi} + \frac{2 \cdot I_{pa}^2}{3}} \quad (3.25)$$

O módulo da potência aparente na entrada do retificador B fica definido por (3.26).

$$S_{1b} = V_{\text{ef}} \cdot I_{\text{efb}} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{I_p^2}{2} - \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot I_p \cdot I_{pa}}{\pi} + \frac{2 \cdot I_{pa}^2}{3}} = V_p \cdot \sqrt{\frac{I_p^2}{4} - \frac{\sqrt{3} \cdot I_p \cdot I_{pa}}{\pi} + \frac{I_{pa}^2}{3}} \quad (3.26)$$

Assim, a relação entre os módulos da potência aparente na entrada do retificador B e a potência aparente na entrada do retificador trifásico híbrido é apresentada em (3.27).

$$\frac{S_{1b}}{S_1} = V_p \cdot \sqrt{\frac{I_p^2}{4} - \frac{\sqrt{3} \cdot I_p \cdot I_{pa}}{\pi} + \frac{I_{pa}^2}{3}} \cdot \frac{2}{V_p \cdot I_p} = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \left(\frac{I_{pa}}{I_p}\right)^2 - \frac{4 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_{pa}}{I_p} + 1} \quad (3.27)$$

Reescrevendo-se (3.24) e (3.27) em função do parâmetro α chega-se a (3.28) e (3.29).

$$\frac{S_{1a}}{S_1}(\alpha) = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{3} \cdot \alpha \quad (3.28)$$

$$\frac{S_{1b}}{S_1}(\alpha) = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \alpha^2 - \frac{4 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \alpha + 1} \quad (3.29)$$

Analogamente ao gráfico da Fig. 3.7, traçou-se um gráfico que apresenta o comportamento do módulo da potência aparente de entrada dos retificadores A e B em função de α . Este ábaco é apresentado na Fig. 3.8.

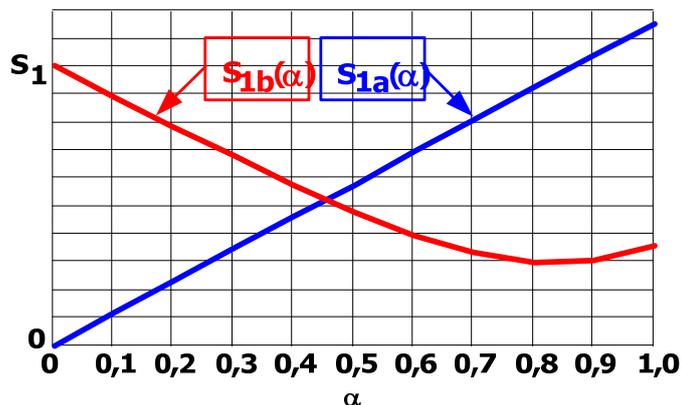


Fig. 3. 8 – Gráfico do módulo das potências aparentes em função de α .

Na Fig. 3. 8 observa-se que para valores de $\alpha \geq 0,65$, ou seja, para valores onde a corrente de pico I_{pa} varia no intervalo $(0,65.I_p; I_p)$, o retificador B processa menor quantidade de potência aparente.

De (3.27), pode-se determinar qual a relação entre as correntes de pico que minimize a potência aparente processada pelo retificador B, entendendo-se tal equação como uma função de variável S_{1b}/S_1 que depende de outra variável I_{pa}/I_p . Para obter-se o ponto de mínimo de S_{1b}/S_1 , basta derivá-la em função de I_{pa}/I_p e igualar a zero. Assim:

$$\frac{d}{d(I_{pa}/I_p)} \left[\frac{S_{1b}}{S_1} \right] = 0 \Rightarrow \frac{I_{pa}}{I_p} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2 \cdot \pi} \cong 0,827 \quad (3.30)$$

Substituindo a relação obtida em (3.30) em (3.27), obtém-se $S_{1b} = 0,297.S_1$. Nesta condição, o retificador B processará menos de 30% da potência aparente da entrada do retificador trifásico híbrido.

Para a condição onde a potência processada pelo retificador A é igual à potência processada na entrada do retificador híbrido, tem-se que $I_{pa} = 0,907.I_p$. Levando este resultado em (3.24) chega-se a $S_{1a} = 1,005.S_1$ enquanto que, levando este resultado em (3.27), chega-se a $S_{1b} = 0,310.S_1$.

As relações obtidas nesta análise permitem quantificar os níveis de potência ativa e de potência aparente processados pelos retificadores trifásicos que compõem o retificador híbrido.

Esta análise também já permite concluir sobre uma região de operação extremamente interessante. A região de operação compreendida no intervalo onde a

corrente I_{pa} vale $(0,65.I_p; 0,90.I_p)$ minimiza a potência aparente processada pelo retificador B.

Para valores de I_{pa} acima de $0,90.I_p$, a análise revelou que o retificador B consome potência ativa, o que aumenta a quantidade de potência que o retificador A terá que processar. Esta situação deverá ser evitada nas aplicações práticas, pois existirá uma parcela de energia circulando entre os dois retificadores trifásicos, diminuindo, por exemplo, o rendimento do conversor.

3.4 – Potência Comutada, Fator de Utilização dos Interruptores Controlados e Energia Armazenada nos Elementos Indutivos

A análise apresentada anteriormente acerca da potência processada pelo retificador trifásico híbrido permitiu a identificação de vários modos de operação de interesse prático. Entretanto, esta análise foi realizada a partir das características de entrada e de saída de cada retificador trifásico que compõe o retificador híbrido.

A análise apresentada a seguir, tem por objetivo demonstrar a que níveis de tensão e de corrente ficam submetidos os componentes do retificador (indutores e semicondutores), para diferentes modos de operação.

O conhecimento dos níveis de tensão e de corrente aos quais ficam submetidos os interruptores controlados é de fundamental importância para o dimensionamento dos mesmos, assim como para a avaliação dos custos com semicondutores e com os dissipadores de calor.

Para o caso dos elementos magnéticos, o conhecimento dos níveis de tensão e de corrente proporcionará a avaliação do peso e do volume dos mesmos.

Do ponto de vista prático, a análise da potência comutada pelos interruptores controlados e da quantidade de energia armazenada nos elementos indutivos do retificador apresenta resultados mais objetivos para a escolha de um determinado ponto de operação.

Primeiramente, define-se como Potência Comutada por um conversor o somatório do produto dos valores máximos de tensão e de corrente aos quais os interruptores controlados estão submetidos (Erickson, 1997; Kolar, 1999). Para um conversor contendo n interruptores controlados, submetidos a valores máximos de tensão V_i e valores máximos

de corrente I_i , $1 \leq i \leq n$, representa-se matematicamente a potência comutada P_c conforme (3.31).

$$P_c = \sum_{i=1}^n V_i \cdot I_i \quad (3.31)$$

Entretanto, é mais freqüente o uso do conceito de Fator de Utilização dos Interruptores Controlados, que nada mais é do que a parametrização da potência comutada pela potência média de saída. A definição do fator de utilização dos interruptores controlados é apresentada em (3.32).

$$U_s = \frac{P_o}{P_c} \quad (3.32)$$

O fator de utilização é uma grandeza que idealmente deve ser igual a 1, como o fator de potência.

O fator de utilização dos interruptores relaciona-se, de forma indireta, com as perdas por comutação, com o rendimento e também com o volume dos dissipadores de calor.

A energia armazenada nos elementos indutivos do conversor relaciona-se, também de forma indireta, com o volume destes. Para os elementos indutivos pertencentes ao retificador, define-se a expressão (3.33) como a energia armazenada nos elementos indutivos:

$$E_L = \sum_{j=1}^m \frac{1}{2} \cdot L_j \cdot I_j^2 \quad (3.33)$$

onde m representa o número de indutores, L_j a indutância do indutor j e I_j a corrente de pico que circula no indutor j .

A Tabela 3.1 apresenta os parâmetros utilizados nas diversas simulações numéricas efetuadas para realizar esta análise.

Tabela 3.1 – Parâmetros utilizados nas simulações numéricas.

Tensão de Entrada [V]	380
Tensão de Saída [V]	700
Potência de Saída [kW]	20
Frequência da Rede [Hz]	60
Frequência de Comutação [kHz]	10
Indutores Lb1 e Lb2 [mH]	2,0
Indutores Lf1, Lf2 e Lf3 [mH]	2,7

Resultados de simulação numérica foram obtidos variando-se a potência processada no retificador trifásico híbrido. Analisou-se a potência comutada e a energia armazenada nos elementos indutivos, através da verificação dos valores das correntes e das tensões de pico nos interruptores controlados e das correntes de pico nos elementos indutivos. A Tabela 3.2 apresenta os resultados obtidos por simulação.

Tabela 3.2 – Resultados das simulações numéricas.

$P_{1a}/P_1(\%)$	I_{pa}/I_p	$V_{S1,\dots,S6}(V)$	$I_{S1,\dots,S6}(A)$	$V_{Sb}(V)$	$I_{Sb}(A)$	$I_{Lf1,\dots,Lf3}(A)$	$I_{Lb}(A)$
17,8	0,16	700	38,7	700	10,1	37,8	10,8
30,0	0,27	700	33,8	700	14,7	33,0	16,0
45,7	0,41	700	27,9	700	20,8	27,4	22,0
57,2	0,52	700	24,4	700	25,5	25,4	27,0
75,6	0,68	700	24,6	700	33,9	24,6	34,7
87,0	0,79	700	24,2	700	39,5	25,3	41,2
94,3	0,86	700	24,7	700	43,5	25,7	43,5
104,8	0,95	700	25,1	700	47,4	25,1	47,3

Com os resultados de simulação da Tabela 3.2 calcularam-se o fator de utilização dos interruptores controlados e a energia armazenada nos indutores, utilizando-se as expressões (3.31), (3.32) e (3.33).

O gráfico do fator de utilização dos interruptores em função do percentual de potência processada pelo retificador trifásico A é apresentado na Fig. 3.9. A curva com traço pontilhado representa o gráfico obtido por simulação e a curva com traço cheio representa a curva de interpolação, com aproximação por uma curva polinomial de grau 2.

A Fig. 3.10 apresenta o comportamento da energia armazenada nos elementos indutivos em função do percentual de potência processada pelo retificador trifásico A. Novamente, a curva com traço pontilhado representa o gráfico obtido por simulação e a curva com traço cheio representa a curva de interpolação, com aproximação por uma curva polinomial de grau 2.

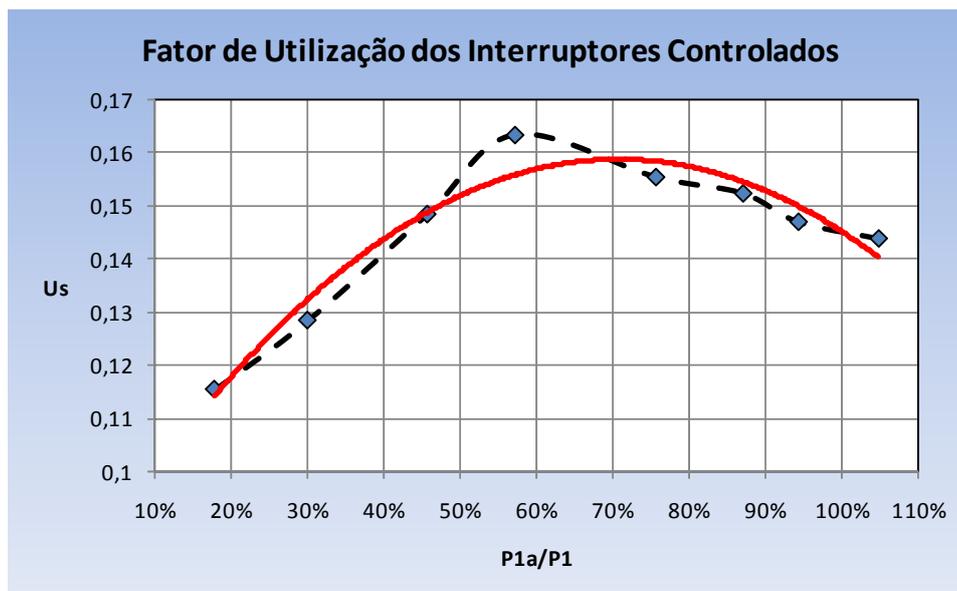


Fig. 3.9 – Gráfico do fator de utilização dos interruptores.

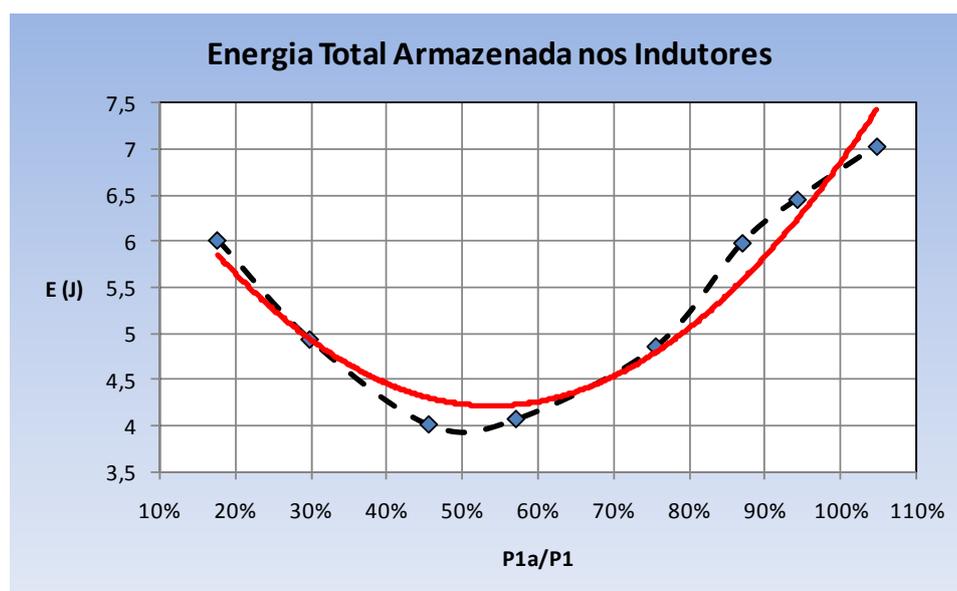


Fig. 3.10 – Gráfico da energia armazenada nos indutores.

O fator de utilização dos interruptores controlados é maximizado quando a maior parte da potência é processada pelo retificador trifásico A. No intervalo que a relação P_{1a}/P_1 varia de 60% a 90%, o fator de utilização dos interruptores controlados é superior a 0,15 e inferior a 0,16. Para efeito de comparação, o fator de utilização dos interruptores controlados de um retificador trifásico PWM Boost bidirecional é em torno de 0,11 (Kolar, 1999).

Por outro lado, a energia armazenada nos elementos indutivos é minimizada quando a potência é distribuída de forma igual entre os retificadores A e B. Com isso fica constatado que não se pode projetar o retificador com uma relação P_{1a}/P_1 (ou ainda, I_{pa}/I_p) que maximize a potência comutada e minimize a energia armazenada nos elementos indutivos.

Dessa forma, entende-se que a região de operação onde o retificador A processe de 60% a 100% da potência demandada pela carga é de interesse para a implementação prática, penalizando-se o volume dos elementos indutivos. Assim, poderão dimensionar-se interruptores que processem menos energia e conseqüentemente, possuam menor custo.

3.5 – Conclusão

Neste capítulo apresentou-se uma visão geral sobre o princípio de operação do retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost.

Dois métodos de análise foram utilizados para a determinação dos melhores modos de operação do retificador híbrido. O primeiro método apresentou o comportamento da potência ativa e do módulo da potência aparente em função da divisão de potência processada, enquanto que o segundo método apresentou o comportamento do fator de utilização dos interruptores controlados e da energia armazenada nos elementos indutivos, também em função da divisão de potência processada.

Da intersecção das duas análises realizadas, a região de operação definida pelo intervalo onde a corrente de pico I_{pa} vale $(0,65.I_p; 0,90.I_p)$ é a região mais apropriada para a operação do retificador. Nesta região, a potência aparente processada pelo retificador B é minimizada e o fator de utilização dos interruptores controlados é maximizado.

O ponto de operação de interesse prático é o ponto onde se tem $I_{pa} = 0,827.I_p$. Nesta condição, o retificador B processa a mínima potência aparente. Em relação à potência ativa processada, observa-se que o retificador trifásico A processa aproximadamente 90% da potência demandada pela carga enquanto o retificador B processa os 10% restantes. Neste caso, o fator de utilização dos interruptores controlados é em torno de 0,155.

CAPÍTULO IV

RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO BIDIRECIONAL EMPREGANDO O CONVERSOR CC-CC BOOST: ANÁLISE QUANTITATIVA

4.1 – Introdução

No Capítulo III apresentou-se uma análise do retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost buscando-se o entendimento do seu princípio de operação, dos modos de operação e das regiões de operação de melhor desempenho.

Uma vez escolhida uma condição de operação para o retificador, deve-se, do ponto de vista prático, encontrar uma metodologia de projeto, partindo-se das especificações de projeto até a determinação dos componentes a serem utilizados.

Neste capítulo será realizada uma análise quantitativa do retificador, com intuito de determinar as equações de projeto. Tais equações devem descrever quais os valores máximos de tensão e de corrente em cada componente do retificador.

A análise está baseada na determinação dos estados topológicos do retificador e do comportamento dos circuitos equivalentes em cada estado topológico observado. Este tipo de análise foi utilizada de forma criteriosa em (Borgonovo, 2001) e tem apresentado excelentes resultados no equacionamento de retificadores trifásicos PWM.

4.2 – Estados Topológicos

O retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost tem sua topologia apresentada na Fig. 4.1.

Nos retificadores trifásicos PWM apresentados em (Barbi, 2002; Batista, 2006; Borgonovo, 2001; Chehab, 2002), verificou-se que estes apresentam funcionamento simétrico, porém distintos, para cada 60° dentro de um período da tensão de alimentação de entrada. Assim, pode-se analisar somente um setor de 60° e então estender a análise para os demais setores de 60° , compreendendo todo o período da tensão de alimentação de entrada.

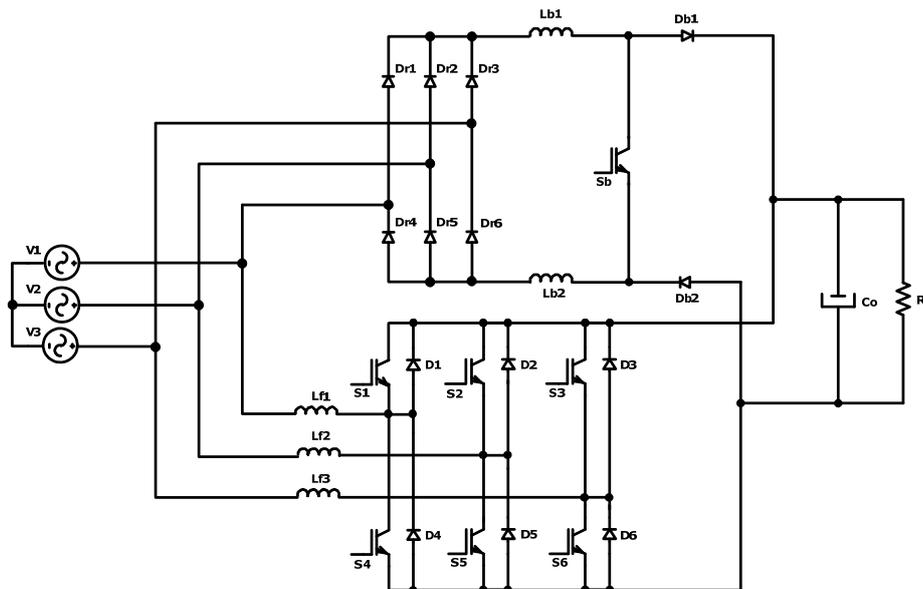


Fig. 4.1 – Topologia do retificador trifásico híbrido bidirecional.

No retificador em questão, observa-se que este apresenta funcionamento distinto, contudo simétrico, a cada 30° do período da tensão de alimentação de entrada. Dessa forma, tem-se 12 setores de 30° , que são definidos pela manutenção do sentido das correntes de entrada, e conseqüentemente, das correntes que circulam pelos componentes do retificador.

Por exemplo, para o intervalo $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$ da tensão de alimentação de entrada da fase 1, tem-se, em todo o intervalo, $i_1(t) \geq 0$, $i_3(t) \geq 0$ e $i_2(t) \leq 0$. Além disso, pela polaridade das tensões de entrada, têm-se a condução dos diodos retificadores D_{r3} e D_{r5} . Para o intervalo $30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$, ainda valem $i_1(t) \geq 0$, $i_3(t) \geq 0$ e $i_2(t) \leq 0$, porém, neste intervalo, existe a condução dos diodos retificadores D_{r1} e D_{r5} , o que altera a circulação de corrente pelos componentes do retificador.

Para esta análise, utiliza-se o fato de que, como os interruptores do retificador B operam de forma complementar, pode-se analisar o retificador com três interruptores ao invés de seis interruptores. Da mesma forma, pelo fato de o interruptor S_b operar de forma complementar com D_{b1} e D_{b2} , representa-se estes componentes por um único interruptor.

Assim, considerando que existem quatro interruptores controlados, e dois estados de condução para cada interruptor, chega-se a $2^4=16$ estados topológicos para cada setor analisado. Para o período da tensão de alimentação de entrada tem-se 192 (16x12) estados topológicos.

Tomando-se como referência para a análise o terceiro setor, onde se tem $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$ e considerando-se um sistema de alimentação simétrico e equilibrado, descrito por (4.1), pode-se escrever (4.2).

$$\begin{cases} v_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \\ v_2(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ v_3(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.1)$$

$$\begin{cases} v_1(t) \geq 0 \\ v_2(t) \leq 0, \quad 60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ \\ v_3(t) \leq 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

A Tabela 4.1 apresenta a descrição dos estados de condução possíveis para cada um dos interruptores. Como legenda, utiliza-se 1 para designar um interruptor em condução e 0 para designar seu estado de bloqueio. Para cada uma das combinações de estados de condução possíveis, define-se um estado topológico. Observa-se ainda, que os interruptores de cada braço do retificador B são comandados de forma complementar.

Tabela 4.1 – Definição dos estados topológicos.

Estado Topológico	S1	S2	S3	S4	S5	S6	Sb
1	1	1	1	0	0	0	1
2	1	1	1	0	0	0	0
3	1	1	0	0	0	1	1
4	1	1	0	0	0	1	0
5	1	0	1	0	1	0	1
6	1	0	1	0	1	0	0
7	1	0	0	0	1	1	1
8	1	0	0	0	1	1	0
9	0	1	1	1	0	0	1
10	0	1	1	1	0	0	0
11	0	1	0	1	0	1	1
12	0	1	0	1	0	1	0
13	0	0	1	1	1	0	1
14	0	0	1	1	1	0	0
15	0	0	0	1	1	1	1
16	0	0	0	1	1	1	0

Com base na definição dos estados topológicos apresentados na Tabela 4.1, tem-se na Fig. 4.2 os oito primeiros estados topológicos do retificador. Os oito estados topológicos restantes são apresentados na Fig. 4.3.

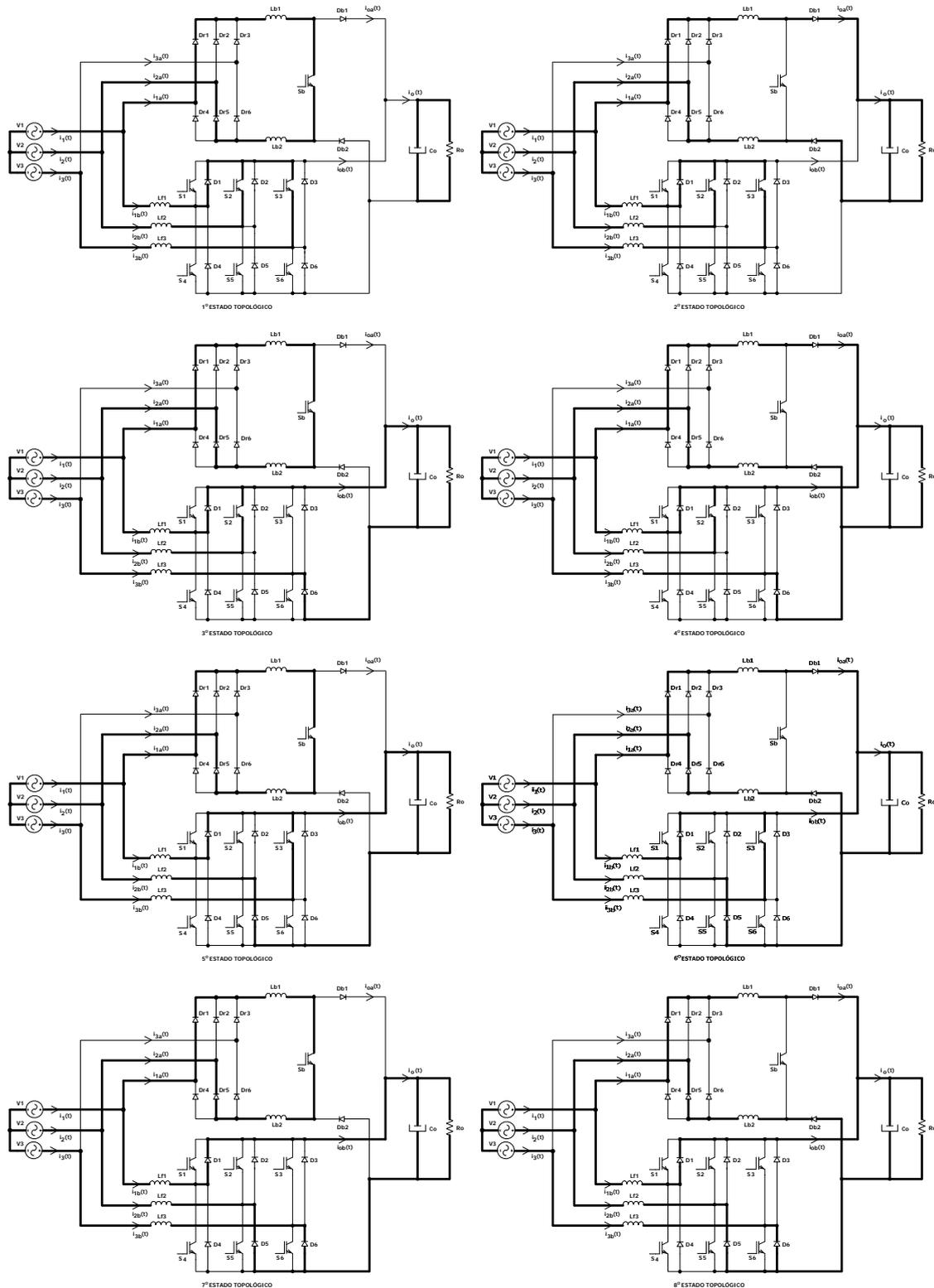


Fig. 4.2 – Estados topológicos de 1 a 8.

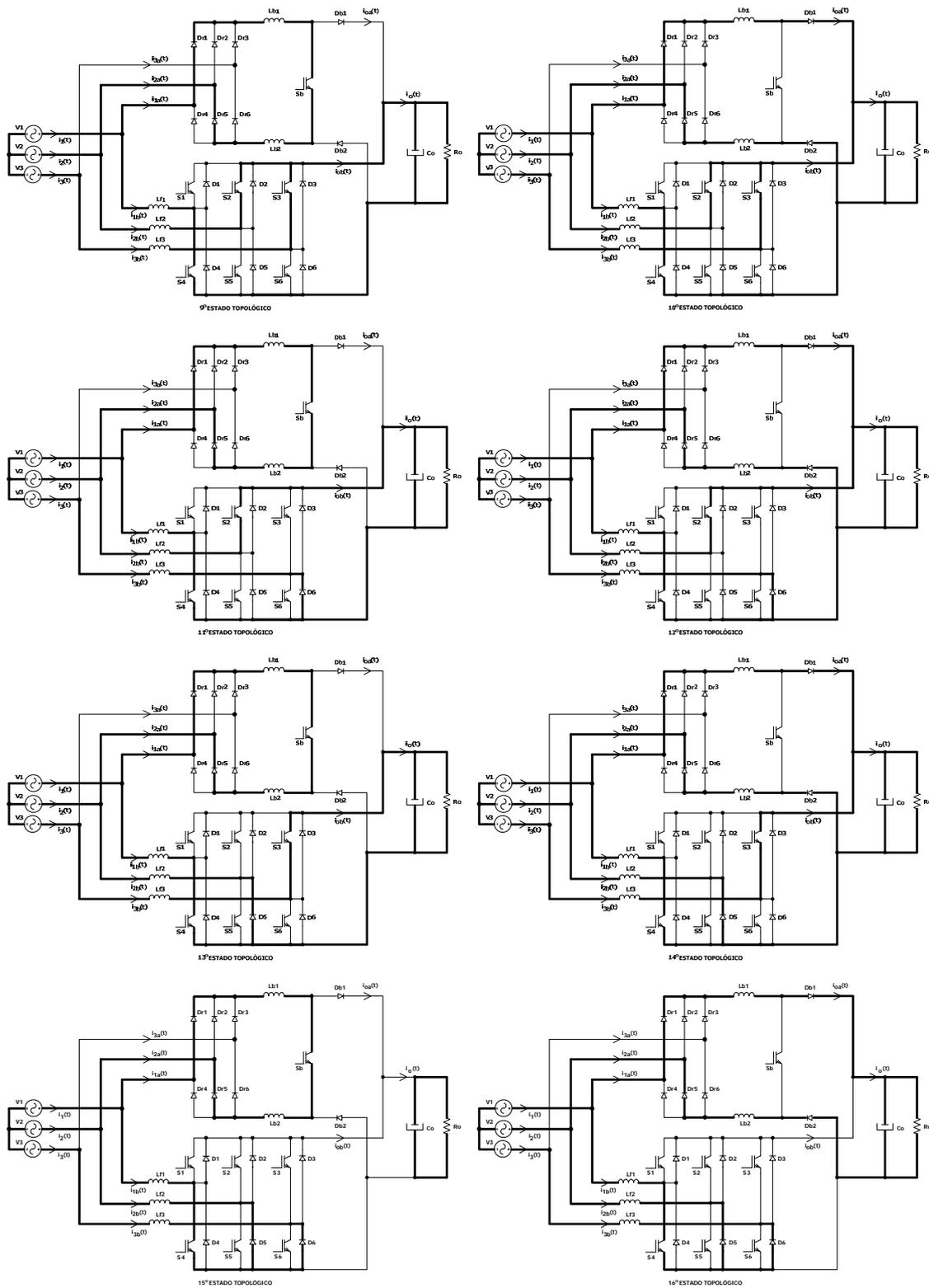


Fig. 4.3 – Estados topológicos de 9 a 16.

Os respectivos circuitos equivalentes para cada estado topológico são apresentados nas Fig. 4.4 e Fig. 4.5. Os interruptores e os diodos são considerados ideais para esta

análise. Por simplicidade de representação, o capacitor de saída e o resistor de carga são representados por uma fonte de tensão constante de valor V_o .

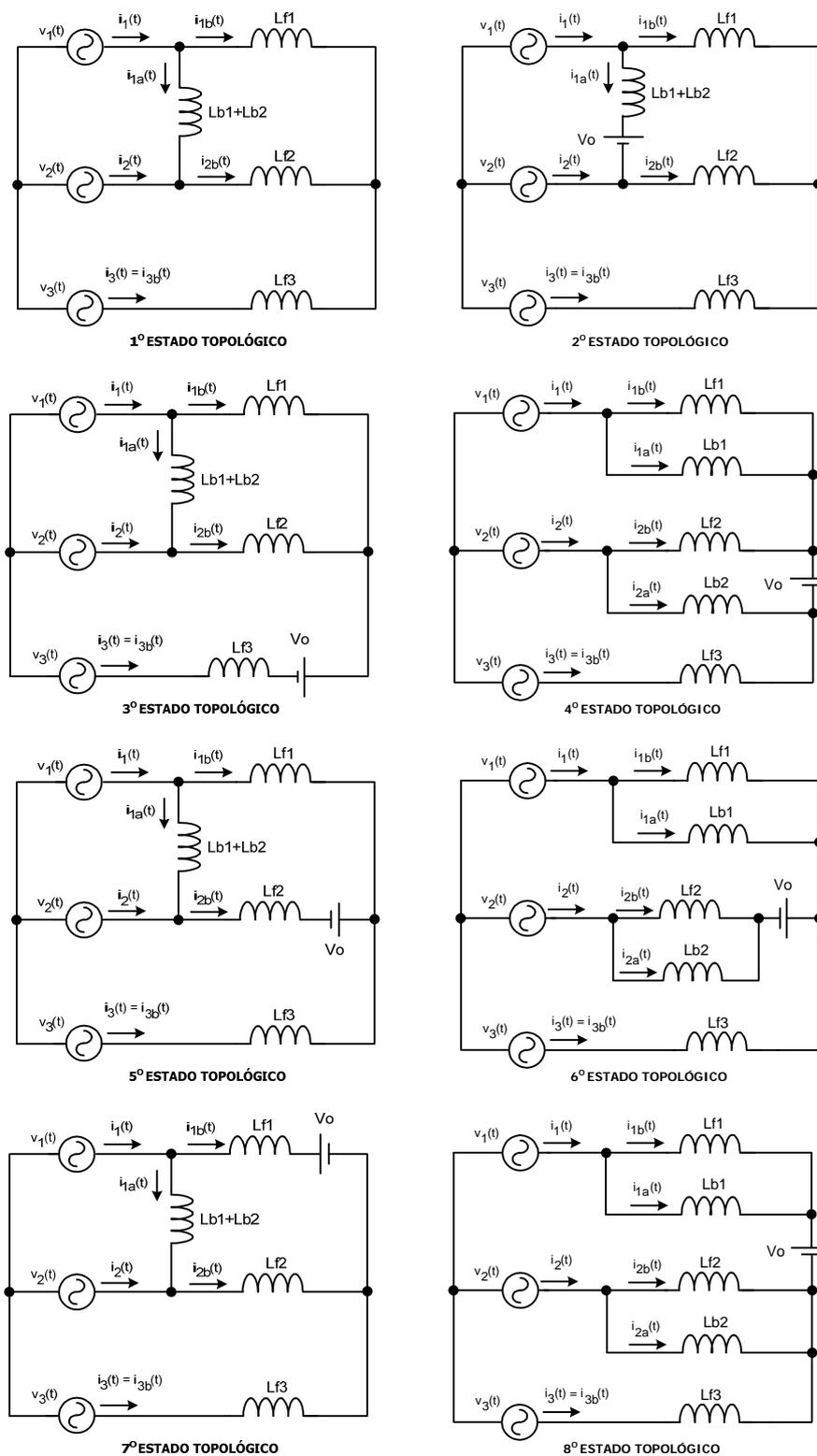


Fig. 4.4 – Circuitos equivalentes para os estados topológicos 1 a 8.

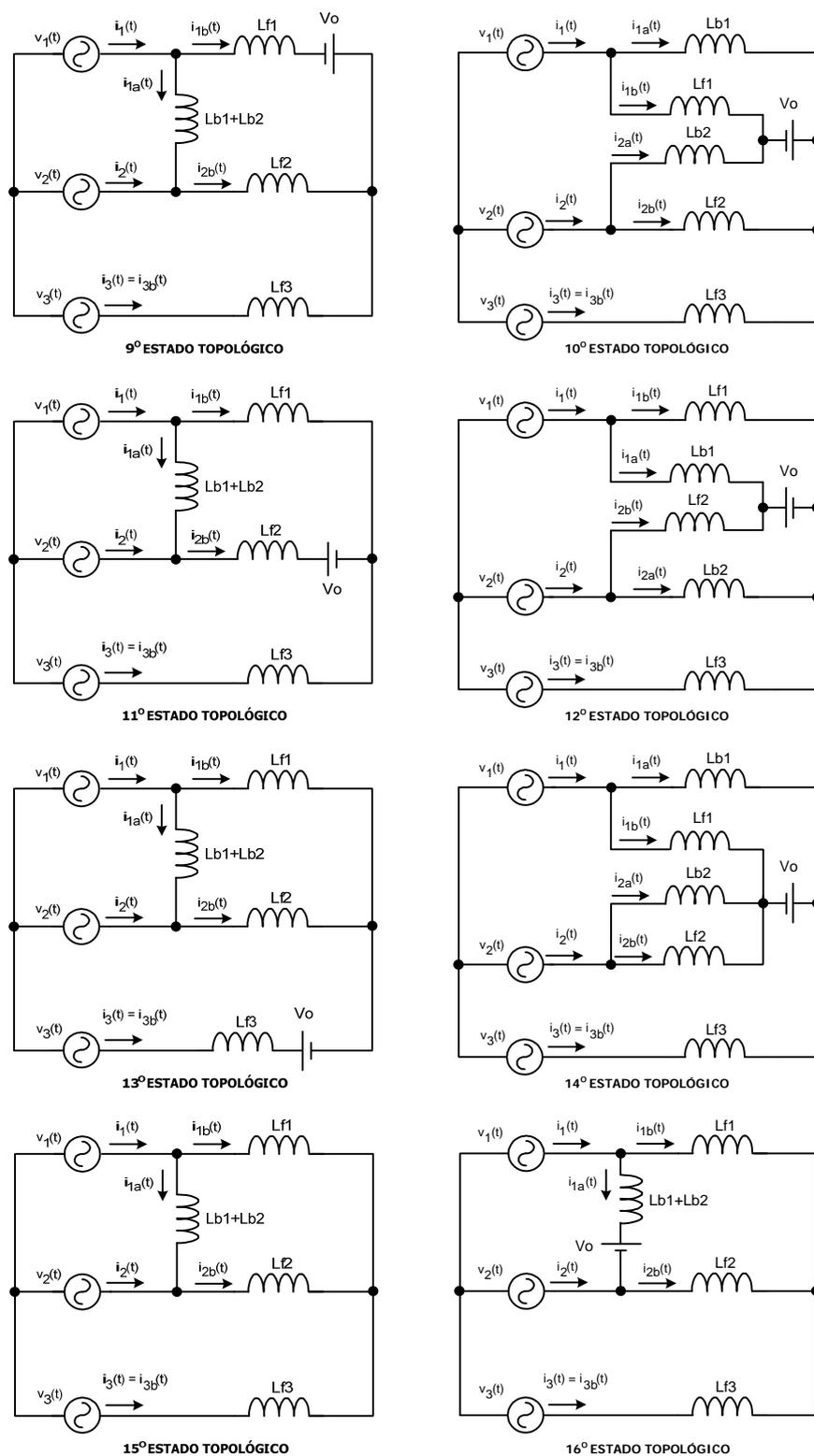


Fig. 4.5 – Circuitos equivalentes para os estados topológicos 9 a 16.

Para se obter as expressões para o cálculo dos componentes passivos do retificador deve-se conhecer as tensões e as correntes a que estes ficam submetidos. Assim, pode-se

determinar em quais estados topológicos estes recebem ou entregam energia, através do valor positivo ou negativo de suas derivadas, respectivamente.

Para tanto, as Tabela 4.2 e Tabela 4.3 apresentam o resultado do equacionamento realizado para cada estado topológico, visando descrever a evolução das correntes e das tensões nos indutores do retificador.

Para maior simplicidade do equacionamento, considera-se um único indutor Boost, denotado como L_b , e equivalente à soma dos indutores L_{b1} e L_{b2} . Conseqüentemente, a tensão sobre o indutor L_b , $v_{Lb}(t)$, representa a soma das tensões $v_{Lb1}(t)$ e $v_{Lb2}(t)$.

Tabela 4.2 – Evolução das tensões e das correntes nos indutores do retificador B, em cada estado topológico.

Estado Topológico	$v_{Lf1}(t)$	$v_{Lf2}(t)$	$v_{Lf3}(t)$	$\frac{d}{dt}i_{1b}(t)$	$\frac{d}{dt}i_{2b}(t)$	$\frac{d}{dt}i_{3b}(t)$
1 e 2	$v_1(t)$	$v_2(t)$	$v_3(t)$	> 0	< 0	< 0
3 e 4	$v_1(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) + \frac{2.V_o}{3}$	> 0	< 0	> 0
5 e 6	$v_1(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) + \frac{2.V_o}{3}$	$v_3(t) - \frac{V_o}{3}$	> 0	> 0	< 0
7 e 8	$v_1(t) - \frac{2.V_o}{3}$	$v_2(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) + \frac{V_o}{3}$	< 0	$\begin{cases} > 0, \text{ se } -v_2(t) < \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{ se } -v_2(t) > \frac{V_o}{3} \end{cases}$	> 0
9 e 10	$v_1(t) + \frac{2.V_o}{3}$	$v_2(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) - \frac{V_o}{3}$	> 0	< 0	< 0
11 e 12	$v_1(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) - \frac{2.V_o}{3}$	$v_3(t) + \frac{V_o}{3}$	> 0	< 0	> 0
13 e 14	$v_1(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) - \frac{2.V_o}{3}$	> 0	$\begin{cases} > 0, \text{ se } -v_2(t) < \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{ se } -v_2(t) > \frac{V_o}{3} \end{cases}$	< 0
15 e 16	$v_1(t)$	$v_2(t)$	$v_3(t)$	> 0	< 0	< 0

Tabela 4.3 – Evolução da tensão e da corrente no indutor Boost, em cada estado topológico.

Estado Topológico	$v_{Lb}(t)$	$\frac{d}{dt}i_{1a}(t)$
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15	$v_1(t) - v_2(t)$	> 0
2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16	$v_1(t) - v_2(t) - V_o$	< 0

De maneira dual, com intuito de interpretar a evolução da tensão e da corrente no capacitor de saída em cada estado topológico, a Tabela 4.4 apresenta o valor da corrente que circula pelo capacitor em cada estado topológico assim como o respectivo comportamento da derivada de tensão.

Tabela 4.4 – Evolução da tensão e da corrente no capacitor de saída, em cada estado topológico.

Estado Topológico	$i_{C_o}(t)$	$\frac{d}{dt}v_{C_o}(t)$
1 e 15	$-I_o$	< 0
2 e 16	$i_{1a}(t) - I_o$	> 0
3	$i_1(t) + i_2(t) - I_o$	< 0
4	$-i_3(t) + i_{1a}(t) - I_o$	> 0
5	$-i_2(t) - i_{1a}(t) - I_o$	< 0
6	$i_1(t) + i_3(t) - I_o$	$\begin{cases} > 0, \text{ se } i_1(t) > i_3(t) - I_o \\ < 0, \text{ se } i_1(t) < i_3(t) - I_o \end{cases}$
7	$i_1(t) - i_{1a}(t) - I_o$	< 0
8	$i_1(t) - I_o$	> 0
9	$-i_1(t) + i_{1a}(t) - I_o$	< 0
10	$-i_1(t) + 2i_{1a}(t) - I_o$	> 0
11	$i_2(t) + i_{1a}(t) - I_o$	< 0
12	$i_2(t) + 2i_{1a}(t) - I_o$	> 0
13	$i_3(t) - I_o$	< 0
14	$i_3(t) + i_{1a}(t) - I_o$	$\begin{cases} > 0, \text{ se } i_3(t) + i_{1a}(t) > -I_o \\ < 0, \text{ se } i_3(t) + i_{1a}(t) < -I_o \end{cases}$

4.3 – Obtenção do Circuito Equivalente e Cálculo das Razões Cíclicas

Para a análise do retificador, é importante a determinação do formato das razões cíclicas que controlam o mesmo. Sendo assim, esta etapa inicial do equacionamento do retificador busca descrever este comportamento.

Sem perda de generalidade, pode-se representar o retificador híbrido apresentado na Fig. 4.1 pelo circuito simplificado da Fig. 4.6. Este circuito é obtido considerando a operação complementar dos interruptores do retificador B assim como a operação complementar entre o interruptor Boost e os diodos Boost.

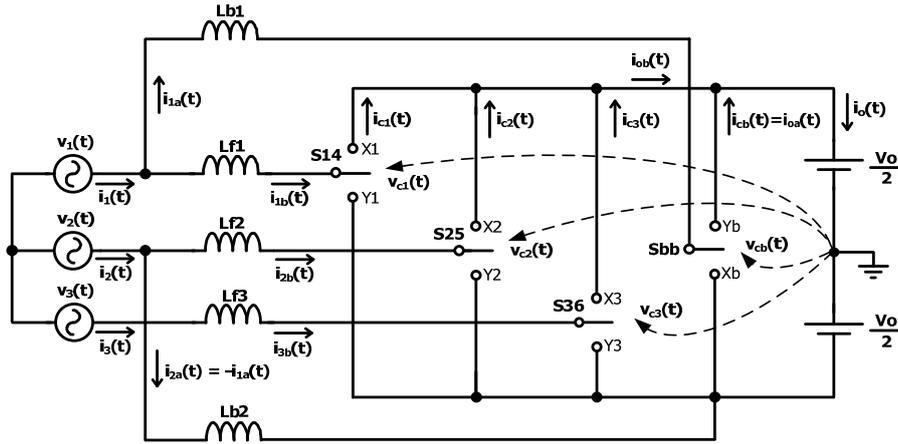


Fig. 4.6 – Circuito simplificado do retificador híbrido para o setor analisado.

Observa-se que este circuito equivalente é válido somente para o setor analisado, devido a conexão dos elementos do conversor CC-CC Boost entre as fases 1 e 2, originada pela condução dos diodos retificadores D_{r1} e D_{r5} neste setor.

Com base no circuito apresentado na Fig. 4.6 pode-se observar que quando o interruptor S_{14} está na posição X_1 tem-se $v_{c1}(t) = V_o/2$ e quando S_{14} está na posição Y_1 tem-se $v_{c1}(t) = -V_o/2$. Este mesmo raciocínio pode ser aplicado para os interruptores S_{25} e S_{36} . Para o interruptor S_{bb} tem-se que, quando este está conectado na posição X_b tem-se $v_{cb}(t) = -V_o/2$ e quando S_b está na posição Y_b tem-se $v_{cb}(t) = V_o/2$.

Assim, através da equação (4.3), apresenta-se os valores das funções de comutação $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$ e $S_b(t)$, para cada posição dos interruptores S_{14} , S_{25} , S_{36} e S_{bb} .

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(t) = 1 \Rightarrow S_{14} \rightarrow X_1 \Rightarrow v_{c1}(t) = +\frac{V_o}{2} \\ S_1(t) = 0 \Rightarrow S_{14} \rightarrow Y_1 \Rightarrow v_{c1}(t) = -\frac{V_o}{2} \\ S_2(t) = 1 \Rightarrow S_{25} \rightarrow X_2 \Rightarrow v_{c2}(t) = +\frac{V_o}{2} \\ S_2(t) = 0 \Rightarrow S_{25} \rightarrow Y_2 \Rightarrow v_{c2}(t) = -\frac{V_o}{2} \\ S_3(t) = 1 \Rightarrow S_{36} \rightarrow X_3 \Rightarrow v_{c3}(t) = +\frac{V_o}{2} \\ S_3(t) = 0 \Rightarrow S_{36} \rightarrow Y_3 \Rightarrow v_{c3}(t) = -\frac{V_o}{2} \\ S_b(t) = 1 \Rightarrow S_{bb} \rightarrow X_b \Rightarrow v_{cb}(t) = -\frac{V_o}{2} \\ S_b(t) = 0 \Rightarrow S_{bb} \rightarrow Y_b \Rightarrow v_{cb}(t) = +\frac{V_o}{2} \end{array} \right. \quad (4.3)$$

Observa-se que a definição dos valores das funções de comutação apresentados em (4.3) deve ser correspondente com a seqüência adotada na Tabela 4.1.

Dessa forma, pode-se representar as tensões do retificador $v_{c1}(t)$, $v_{c2}(t)$, $v_{c3}(t)$ e $v_{cb}(t)$ como função das funções de comutação $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$ e $S_b(t)$, respectivamente. Assim, têm-se as equações (4.4).

$$\begin{cases} v_{c1}(t) = \frac{V_o}{2} \cdot (2 \cdot S_1(t) - 1) = V_o \cdot \left(S_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\ v_{c2}(t) = \frac{V_o}{2} \cdot (2 \cdot S_2(t) - 1) = V_o \cdot \left(S_2(t) - \frac{1}{2} \right) \\ v_{c3}(t) = \frac{V_o}{2} \cdot (2 \cdot S_3(t) - 1) = V_o \cdot \left(S_3(t) - \frac{1}{2} \right) \\ v_{cb}(t) = \frac{V_o}{2} \cdot (1 - 2 \cdot S_b(t)) = V_o \cdot \left(\frac{1}{2} - S_b(t) \right) \end{cases} \quad (4.4)$$

Novamente, através do circuito da Fig. 4.6, quando o interruptor S14 está na posição X1 tem-se $i_{c1}(t) = i_{1b}(t)$ e quando S14 está na posição Y1 tem-se $i_{c1}(t) = 0$. Para os interruptores S25 e S36 também vale este raciocínio. Para o interruptor Sbb tem-se que, quando este está conectado na posição Xb tem-se $i_{cb}(t) = 0$ e quando Sbb está na posição Yb tem-se $i_{cb}(t) = i_{1a}(t)$. Na equação (4.5), têm-se os valores das funções de comutação para cada estado de condução dos interruptores S14, S25, S36 e Sbb e os correspondentes valores das correntes do retificador.

$$\begin{cases} S_1(t) = 1 \Rightarrow S_{14} \rightarrow X_1 \Rightarrow i_{c1}(t) = i_{1b}(t) \\ S_1(t) = 0 \Rightarrow S_{14} \rightarrow Y_1 \Rightarrow i_{c1}(t) = 0 \\ S_2(t) = 1 \Rightarrow S_{25} \rightarrow X_2 \Rightarrow i_{c2}(t) = i_{2b}(t) \\ S_2(t) = 0 \Rightarrow S_{25} \rightarrow Y_2 \Rightarrow i_{c2}(t) = 0 \\ S_3(t) = 1 \Rightarrow S_{36} \rightarrow X_3 \Rightarrow i_{c3}(t) = i_{3b}(t) \\ S_3(t) = 0 \Rightarrow S_{36} \rightarrow Y_3 \Rightarrow i_{c3}(t) = 0 \\ S_b(t) = 1 \Rightarrow S_{bb} \rightarrow X_b \Rightarrow i_{cb}(t) = 0 \\ S_b(t) = 0 \Rightarrow S_{bb} \rightarrow Y_b \Rightarrow i_{cb}(t) = i_{1a}(t) \end{cases} \quad (4.5)$$

Das definições apresentadas em (4.5), podem-se representar as correntes do retificador $i_{c1}(t)$, $i_{c2}(t)$, $i_{c3}(t)$ e $i_{cb}(t)$ como função das funções de comutação $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$ e $S_b(t)$, respectivamente. Assim, têm-se as equações (4.6).

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = S_1(t) \cdot i_{1b}(t) \\ i_{c2}(t) = S_2(t) \cdot i_{2b}(t) \\ i_{c3}(t) = S_3(t) \cdot i_{3b}(t) \\ i_{cb}(t) = (1 - S_b(t)) \cdot i_{1a}(t) \end{cases} \quad (4.6)$$

Além destas, tem-se a equação que representa a corrente de saída $i_o(t)$. Esta é apresentada em (4.7).

$$i_o(t) = i_{oa}(t) + i_{ob}(t) \Rightarrow i_o(t) = i_{c1}(t) + i_{c2}(t) + i_{c3}(t) + i_{cb}(t) \quad (4.7)$$

E as equações para as correntes de entrada $i_1(t)$, $i_2(t)$ e $i_3(t)$, apresentadas em (4.8).

$$\begin{cases} i_1(t) = i_{1a}(t) + i_{1b}(t) \\ i_2(t) = i_{2b}(t) - i_{1a}(t) \\ i_3(t) = i_{3b}(t) \end{cases} \quad (4.8)$$

Das equações (4.4), (4.6), (4.7) e (4.8) sintetiza-se o circuito equivalente para o retificador trifásico híbrido bidirecional. Este circuito, apresentado na Fig. 4.7, descreve o comportamento dos valores instantâneos das correntes e das tensões no retificador trifásico híbrido (modelo instantâneo).

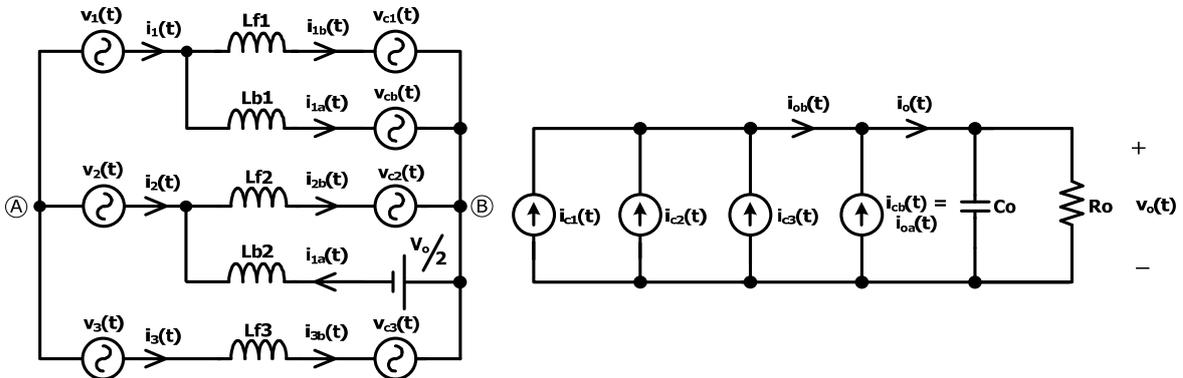


Fig. 4.7 – Circuito equivalente do retificador trifásico híbrido (modelo instantâneo).

Definindo-se os valores médios instantâneos por:

$$\langle v_{1,2,3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_{1,2,3}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.9)$$

$$\langle v_{c1,c2,c3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_{c1,c2,c3}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.10)$$

$$\langle v_{cb}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_{cb}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.11)$$

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_o(\tau) \cdot d\tau \quad (4.12)$$

$$\langle i_{1,2,3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_{1,2,3}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.13)$$

$$\langle i_{1b,2b,3b}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_{1b,2b,3b}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.14)$$

$$\langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_{1a}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.15)$$

$$\langle i_{c1,c2,c3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_{c1,c2,c3}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.16)$$

$$\langle i_{cb}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_{cb}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.17)$$

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_o(\tau) \cdot d\tau \quad (4.18)$$

$$d_{1,2,3}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} S_{1,2,3}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.19)$$

$$d_b(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} S_b(\tau) \cdot d\tau \quad (4.20)$$

Integrando-se (4.4), (4.6), (4.7) e (4.8) no período de comutação, substituindo-se pelas definições dos valores médios instantâneos, chega-se a:

$$\left\{ \begin{array}{l} \langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s} = V_o \cdot \left(d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s} = V_o \cdot \left(d_2(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = V_o \cdot \left(d_3(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_{cb}(t) \rangle_{T_s} = V_o \cdot \left(\frac{1}{2} - d_b(t) \right) \end{array} \right. \quad (4.21)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} \cong d_1(t) \cdot \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{c2}(t) \rangle_{T_s} \cong d_2(t) \cdot \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{c3}(t) \rangle_{T_s} \cong d_3(t) \cdot \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{cb}(t) \rangle_{T_s} \cong (1 - d_b(t)) \cdot \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} \end{array} \right. \quad (4.22)$$

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{c2}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{c3}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{cb}(t) \rangle_{T_s} \quad (4.23)$$

$$\begin{cases} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} - \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_3(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (4.24)$$

Das equações (4.21), (4.22), (4.23) e (4.24) sintetiza-se o circuito equivalente que descreve o comportamento dos valores médios instantâneos das correntes e das tensões no retificador trifásico híbrido bidirecional. Este circuito é apresentado na Fig. 4.8.

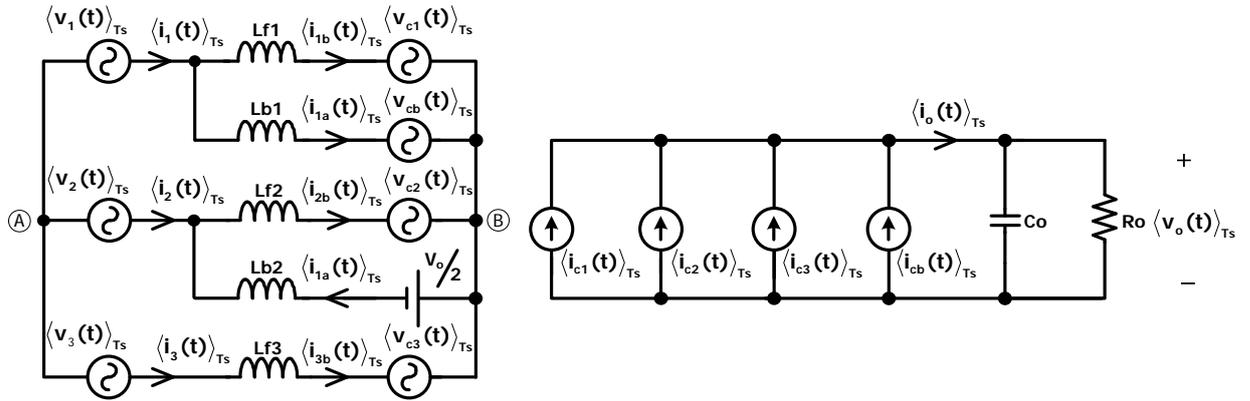


Fig. 4.8 – Circuito equivalente do retificador trifásico híbrido (modelo médio instantâneo).

Assumindo que o sistema trifásico que alimenta o retificador é simétrico e equilibrado, tem-se:

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} + \langle v_2(t) \rangle_{T_s} + \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (4.25)$$

Aplicando-se a lei de Kirchhoff das correntes no ponto A da Fig. 4.8, chega-se a:

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} + \langle i_2(t) \rangle_{T_s} + \langle i_3(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (4.26)$$

A partir de (4.24) pode-se escrever (4.27).

$$\langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (4.27)$$

Considerando-se que as três indutâncias de entrada do retificador B são iguais, ou seja, $L_{f1} = L_{f2} = L_{f3} = L_f$ e ainda, multiplicando-se por L_f e derivando-se (4.27), obtém-se:

$$\langle v_{L_{f1}}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{L_{f2}}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{L_{f3}}(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (4.28)$$

Escrevendo-se as equações de malha que envolvam as tensões de entrada e utilizando os resultados de (4.25) e (4.28), tem-se:

$$\begin{cases} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lf1}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lf2}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lf3}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c3}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (4.29)$$

E ainda:

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} - \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{Lb}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{cb}(t) \rangle_{T_s} + \frac{V_o}{2} \quad (4.30)$$

Onde, novamente, $v_{Lb}(t)$ representa a soma das tensões $v_{Lb1}(t)$ e $v_{Lb2}(t)$.

Reescrevendo-se (4.29) e (4.30), utilizando (4.21), chega-se a (4.31) e (4.32).

$$\begin{cases} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_2(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_3(t) - \frac{1}{2} \right) \end{cases} \quad (4.31)$$

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} - \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = L_b \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot (1 - d_b(t)) \quad (4.32)$$

De (4.24), considerando-se que para o setor escolhido para a análise tem-se que

$\langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} = I_{pa}$, chega-se a (4.33).

$$\begin{cases} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = I_{pa} + \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} - I_{pa} \\ \langle i_3(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (4.33)$$

Uma vez que o retificador apresenta fator de potência unitário, as correntes de entrada serão senoidais e em fase com as respectivas tensões de fase, sendo definidas por (4.34).

$$\begin{cases} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = I_p \cdot \text{sen}(\omega t) \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = I_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ \langle i_3(t) \rangle_{T_s} = I_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.34)$$

Substituindo-se (4.34) em (4.33), obtém-se:

$$\begin{cases} \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} = I_p \cdot \text{sen}(\omega t) - I_{pa} \\ \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} = I_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + I_{pa} \\ \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} = I_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.35)$$

Substituindo-se (4.35) em (4.31), resolvendo-se as derivadas e isolando-se as razões cíclicas tem-se:

$$\begin{cases} d_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t) - \frac{\omega.L_f \cdot I_p}{V_o} \cdot \text{cos}(\omega.t) \\ d_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t - 120^\circ) - \frac{\omega.L_f \cdot I_p}{V_o} \cdot \text{cos}(\omega.t - 120^\circ) \\ d_3(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t + 120^\circ) - \frac{\omega.L_f \cdot I_p}{V_o} \cdot \text{cos}(\omega.t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.36)$$

Desprezando-se os termos cossenoidas em (4.36), que realmente são muito pequenos em comparação aos termos senoidais, ficam as razões cíclicas do retificador B definidas por (4.37).

$$\begin{cases} d_1(t) \cong \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t) \\ d_2(t) \cong \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t - 120^\circ) \\ d_3(t) \cong \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.37)$$

A razão cíclica do conversor CC-CC Boost é obtida a partir de (4.32). Assim, chega-se a:

$$d_b(t) = 1 - \frac{(v_1(t) - v_2(t))}{V_o} = 1 + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t - 120^\circ) - \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t) \quad (4.38)$$

4.4 – Equacionamento para Dimensionamento dos Componentes do Retificador

O comportamento das razões cíclicas, para um período da tensão de alimentação, é apresentado na Fig. 4.9. As razões cíclicas do retificador B possuem formato senoidal, como demonstrado em (4.37). A razão cíclica do conversor Boost foi obtida da generalização de (4.38) no período da rede elétrica.

O comportamento das razões cíclicas, para o setor analisado, é apresentado na Fig. 4.10. Observa-se que ocorrem duas situações distintas, classificadas de acordo com o maior valor de cada razão cíclica.

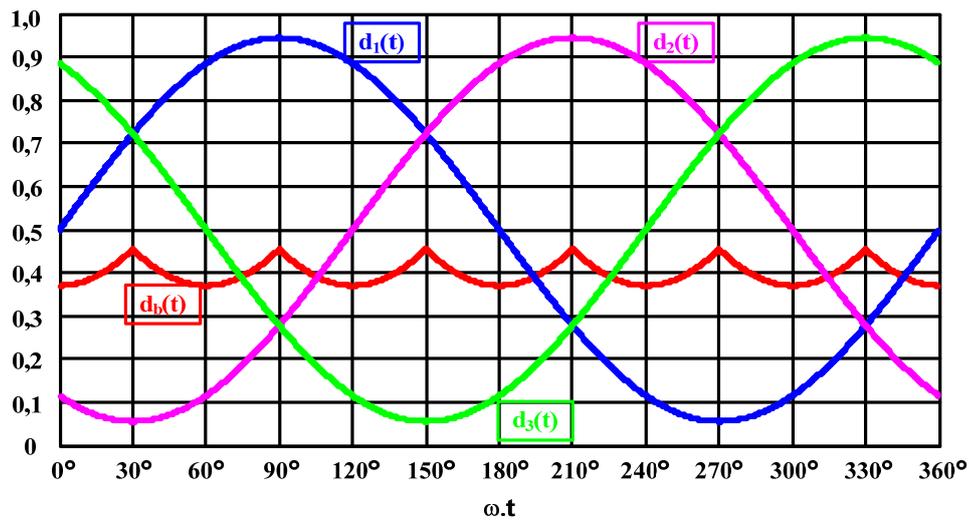


Fig. 4.9 – Comportamento das razões cíclicas do retificador híbrido para um período da tensão de alimentação.

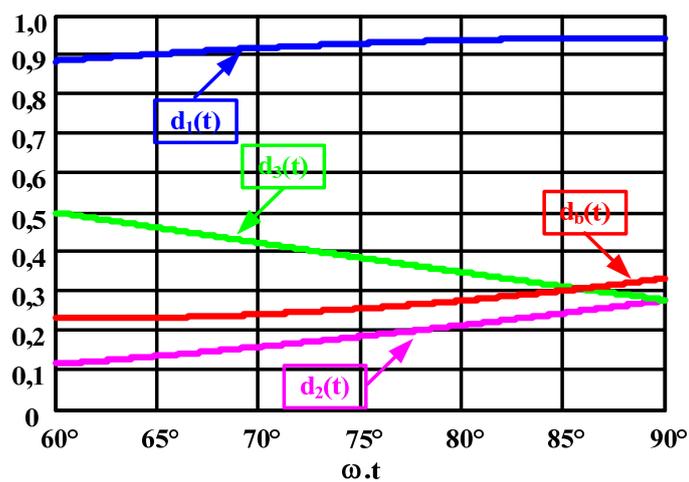


Fig. 4.10 – Comportamento das razões cíclicas do retificador híbrido para o setor analisado.

Na primeira situação, tem-se $d_1(t) \geq d_3(t) \geq d_b(t) \geq d_2(t)$ e na segunda situação, $d_1(t) \geq d_b(t) \geq d_3(t) \geq d_2(t)$. Para a continuidade do equacionamento será utilizada a primeira situação. A análise utilizando-se a segunda situação deve levar aos mesmos resultados.

Analisando-se a relação $d_1(t) \geq d_3(t) \geq d_b(t) \geq d_2(t)$, observa-se que só poderão ocorrer cinco estados topológicos dos dezesseis possíveis descritos anteriormente, em um período de comutação. Estes estados são apresentados na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Estados topológicos possíveis para a relação $d_1(t) \geq d_3(t) \geq d_b(t) \geq d_2(t)$.

S1	S2	S3	Sb	Estado Topológico	Intervalo de Duração
1	1	1	1	1	t_1
1	0	1	1	5	t_5
1	0	1	0	6	t_6
1	0	0	0	8	t_8
0	0	0	0	16	t_{16}

Os intervalos de duração de cada estado topológico são determinados também pela relação $d_1(t) \geq d_3(t) \geq d_b(t) \geq d_2(t)$. A Fig. 4.11 apresenta uma ilustração dos pulsos de comando dos interruptores para esta relação.

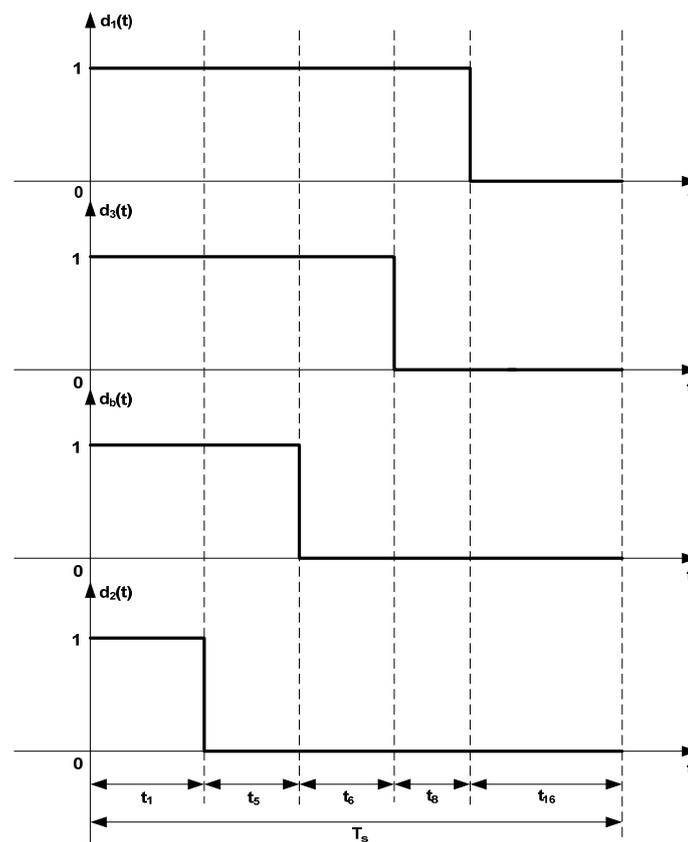


Fig. 4.11 – Exemplo de pulsos de comando dos interruptores.

Os intervalos de duração dos estados topológicos são apresentados em (4.39) e foram obtidos da análise do gráfico apresentado na Fig. 4.11.

$$\begin{cases} t_1 = d_2(t) \cdot T_s \\ t_5 = (d_b(t) - d_2(t)) \cdot T_s \\ t_6 = (d_3(t) - d_b(t)) \cdot T_s \\ t_8 = (d_1(t) - d_3(t)) \cdot T_s \\ t_{16} = (1 - d_1(t)) \cdot T_s \end{cases} \quad (4.39)$$

Com a determinação dos tempos de duração de cada estado topológico pode-se determinar as equações de projeto e os níveis de tensão e de corrente em todos os componentes do retificador híbrido.

4.4.1 – Dimensionamento do Indutor Boost

O projeto do indutor Boost está baseado na metodologia de projeto segundo o critério da máxima ondulação de corrente (Barbi, 1995).

Inicialmente, deve-se identificar em que intervalo de tempo ocorre a máxima ondulação de corrente no indutor. No caso dos retificadores trifásicos, a máxima ondulação de corrente é obtida pela soma das ondulações de corrente onde as derivadas são positivas ou ainda pela soma das ondulações de corrente onde as derivadas são negativas.

Dos estados topológicos possíveis, observa-se na Tabela 4.3, que nos estados topológicos 1 e 5 o indutor Boost está sendo magnetizado, ou seja, as derivadas de corrente são positivas nestes intervalos. Desta forma, pode-se escrever que:

$$[v_1(t) - v_2(t)] \cdot t_1 + [v_1(t) - v_2(t)] \cdot t_5 = L_b \cdot \Delta I_{Lb} \quad (4.40)$$

onde, $v_1(t) - v_2(t)$ é a tensão aplicada no indutor durante os estado topológicos 1 e 5.

Nos estados topológicos 6, 8 e 16, a derivada de corrente no indutor Boost é negativa. Desta forma, pode-se escrever que:

$$[v_1(t) - v_2(t) - V_o] \cdot t_6 + [v_1(t) - v_2(t) - V_o] \cdot t_8 + [v_1(t) - v_2(t) - V_o] \cdot t_{16} = L_b \cdot \Delta I_{Lb} \quad (4.41)$$

Por simplicidade, utiliza-se os estados topológicos 1 e 5. Assim, substituindo os valores dos intervalos de duração t_1 e t_5 , obtidos de (4.39), em (4.40) chega-se a:

$$[v_1(t) - v_2(t)] \cdot d_b(t) = L_b \cdot \Delta I_{Lb} \cdot f_s \quad (4.42)$$

Através de (4.42), define-se uma ondulação de corrente parametrizada no indutor Boost, denotada por $\overline{\Delta I_{Lb}(\omega.t)}$ e apresentada em (4.43).

$$\overline{\Delta I_{L_b}(\omega.t)} = [v_1(\omega.t) - v_2(\omega.t)] \cdot d_b(\omega.t) \quad (4.43)$$

A Fig. 4.12 apresenta o comportamento da ondulação de corrente parametrizada no indutor Boost para o setor analisado. Observa-se que a máxima ondulação ocorre para $\omega.t = 90^\circ$. Levando este resultado em (4.43) obtém-se (4.44).

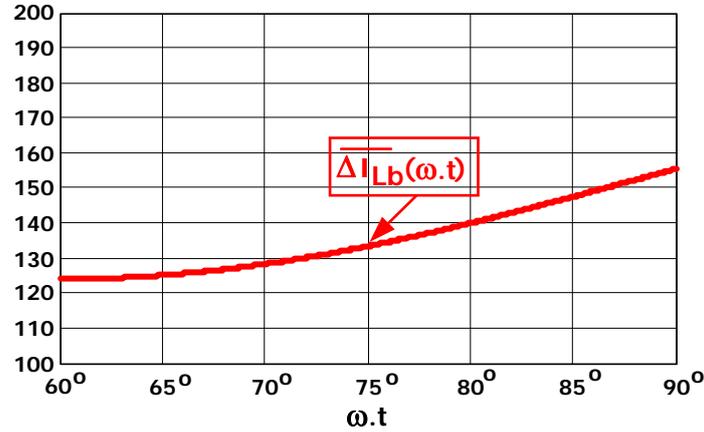


Fig. 4.12 – Ondulação de corrente no indutor Boost parametrizada.

$$\overline{\Delta I_{L_b}(\omega.t)} \Big|_{\omega.t=90^\circ} = \frac{3 \cdot V_p}{2} \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right) \quad (4.44)$$

Substituindo-se (4.44) em (4.42), chega-se à expressão para o cálculo do valor da indutância do indutor Boost.

$$L_b = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_p}{\Delta I_{L_b} \cdot f_s} \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right) \quad (4.45)$$

O valor de pico da corrente no indutor Boost é o próprio valor máximo da corrente $i_{1a}(t)$ acrescido da metade da ondulação de corrente. Isto leva a:

$$I_{L_b_pk} = I_{pa} + \frac{\Delta I_{L_b}}{2} \quad (4.46)$$

O valor eficaz da corrente no indutor Boost é calculado, inicialmente, para um período de comutação, onde se considera que as razões cíclicas e as correntes de fase permanecem constantes neste período. Assim, partindo-se dos cinco estados topológicos utilizados para esta análise, têm-se:

$$I_{L_b_ef_Ts}^2 = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{t1} I_{1a}^2 \cdot dt + \int_0^{t5} I_{1a}^2 \cdot dt + \int_0^{t6} I_{1a}^2 \cdot dt + \int_0^{t8} I_{1a}^2 \cdot dt + \int_0^{t16} I_{1a}^2 \cdot dt \right] = I_{1a}^2 \quad (4.47)$$

Expandindo-se o cálculo da corrente eficaz para o período da tensão de alimentação, tem-se:

$$I_{Lb_ef}^2 = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\pi/3}^{\pi/2} i_{la}(\omega t)^2 \cdot d(\omega t) \right] = I_{pa}^2 \quad (4.48)$$

Portanto, o valor eficaz da corrente no indutor Boost é apresentada em (4.49).

$$I_{Lb_ef} = I_{pa} \quad (4.49)$$

4.4.2 – Dimensionamento dos Indutores do Retificador B

O procedimento para o projeto dos indutores do retificador B segue a metodologia empregada para o projeto do indutor Boost. Comparando-se os cinco estados topológicos, deve-se observar em qual ocorre maior variação de corrente no indutor, seja ela positiva ou negativa. Assim, pela relação tensão/corrente no indutor, pode-se determinar onde esta variação é máxima.

Para o indutor L_{f1} , observa-se na Tabela 4.2 que a variação de corrente no indutor é negativa no estado topológico 8 e positiva nos demais estados topológicos. O tempo de duração do estado topológico 8 é definido por t_8 e a tensão no indutor é aquela apresentada na Tabela 4.2. Logo:

$$v_1(t) - \frac{2 \cdot V_o}{3} = L_{f1} \cdot \frac{\Delta I_{L_{f1}} \cdot f_s}{(d_1(t) - d_3(t))} \quad (4.50)$$

A partir de (4.50), define-se uma ondulação de corrente parametrizada no indutor L_{f1} , apresentada em (4.51).

$$\overline{\Delta I_{L_{f1}}(\omega t)} = \left(v_1(\omega t) - \frac{2 \cdot V_o}{3} \right) \cdot (d_1(\omega t) - d_3(\omega t)) \quad (4.51)$$

Para o indutor L_{f2} , observa-se também na Tabela 4.2 que a variação de corrente no indutor é negativa nos estados topológicos 1 e 16 e positiva nos demais estados topológicos, considerando-se que no oitavo estado tem-se $-v_2(t) < \frac{V_o}{3}$. O tempo de duração dos estados topológicos 1 e 16 são, respectivamente, definidos por t_1 e t_{16} e a tensão no indutor para cada estado topológico é aquela apresentada na Tabela 4.2. Logo:

$$v_2(t) \cdot t_1 + v_2(t) \cdot t_{16} = L_{f2} \cdot \Delta I_{L_{f2}} \quad (4.52)$$

Substituindo-se os valores dos intervalos de duração dos estados topológicos em (4.52) tem-se:

$$v_2(t) = L_{f2} \cdot \frac{\Delta I_{Lf2} \cdot f_s}{(1 - d_1(t) + d_2(t))} \quad (4.53)$$

A partir de (4.53), define-se uma ondulação de corrente parametrizada no indutor L_{f2} , segundo (4.54).

$$\overline{\Delta I_{Lf2}(\omega.t)} = v_2(\omega.t) \cdot (1 - d_1(\omega.t) + d_2(\omega.t)) \quad (4.54)$$

Analogamente, para o indutor L_{f3} , observa-se na Tabela 4.2 que a variação de corrente no indutor é positiva no estado topológico 8 e negativa nos demais estados topológicos. O tempo de duração deste estado topológico é definido por t_8 e a tensão no indutor é aquela apresentada na Tabela 4.2. Logo:

$$v_3(t) + \frac{V_o}{3} = L_{f3} \cdot \frac{\Delta I_{Lf3} \cdot T_s}{(d_1(t) - d_3(t))} \quad (4.55)$$

Novamente, a partir de (4.55), define-se uma ondulação de corrente parametrizada no indutor L_{f3} , segundo (4.56).

$$\overline{\Delta I_{Lf3}(\omega.t)} = \left(v_3(\omega.t) + \frac{V_o}{3} \right) \cdot (d_1(\omega.t) - d_3(\omega.t)) \quad (4.56)$$

O gráfico da Fig. 4.13 apresenta o comportamento das ondulações de corrente parametrizadas dos indutores de entrada do retificador B. A ondulação de corrente parametrizada que apresenta a maior variação, em módulo, é a corrente no indutor L_{f1} . A maior ondulação de corrente acontece para $\omega t = 90^\circ$. Levando-se este resultado em (4.51), obtém-se (4.57).

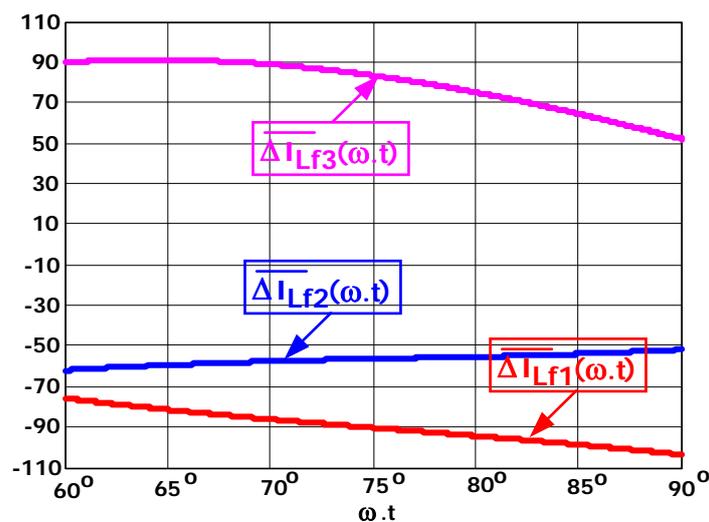


Fig. 4.13 – Comportamento das ondulações de correntes parametrizadas nos indutores $L_{f1,2,3}$.

$$\overline{\Delta I_{L_{f1}}(\omega.t)}\Big|_{\omega.t=90^\circ} = V_p \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o}\right) \quad (4.57)$$

Substituindo-se (4.57) em (4.50), obtém-se (4.58), que representa a expressão para o cálculo do indutor L_{f1} .

$$L_{f1} = \frac{V_p}{\Delta I_{L_{f1}} \cdot f_s} \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o}\right) \quad (4.58)$$

Considerando que as indutâncias de entrada do retificador A são iguais e que terão as mesmas ondulações de corrente, tem-se:

$$L_{f1,2,3} = \frac{V_p}{\Delta I_{L_f} \cdot f_s} \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o}\right) \quad (4.59)$$

O valor de pico da corrente no indutor é o próprio valor de pico da corrente de entrada do retificador A ou, ainda, o valor de pico da corrente $i_{1b}(t)$.

$$I_{L_{f1,2,3_pk}} = I_p \cdot \text{sen}30^\circ = \frac{I_p}{2} \quad (4.60)$$

O valor eficaz da corrente no indutor, para um período de comutação, é obtido partindo-se dos cinco estados topológicos utilizados para esta análise. Assim, têm-se:

$$I_{L_{f1,2,3_ef_T_s}}^2 = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t1} I_{1b}^2 \cdot dt + \int_0^{t5} I_{1b}^2 \cdot dt + \int_0^{t6} I_{1b}^2 \cdot dt + \int_0^{t8} I_{1b}^2 \cdot dt + \int_0^{t16} I_{1b}^2 \cdot dt \right] = I_{1b}^2 \quad (4.61)$$

Integrando-se (4.61), para o período da tensão de alimentação, tem-se o valor eficaz da corrente:

$$I_{L_{f1,2,3_ef}}^2 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \left[\int_0^{2 \cdot \pi} i_{1b}(\omega t)^2 \cdot d(\omega t) \right] \quad (4.62)$$

Portanto, o valor eficaz da corrente é obtida resolvendo-se (4.62). Assim, obtém-se (4.63).

$$I_{L_{f1,2,3_ef}} = \sqrt{\frac{I_p^2}{2} - \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot I_p \cdot I_{pa} + \frac{2}{3} \cdot I_{pa}^2} \quad (4.63)$$

4.4.3 – Dimensionamento do Capacitor de Saída

Valendo-se das mesmas considerações apresentadas para o cálculo das indutâncias do retificador híbrido, utilizam-se os estados topológicos 1, 5, 6, 8 e 16 para o dimensionamento do capacitor de saída.

Observa-se na Tabela 4.4 que a derivada de tensão no capacitor de saída é negativa nos estados topológicos 1 e 5 e positiva nos demais estados topológicos. O tempo de duração dos estados topológicos 1 e 5 são definidos por t_1 e t_5 , respectivamente. A corrente no capacitor, em cada estado topológico, é aquela apresentada na Tabela 4.4. Logo, tem-se:

$$-I_o \cdot t_1 + (-i_2(t) - i_{1a}(t) - I_o) \cdot t_5 = C_o \cdot \Delta V_{C_o} \quad (4.64)$$

Substituindo-se os valores de t_1 e t_5 , definidos por (4.39), em (4.64) tem-se:

$$-I_o \cdot d_b(t) + (-i_2(t) - i_{1a}(t)) \cdot (d_b(t) - d_2(t)) = C_o \cdot \Delta V_{C_o} \cdot f_s \quad (4.65)$$

A partir de (4.65), define-se uma ondulação de tensão parametrizada no capacitor de saída, conforme a equação (4.66).

$$\overline{\Delta V_{C_o}(\omega.t)} = -I_o \cdot d_b(\omega.t) + [i_1(\omega.t) - i_3(\omega.t) - i_{1a}(\omega.t)] \cdot [d_b(\omega.t) - d_2(\omega.t)] \quad (4.66)$$

O gráfico apresentado na Fig. 4.14 mostra o comportamento da tensão parametrizada no capacitor de saída. A maior ondulação de tensão, em módulo, ocorre para $\omega.t = 90^\circ$. Levando-se este resultado em (4.66), determina-se o valor da máxima ondulação de tensão no capacitor. Esta expressão é apresentada em (4.67).

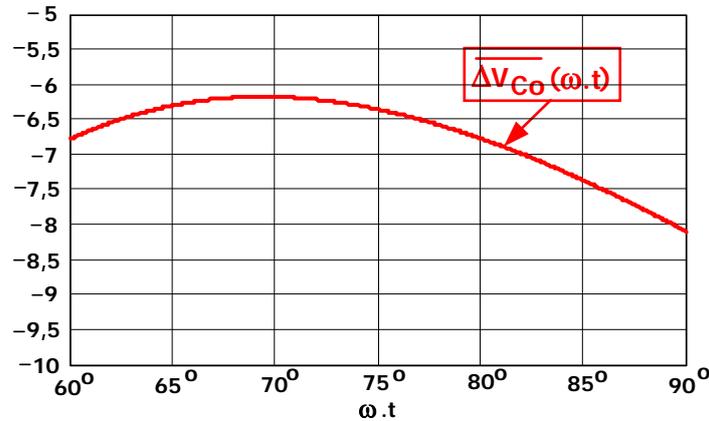


Fig. 4.14 – Comportamento da tensão parametrizada no capacitor de saída.

$$\overline{\Delta V_{C_o}(\omega.t)} \Big|_{\omega.t=90^\circ} = I_o \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o}\right) + \left(I_{pa} - \frac{I_p}{2}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{V_p}{V_o}\right) \quad (4.67)$$

Substituindo-se o resultado obtido em (4.67) em (4.65), chega-se a (4.68).

$$C_o = \frac{1}{\Delta V_{C_o} \cdot f_s} \left[I_o \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o}\right) + \left(I_{pa} - \frac{I_p}{2}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{V_p}{V_o}\right) \right] \quad (4.68)$$

O valor de pico da corrente no capacitor é apresentada em (4.69).

$$I_{Co_pk} = I_o + I_{pa} - \frac{I_p}{2} \quad (4.69)$$

É de grande interesse para o dimensionamento do capacitor de saída o conhecimento do valor eficaz da corrente.

O valor eficaz da corrente no capacitor de saída é calculado, inicialmente, para um período de comutação, onde se considera que as razões cíclicas e as correntes permanecem constantes neste período. Assim, partindo-se dos cinco estados topológicos utilizados para esta análise, têm-se:

$$I_{Co_ef_Ts}^2 = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t1} (-I_o)^2 .dt + \int_0^{t5} (-I_2 - I_{1a} - I_o)^2 .dt + \right. \\ \left. + \int_0^{t6} (I_1 + I_3 - I_o)^2 .dt + \int_0^{t8} (I_1 - I_o)^2 .dt + \int_0^{t16} (I_{1a} - I_o)^2 .dt \right] \quad (4.70)$$

Resolvendo-se as integrais de (4.70), lembrando que os intervalos de integração foram definidos em (4.39), e realizando algumas substituições, chega-se a:

$$I_{Co_ef_Ts}^2 = \left[\begin{aligned} & (I_2^2 + I_{1a}^2 - I_1^2 - I_3^2 - 2.I_1.I_3 + 2.I_1.I_o + 2.I_3.I_o + 2.I_{1a}.I_2 + 2.I_2.I_o + 2.I_{1a}.I_o).D_b + \\ & + (I_3^2 + 2.I_1.I_3 - 2.I_3.I_o).D_3 + (-I_2^2 - I_{1a}^2 - 2.I_{1a}.I_2 - 2.I_2.I_o - 2.I_{1a}.I_o).D_2 + \\ & + (I_1^2 - I_{1a}^2 - 2.I_1.I_o + 2.I_{1a}.I_o).D_1 + I_o^2 + I_{1a}^2 - 2.I_{1a}.I_o \end{aligned} \right] \quad (4.71)$$

Expandindo o cálculo do valor eficaz da corrente para o período da tensão de alimentação, tem-se:

$$I_{Co_ef}^2 = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} i_{Co_ef_Ts}(\omega t)^2 .d(\omega t) \right] \quad (4.72)$$

Resolvendo (4.72) chega-se a expressão do valor eficaz da corrente no capacitor de saída.

$$I_{Co_ef} = \sqrt{ \begin{aligned} & I_o^2 + \frac{5.\sqrt{3}}{2.\pi} \cdot \frac{V_p}{V_o} .I_p^2 + \left(1 - \frac{3.\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{V_p}{V_o} \right) .I_{pa}^2 + \\ & + \left(\frac{3.\sqrt{3}}{2.\pi} \cdot \frac{V_p}{V_o} - \frac{3.\sqrt{3}}{2.\pi} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_p}{V_o} \right) I_p .I_{pa} - 3 \cdot \frac{V_p}{V_o} .I_p .I_o \end{aligned} } \quad (4.73)$$

A máxima tensão em que o capacitor fica submetido é dada por (4.74).

$$V_{Co_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} \quad (4.74)$$

4.4.4 – Dimensionamento do Interruptor Boost

O valor de pico da corrente em que o interruptor fica submetido é independente de $d_b(t)$, sendo igual ao valor de pico da corrente na entrada do retificador A, acrescido da ondulação de corrente no indutor Boost, ou seja:

$$I_{Sb_pk} = I_{pa} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (4.75)$$

Para o cálculo dos valores médio e eficaz da corrente utiliza-se o mesmo raciocínio empregado para o cálculo do valor eficaz da corrente no capacitor. Para um período de comutação tem-se:

$$I_{Sb_med_Ts} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t^1} I_{la} \cdot dt + \int_0^{t^5} I_{la} \cdot dt \right] = I_{la} \cdot D_b \quad (4.76)$$

$$I_{Sb_ef_Ts} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t^1} I_{la}^2 \cdot dt + \int_0^{t^5} I_{la}^2 \cdot dt \right]} = I_{la} \cdot \sqrt{D_b} \quad (4.77)$$

Estendendo-se os resultados para um período da tensão de alimentação:

$$I_{Sb_med} = \frac{3}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} i_{la}(\omega t) \cdot d_b(\omega t) \cdot d\omega t \right] \quad (4.78)$$

$$I_{Sb_ef} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} i_{la}(\omega t)^2 \cdot d_b(\omega t) \cdot d\omega t \right]} \quad (4.79)$$

Resolvendo-se (4.78) e (4.79) chega-se a:

$$I_{Sb_med} = I_{pa} \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi \cdot V_o} \right) \quad (4.80)$$

$$I_{Sb_ef} = I_{pa} \cdot \sqrt{1 - \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi \cdot V_o}} \quad (4.81)$$

A tensão máxima sobre o interruptor é apresentada em (4.82).

$$V_{Sb_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} \quad (4.82)$$

4.4.5 – Dimensionamento dos Diodos Boost

O valor de pico da corrente no diodo Boost possui o mesmo valor de pico da corrente do interruptor Boost, ou seja:

$$I_{Db_pk} = I_{pa} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (4.83)$$

Para o cálculo dos valores médio e eficaz da corrente utiliza-se o mesmo raciocínio empregado para o cálculo dos valores médio e eficaz da corrente no interruptor Boost. Para um período de comutação tem-se:

$$I_{Db_med_Ts} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_6} I_{1a} \cdot dt + \int_0^{t_8} I_{1a} \cdot dt + \int_0^{t_{16}} I_{1a} \cdot dt \right] = I_{1a} \cdot (1 - D_b) \quad (4.84)$$

$$I_{Sb_ef_Ts} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_6} I_{1a}^2 \cdot dt + \int_0^{t_8} I_{1a}^2 \cdot dt + \int_0^{t_{16}} I_{1a}^2 \cdot dt \right]} = I_{1a} \cdot \sqrt{(1 - D_b)} \quad (4.85)$$

Estendendo-se os resultados para um período da tensão de alimentação:

$$I_{Db_med} = \frac{3}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} i_{1a}(\omega t) \cdot [1 - d_b(\omega t)] \cdot d\omega t \right] \quad (4.86)$$

$$I_{Db_ef} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} i_{1a}(\omega t)^2 \cdot [1 - d_b(\omega t)] \cdot d\omega t \right]} \quad (4.87)$$

Resolvendo-se (4.86) e (4.87) chega-se a:

$$I_{Db_med} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi \cdot V_o} \cdot I_{pa} \quad (4.88)$$

$$I_{Db_ef} = I_{pa} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi \cdot V_o}} \quad (4.89)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo é apresentada em (4.90).

$$V_{Db_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} \quad (4.90)$$

4.4.6 – Dimensionamento dos Interruptores do Retificador B

Para a determinação das expressões, observa-se que a corrente que circula pelo interruptor conectado na fase 1, por exemplo, é dependente somente da razão cíclica que comanda o braço de interruptores conectado à fase 1.

Assim, tomando-se a fase 1 como referência, tem-se a razão cíclica $d_1(t)$ para o comando do braço 1. O valor de pico da corrente no interruptor do retificador A é apresentado em (4.91).

$$I_{S1,2,3,4,5,6_pk} = \frac{I_p}{2} + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \quad (4.91)$$

Os valores médio e eficaz da corrente, para um período de comutação, são apresentados em (4.92) e (4.93), respectivamente.

$$I_{S1,2,3,4,5,6_med_Ts} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t16} I_{lb} \cdot dt = I_{lb} \cdot (1 - D_1) \quad (4.92)$$

$$I_{S1,2,3,4,5,6_ef_Ts} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t16} I_{lb}^2 \cdot dt} = I_{lb} \cdot \sqrt{(1 - D_1)} \quad (4.93)$$

Estendendo-se os resultados para um período da tensão de alimentação:

$$I_{S1,2,3,4,5,6_med} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_{lb}(\omega t) \cdot [1 - d_1(\omega t)] \cdot d\omega t \quad (4.94)$$

$$I_{S1,2,3,4,5,6_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{lb}(\omega t)^2 \cdot [1 - d_1(\omega t)] \cdot d\omega t} \quad (4.95)$$

Resolvendo-se (4.94) e (4.95) chega-se a:

$$I_{S1,2,3,4,5,6_med} = \left(\frac{2 - \sqrt{3}}{2\pi} - \frac{V_p}{4V_o} \right) \cdot I_p + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2\pi \cdot V_o} \cdot I_{pa} \quad (4.96)$$

$$I_{S1,2,3,4,5,6_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left\{ \left[\frac{\pi}{4} + \left(\frac{3\sqrt{3}}{2} - \frac{19}{6} \right) \cdot \frac{V_p}{V_o} \right] \cdot I_p^2 + \left[\frac{\pi}{3} + (2 - \sqrt{3}) \cdot \frac{V_p}{V_o} \right] \cdot I_{pa}^2 - \left[\left(\sqrt{3} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2V_o} \right) \cdot I_p \cdot I_{pa} \right] \right\}} \quad (4.97)$$

A tensão máxima sobre o interruptor é apresentada em (4.98).

$$V_{S1,2,3,4,5,6_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} \quad (4.98)$$

4.4.7 – Dimensionamento dos Diodos em Antiparalelo do Retificador B

O valor de pico da corrente no diodo do retificador B é apresentado em (4.99).

$$I_{D1,2,3,4,5,6_pk} = \frac{I_p}{2} + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \quad (4.99)$$

Os valores médio e eficaz da corrente, para um período de comutação, são apresentados em (4.100) e (4.101), respectivamente.

$$I_{D1,2,3,4,5,6_med_Ts} = \frac{1}{T_S} \cdot \left[\int_0^{t1} I_{Ib} \cdot dt + \int_0^{t5} I_{Ib} \cdot dt + \int_0^{t6} I_{Ib} \cdot dt + \int_0^{t8} I_{Ib} \cdot dt \right] = I_{Ib} \cdot D_1 \quad (4.100)$$

$$I_{D1,2,3,4,5,6_ef_Ts} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left[\int_0^{t1} I_{Ib}^2 \cdot dt + \int_0^{t5} I_{Ib}^2 \cdot dt + \int_0^{t6} I_{Ib}^2 \cdot dt + \int_0^{t8} I_{Ib}^2 \cdot dt \right]} = I_{Ib} \cdot \sqrt{D_1} \quad (4.101)$$

Estendendo-se os resultados para um período da tensão de alimentação:

$$I_{D1,2,3,4,5,6_med} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_{Ib}(\omega t) \cdot d_1(\omega t) \cdot d\omega t \quad (4.102)$$

$$I_{D1,2,3,4,5,6_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{Ib}(\omega t)^2 \cdot d_1(\omega t) \cdot d\omega t} \quad (4.103)$$

Resolvendo-se (4.102) e (4.103) chega-se a:

$$I_{D1,2,3,4,5,6_med} = \left(\frac{2-\sqrt{3}}{2\pi} + \frac{V_p}{4V_o} \right) \cdot I_p - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2\pi \cdot V_o} \cdot I_{pa} \quad (4.104)$$

$$I_{D1,2,3,4,5,6_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left[\left[\frac{\pi}{4} - \left(\frac{3\sqrt{3}}{2} - \frac{19}{6} \right) \cdot \frac{V_p}{V_o} \right] \cdot I_p^2 + \left[\frac{\pi}{3} + (2-\sqrt{3}) \cdot \frac{V_p}{V_o} \right] \cdot I_{pa}^2 - \left[\left(\sqrt{3} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2V_o} \right) \cdot I_p \cdot I_{pa} \right]} \right)} \quad (4.105)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo é apresentada em (4.106).

$$V_{D1,2,3,4,5,6_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} \quad (4.106)$$

4.4.8 – Dimensionamento dos Diodos Retificadores da Ponte de Graetz

Os diodos retificadores da ponte de Graetz possuem a característica de comutarem em baixa frequência, de acordo com o princípio de operação do retificador híbrido.

Assim sendo, o dimensionamento destes componentes não difere daquele já conhecido para o retificador em ponte de Graetz (Barbi, 2002).

O valor de pico da corrente no diodo é apresentado em (4.107).

$$I_{Dr1,2,3,4,5,6_pk} = I_{pa} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (4.107)$$

Os valores médio e eficaz da corrente, para um período da tensão de alimentação, são apresentados em (4.108) e (4.109), respectivamente.

$$I_{Dr1,2,3,4,5,6_med} = \frac{1}{2.\pi} \cdot \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5.\pi}{6}} I_{pa} \cdot d\omega t \right] = \frac{I_{pa}}{3} \quad (4.108)$$

$$I_{Dr1,2,3,4,5,6_ef} = \sqrt{\frac{1}{2.\pi} \cdot \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5.\pi}{6}} I_{pa}^2 \cdot d\omega t \right]} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot I_{pa} \quad (4.109)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo é apresentada em (4.110).

$$V_{Dr1,2,3,4,5,6_pk} = \sqrt{3} \cdot V_p \quad (4.110)$$

4.5 – Generalização das Equações de Projeto

Para a utilização das equações de projeto apresentadas anteriormente, deve-se, primeiramente, adotar um determinado modo de operação para o retificador híbrido. Isto é, deve-se determinar previamente a distribuição de potência entres os retificadores A e B ou ainda, a razão entre a potência processada pelo retificador A e a potência de saída (ou de entrada para o caso ideal).

Assim, através da relação (4.111), que foi obtida no Capítulo III, obtém-se o valor da corrente I_{pa} para uma dada distribuição de potência e uma determinada especificação de projeto.

$$\frac{I_{pa}}{I_p} = \frac{\pi}{2.\sqrt{3}} \cdot \frac{P_{1a}}{P_1} \quad (4.111)$$

Com o valor de I_{pa} e com as especificações de projeto, é possível determinar-se todos os valores nominais de corrente e de tensão nos semicondutores, assim como realizar o projeto físico dos indutores e do capacitor de saída.

Analisando-se a equação (4.111), pode-se observar que a variação da relação entre a potência processada pelo retificador A e a potência de entrada (P_{1a}/P_1), implica na variação da corrente I_{pa} para uma dada especificação de projeto.

Se esta variação da corrente I_{pa} for aplicada nas equações de projeto, pode-se obter curvas teóricas que descrevem a evolução dos valores das correntes nos componentes do retificador híbrido em função da relação P_{1a}/P_1 .

A seguir serão apresentadas estas curvas para o projeto de um retificador híbrido com as especificações da Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Especificações de projeto.

Tensão de Entrada [V]	380
Tensão de Saída [V]	700
Potência de Saída [kW]	20
Frequência da Rede [Hz]	60
Frequência de Comutação [kHz]	10
Ondulação Percentual da Corrente nos Indutores L_{b1} e L_{b2} (em relação à corrente de pico nominal)	10%
Ondulação Percentual da Corrente nos Indutores L_{f1} , L_{f2} e L_{f3} (em relação à corrente de pico nominal)	20%
Ondulação Percentual da Tensão de Saída (em relação à tensão média nominal)	1%

As curvas apresentadas são válidas para o intervalo onde a relação entre a potência processada pelo retificador A e a potência de entrada (P_{1a}/P_1) é maior ou igual a 50% e menor ou igual a 100%. Para os modos de operação onde a razão P_{1a}/P_1 é menor que 50%, deve-se alterar os intervalos de integração nos cálculos dos valores médios e eficazes das correntes que circulam pelos componentes do retificador híbrido.

Cabe ressaltar que a região onde a razão P_{1a}/P_1 é menor que 50% não apresenta interesse prático, pois a energia reativa processada pelo retificador B não é mais minimizada.

O procedimento utilizado para a obtenção das curvas teóricas consiste em variar a potência processada pelo retificador A segundo a relação apresentada em (4.112).

$$\frac{P_1}{2} \leq P_{1a} \leq P_1 \quad (4.112)$$

Assim, a partir de (4.111), pode-se escrever (4.113). Esta equação mostra claramente que para cada relação P_{1a}/P_1 tem-se um determinado valor de I_{pa} .

$$I_{pa}(P_{1a}) = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{P_{1a}}{P_1} \cdot I_p \quad (4.113)$$

Inicialmente, serão apresentadas as curvas para os valores de pico e eficaz das correntes nos indutores do retificador híbrido. Para o caso do indutor Boost, as equações reescritas são apresentadas em (4.114) e (4.115).

$$I_{Lb_pico}(P_{1a}) = I_{pa}(P_{1a}) + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (4.114)$$

$$I_{Lb_ef}(P_{1a}) = I_{pa}(P_{1a}) \quad (4.115)$$

A Fig. 4.15 apresenta as curvas que representam o comportamento dos valores de pico e eficaz da corrente no indutor Boost em função da variação de potência processada pelo retificador A. Observa-se que os valores de pico e eficaz aumentam com o aumento da potência processada pelo retificador A, como era de se esperar.

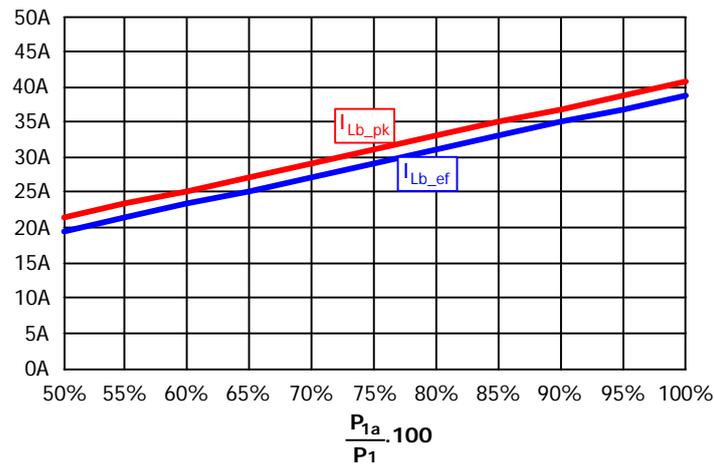


Fig. 4.15 – Variação dos valores de pico e eficaz da corrente no indutor Boost.

Para o caso dos indutores do Retificador B, as equações de projeto para os valores de pico e eficaz da corrente são apresentadas em (4.116) e (4.117).

$$I_{Lf_pk} = \frac{I_p}{2} \quad (4.116)$$

$$I_{Lf_ef}(P_{1a}) = \sqrt{\frac{I_p^2}{2} - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_p \cdot I_{pa}(P_{1a}) + \frac{2}{3} \cdot I_{pa}^2(P_{1a})} \quad (4.117)$$

As curvas que representam o comportamento dos valores de pico e eficaz da corrente no indutor do retificador B em função da variação de potência processada pelo retificador A são apresentadas na Fig. 4.16. O valor de pico da corrente não varia com as mudanças de potência processada pelo retificador A enquanto que o valor eficaz da corrente diminui com o aumento da potência processada pelo retificador A.

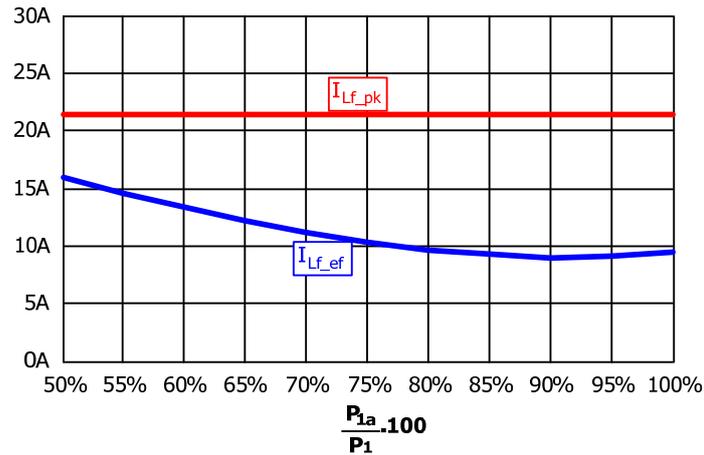


Fig. 4.16 – Variação dos valores de pico e eficaz da corrente nos indutores do retificador B.

As equações de projeto que determinam os valores de pico e eficaz da corrente no capacitor de saída são apresentadas em (4.118) e (4.119).

$$I_{Co_pk}(P_{1a}) = I_o + I_{pa}(P_{1a}) - \frac{I_p}{2} \quad (4.118)$$

$$I_{Co_ef}(P_{1a}) = \sqrt{I_o^2 + \frac{5\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \frac{V_p}{V_o} \cdot I_p^2 + \left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{V_p}{V_o}\right) I_{pa}^2(P_{1a}) + \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \frac{V_p}{V_o} - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_p}{V_o}\right) I_p \cdot I_{pa}(P_{1a}) - 3 \cdot \frac{V_p}{V_o} \cdot I_p \cdot I_o} \quad (4.119)$$

As curvas que representam o comportamento dos valores de pico e eficaz da corrente no capacitor em função da variação de potência processada pelo retificador A são apresentadas na Fig. 4.17. O valor de pico da corrente no capacitor de saída aumenta com o aumento da potência processada pelo retificador A enquanto que o valor eficaz da corrente se mantém praticamente constante com a variação de potência processada.

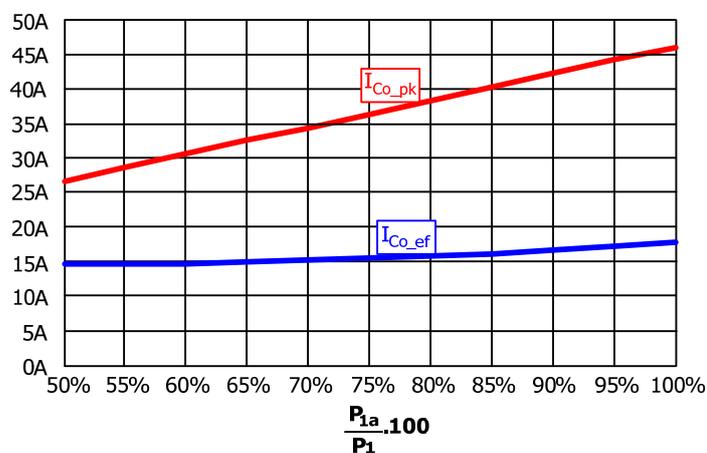


Fig. 4.17 – Variação dos valores de pico e eficaz da corrente no capacitor.

As equações de projeto que determinam os valores de pico, médio e eficaz da corrente no interruptor Boost são apresentadas em (4.120), (4.121) e (4.122), respectivamente.

$$I_{Sb_pk}(P_{1a}) = I_{pa}(P_{1a}) + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (4.120)$$

$$I_{Sb_med}(P_{1a}) = I_{pa}(P_{1a}) \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi \cdot V_o} \right) \quad (4.121)$$

$$I_{Sb_ef}(P_{1a}) = I_{pa}(P_{1a}) \cdot \sqrt{1 - \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi \cdot V_o}} \quad (4.122)$$

Na Fig. 4.18 apresentam-se as curvas que descrevem o comportamento dos valores de pico, médio e eficaz da corrente no interruptor Boost em função da variação da potência processada pelo retificador A. Em todos os casos, existe o aumento dos valores de corrente com o aumento da potência processada pelo retificador A, como era de se esperar.

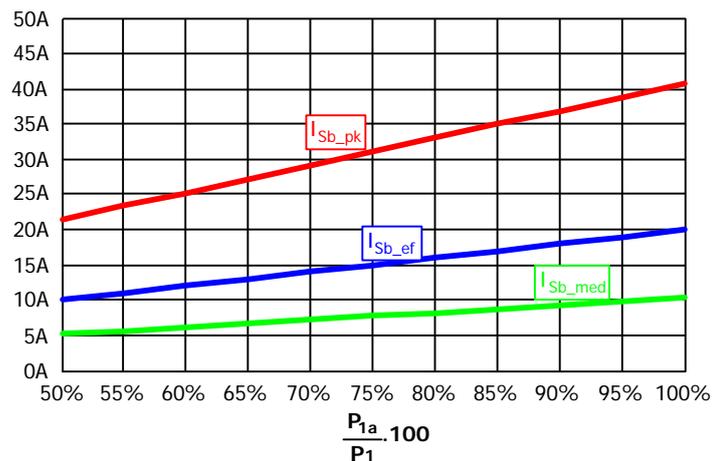


Fig. 4.18 – Variação dos valores de pico, médio e eficaz da corrente no interruptor Boost.

As mesmas conclusões apresentadas no parágrafo anterior são válidas para o comportamento dos valores de corrente no diodo Boost. As equações de projeto que determinam os valores de pico, médio e eficaz da corrente no diodo Boost são apresentadas em (4.123), (4.124) e (4.125), respectivamente.

$$I_{Db_pk}(P_{1a}) = I_{pa}(P_{1a}) + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (4.123)$$

$$I_{Db_med}(P_{1a}) = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi \cdot V_o} \cdot I_{pa}(P_{1a}) \quad (4.124)$$

$$I_{Db_ef}(P_{1a}) = I_{pa}(P_{1a}) \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi \cdot V_o}} \quad (4.125)$$

Na Fig. 4.19 apresentam-se as curvas que descrevem o comportamento dos valores da corrente no diodo Boost em função da variação da potência processada pelo retificador A.

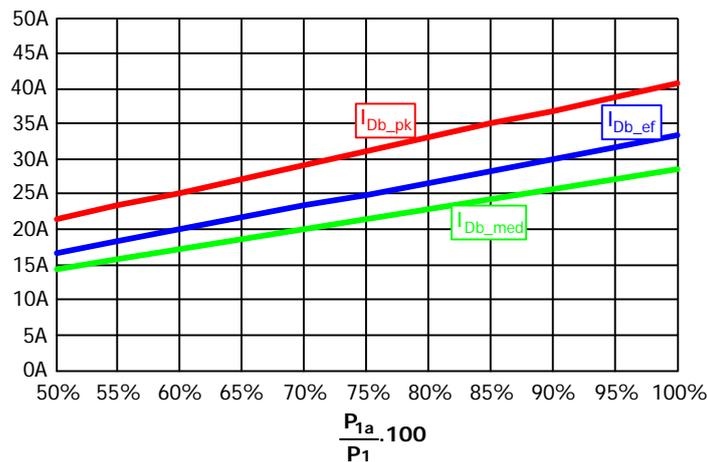


Fig. 4.19 – Variação dos valores de pico, médio e eficaz da corrente no diodo Boost.

Com relação aos seis interruptores do retificador B, as equações de projeto que determinam os valores de pico, médio e eficaz da corrente são apresentadas em (4.126), (4.127) e (4.128), respectivamente.

$$I_{SI_pk} = \frac{I_p}{2} + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \quad (4.126)$$

$$I_{SI_med}(P_{1a}) = \left(\frac{2 - \sqrt{3}}{2\pi} - \frac{V_p}{4V_o} \right) \cdot I_p + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2\pi \cdot V_o} \cdot I_{pa}(P_{1a}) \quad (4.127)$$

$$I_{SI_ef}(P_{1a}) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left[\left[\frac{\pi}{4} + \left(\frac{3\sqrt{3}}{2} - \frac{19}{6} \right) \cdot \frac{V_p}{V_o} \right] \cdot I_p^2 + \left[\frac{\pi}{3} + (2 - \sqrt{3}) \cdot \frac{V_p}{V_o} \right] \cdot I_{pa}^2(P_{1a}) - \left[\left(\sqrt{3} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2V_o} \right) \cdot I_p \cdot I_{pa}(P_{1a}) \right] \right]} \quad (4.128)$$

Na Fig. 4.20 apresentam-se as curvas que descrevem o comportamento dos valores da corrente nos interruptores do retificador B em função da variação da potência processada pelo retificador A. O valor de pico da corrente apresenta valor constante, o valor eficaz da corrente é minimizado no intervalo compreendido entre $0,7 \cdot \frac{P_{1a}}{P_1}$ e $0,9 \cdot \frac{P_{1a}}{P_1}$

e o valor da corrente média apresenta uma variação pouco expressiva para o intervalo da variação da potência processada pelo retificador A.

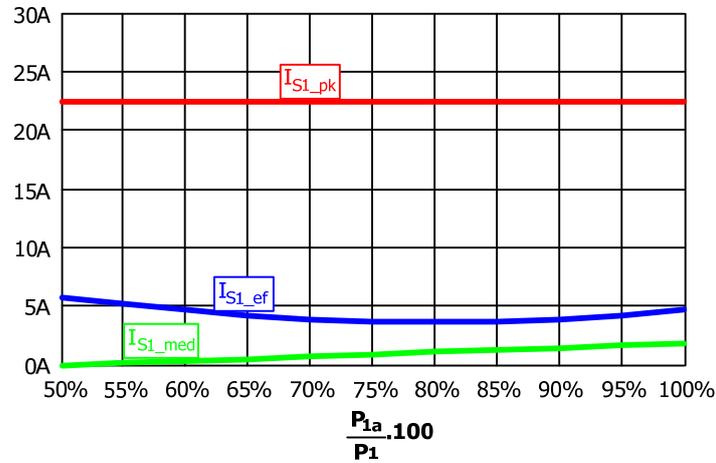


Fig. 4.20 – Variação dos valores de pico, médio e eficaz da corrente nos interruptores do retificador B.

No caso dos seis diodos em antiparalelo do retificador B, as equações de projeto que determinam os valores de pico, médio e eficaz da corrente são apresentadas em (4.129), (4.130) e (4.131), respectivamente.

$$I_{D1_pk} = \frac{I_p}{2} + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \quad (4.129)$$

$$I_{D1_med}(P_{1a}) = \left(\frac{2-\sqrt{3}}{2\pi} + \frac{V_p}{4V_o} \right) I_p - \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2\pi \cdot V_o} \cdot I_{pa}(P_{1a}) \quad (4.130)$$

$$I_{D1_ef}(P_{1a}) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left\{ \left[\frac{\pi}{4} - \left(\frac{3\sqrt{3}}{2} - \frac{19}{6} \right) \cdot \frac{V_p}{V_o} \right] \cdot I_p^2 + \left[\frac{\pi}{3} + (2-\sqrt{3}) \cdot \frac{V_p}{V_o} \right] \cdot I_{pa}^2(P_{1a}) - \left(\sqrt{3} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right) \cdot I_p \cdot I_{pa}(P_{1a}) \right\}} \quad (4.131)$$

As curvas que representam o comportamento dos valores de pico, médio e eficaz da corrente nos diodos em antiparalelo em função da variação de potência processada pelo retificador A são apresentadas na Fig. 4.21. Os valores de pico da corrente permanecem invariantes com o aumento da potência processada pelo retificador A enquanto que os valores médio e eficaz da corrente diminuem com o aumento da potência processada pelo retificador A.

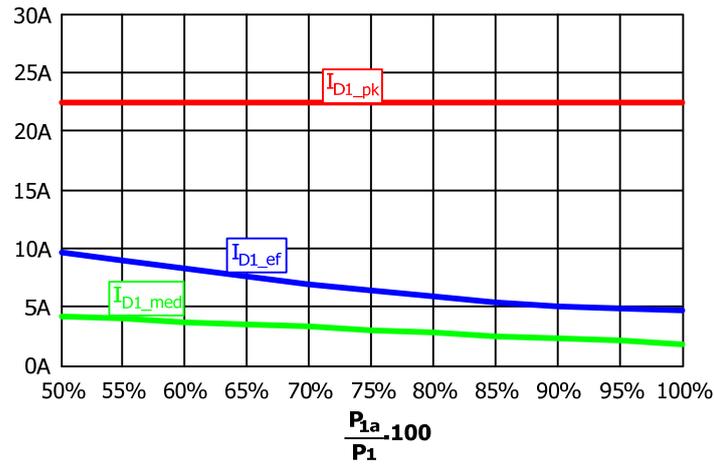


Fig. 4.21 – Variação dos valores de pico, médio e eficaz da corrente nos diodos em antiparalelo do retificador B.

Por fim, as equações de projeto que determinam os valores de pico, médio e eficaz da corrente nos diodos retificadores da ponte de Graetz são apresentadas em (4.132), (4.133) e (4.134).

$$I_{Dr1_pk}(P_{1a}) = I_{pa}(P_{1a}) + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (4.132)$$

$$I_{Dr1_med}(P_{1a}) = \frac{I_{pa}(P_{1a})}{3} \quad (4.133)$$

$$I_{Dr1_ef}(P_{1a}) = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot I_{pa}(P_{1a}) \quad (4.134)$$

As curvas que representam o comportamento dos valores de pico, médio e eficaz da corrente nos diodos retificadores da ponte de Graetz em função da variação de potência processada pelo retificador A são apresentadas na Fig. 4.22. Em todos os casos, existe o aumento dos valores de corrente com o aumento da potência processada pelo retificador A.

4.6 – Emprego dos Diodos Boost e Indutores Boost Divididos

O conversor CC-CC Boost utilizado após a ponte retificadora a diodos difere da topologia tradicional pela presença dos diodos (D_{b1} e D_{b2}) e indutores (L_{b1} e L_{b2}) Boost divididos. Embora se empregue o termo diodos e indutores divididos, fica claro que o diodo Boost é duplicado enquanto que a indutância Boost é de fato dividida pela metade.

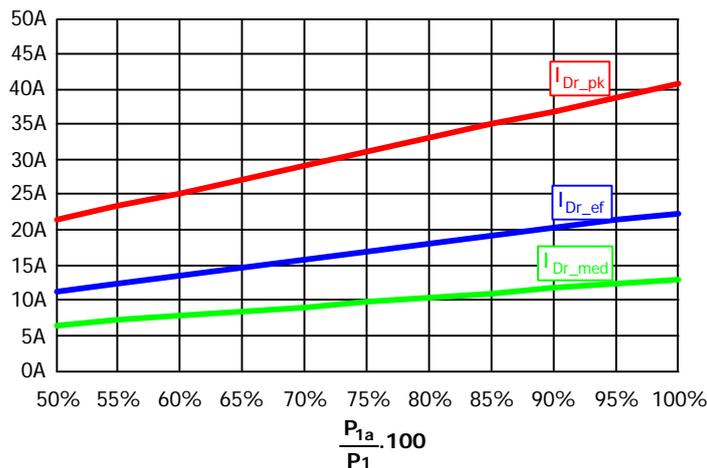


Fig. 4.22 – Variação dos valores de pico, médio e eficaz da corrente nos diodos retificadores da ponte de Graetz.

Pelo fato de as malhas de controle das correntes de entrada e da corrente no indutor Boost operarem de forma independente, poderá ocorrer qualquer um dos 16 estados topológicos apresentados anteriormente. Dessa forma, dependendo da combinação de interruptores conduzindo (ou bloqueados), poderá ocorrer o retorno da corrente que circula através do retificador A pelo retificador B. Caso isto ocorra, o retificador trifásico híbrido deixará de operar corretamente.

A solução, neste caso, é dividir os indutores Boost e adicionar mais um diodo Boost, como apresentado na topologia da Fig. 4.1. A seguir apresenta-se a análise que demonstra a necessidade desta solução.

Considerando-se, por exemplo, o estado topológico 5, reapresentado na Fig. 4.23 a). Sem a presença dos indutores e diodos divididos, como apresentado na Fig. 4.23 b), observa-se que a corrente que retorna da carga para a fase 2 irá circular pelo diodo D_{r5} , adicionada à corrente que circula pelo interruptor S_b . Isto ocorre porque este é o caminho de menor impedância, uma vez que o caminho de corrente que passa pelo diodo D_5 apresenta a indutância L_{f2} como oposição à passagem da corrente elétrica. Esta circulação de corrente ocorrerá sempre que o interruptor S_b estiver conduzindo e que exista retorno de corrente da carga para uma das fontes de alimentação. Portanto, em todos os estados topológicos ímpares aparecerá esta circulação de corrente, com exceção aos estados topológicos 1 e 15, onde S_b está em condução mas não existe circulação de corrente da carga para a fonte de alimentação.

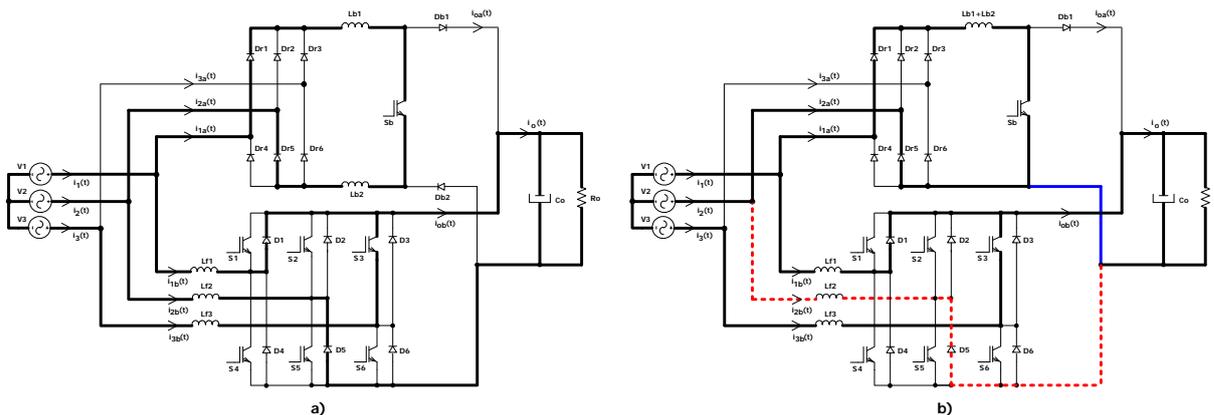


Fig. 4.23 – Estado topológico 5: a) topologia original; b) topologia sem a presença dos indutores e diodos divididos.

Assim, adicionando-se o diodo D_{b2} interrompe-se a circulação de corrente indesejada.

A necessidade de utilização dos indutores divididos pode ser explicada através do estado topológico 6, representado na Fig. 4.24 a). Sem a presença dos indutores divididos, como apresentado na Fig. 4.24 b), acontece a mesma circulação de corrente indesejada, uma vez que toda a corrente da carga retornará pelos diodos D_{b2} e D_{r5} até a fonte de alimentação da fase 2. Esta circulação de corrente ocorrerá sempre que o interruptor S_b estiver bloqueado e que exista retorno de corrente da carga para uma das fontes de alimentação através de ambos os retificadores. Portanto, em todos os estados topológicos pares aparecerá esta circulação de corrente, com exceção aos estados topológicos 2 e 16, onde S_b está bloqueado mas não existe circulação de corrente da carga para a fonte de alimentação através do retificador B.

Assim, adicionando-se o indutor L_{b2} força-se a divisão da corrente que retorna da carga por ambos os retificadores até a fonte de alimentação.

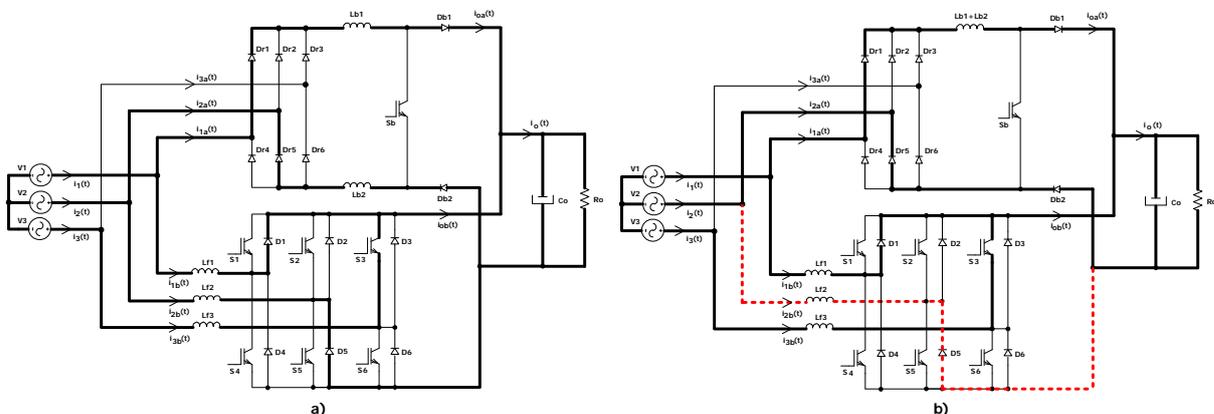


Fig. 4.24 – Estado topológico 6: a) topologia original; b) topologia sem a presença dos indutores divididos.

4.7 – Simulação Numérica em Regime Permanente

Com o objetivo de verificar a operação do retificador híbrido bidirecional, realizaram-se simulações numéricas utilizando-se as especificações apresentadas na Tabela 4.6. Nestas simulações, o retificador está operando em malha fechada para o controle das correntes de entrada e da corrente no indutor Boost. Todos os resultados apresentados serão para o retificador operando com potência nominal.

Os primeiros resultados de simulação apresentados estão relacionados com o retificador híbrido operando no modo de operação onde o retificador A processa 100% da potência ativa, conseqüentemente o retificador B não processará potência ativa. Para simplificar a notação, este modo de operação será chamado de PA100PB0.

Na Fig. 4.25 apresentam-se as tensões e as correntes de entrada do retificador híbrido. Observa-se que as correntes de entrada apresentam formato senoidal e encontram-se em fase com as respectivas tensões de entrada. A taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada da fase 1, obtida por simulação, é de 4,7%.

As correntes $i_1(t)$, $i_{1a}(t)$ e $i_{1b}(t)$ são apresentadas na Fig. 4.26. Observa-se que a relação entre os valores de pico das correntes $i_1(t)$ e $i_{1a}(t)$ é satisfeita, ou seja, $I_{pa} = 0,907.I_p$. As formas de onda das correntes também se apresentam de acordo com aquelas apresentadas no Capítulo III, acrescidas das componentes de alta frequência que foram desprezadas no estudo teórico do retificador.

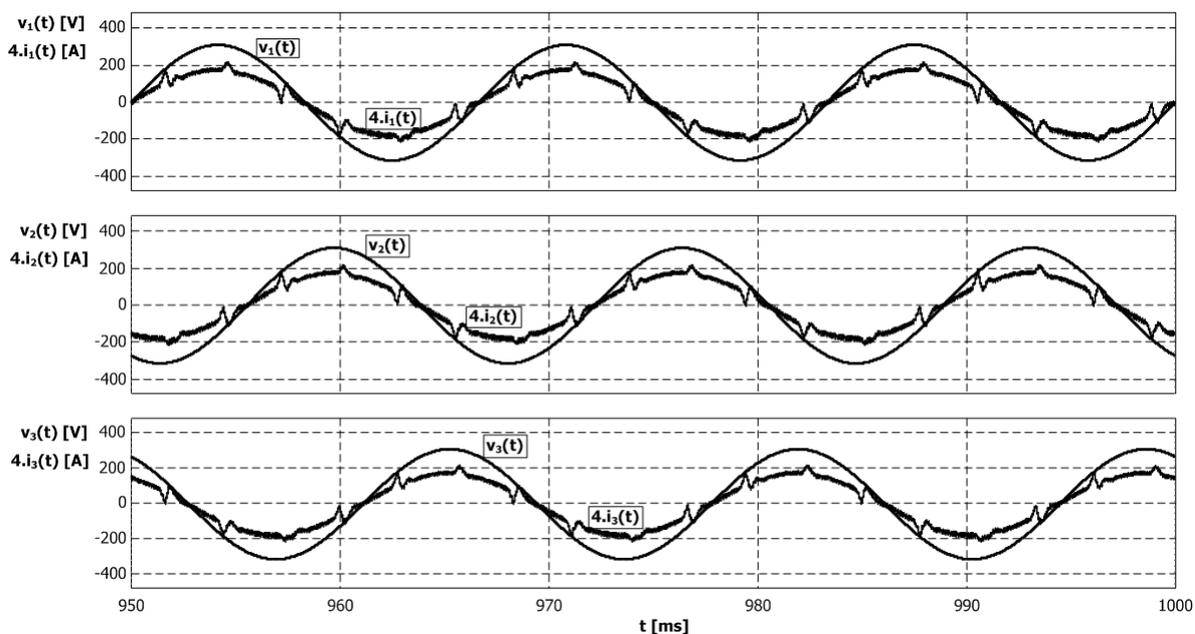


Fig. 4.25 – Tensões e correntes de entrada para o modo de operação PA100PB0.

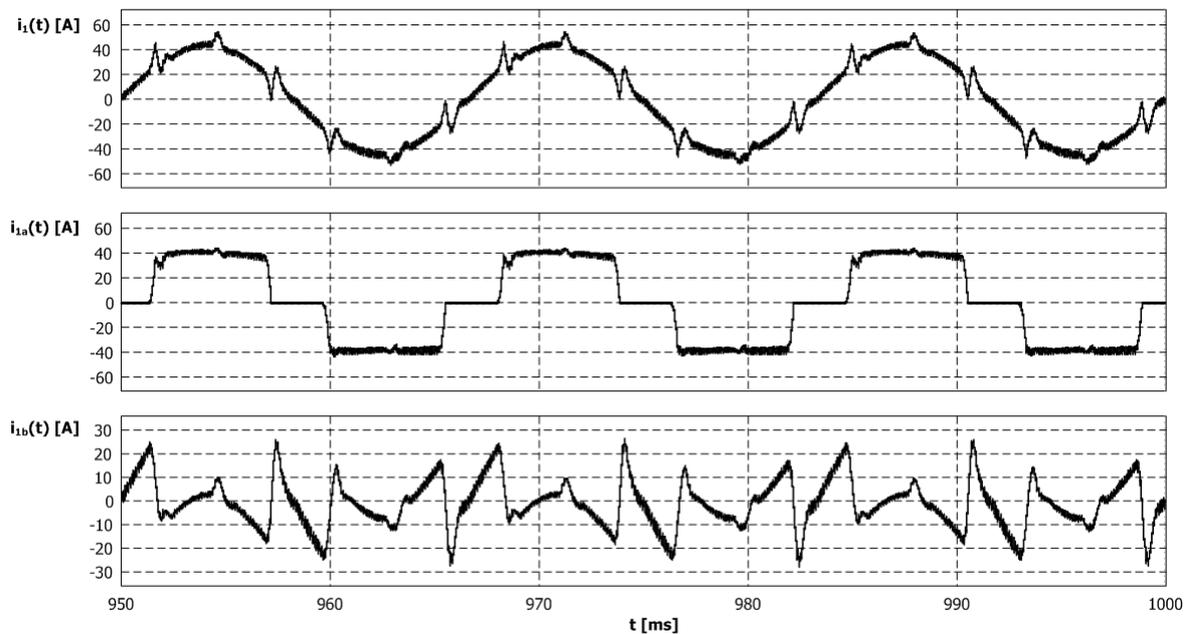


Fig. 4.26 – Correntes na fase 1 para o modo de operação PA100PB0.

As correntes de saída $i_o(t)$, $i_{oa}(t)$ e $i_{ob}(t)$ são apresentadas na Fig. 4.27. O valor médio da corrente $i_{oa}(t)$ tem o mesmo valor médio da corrente de saída enquanto o valor médio de $i_{ob}(t)$ é zero.

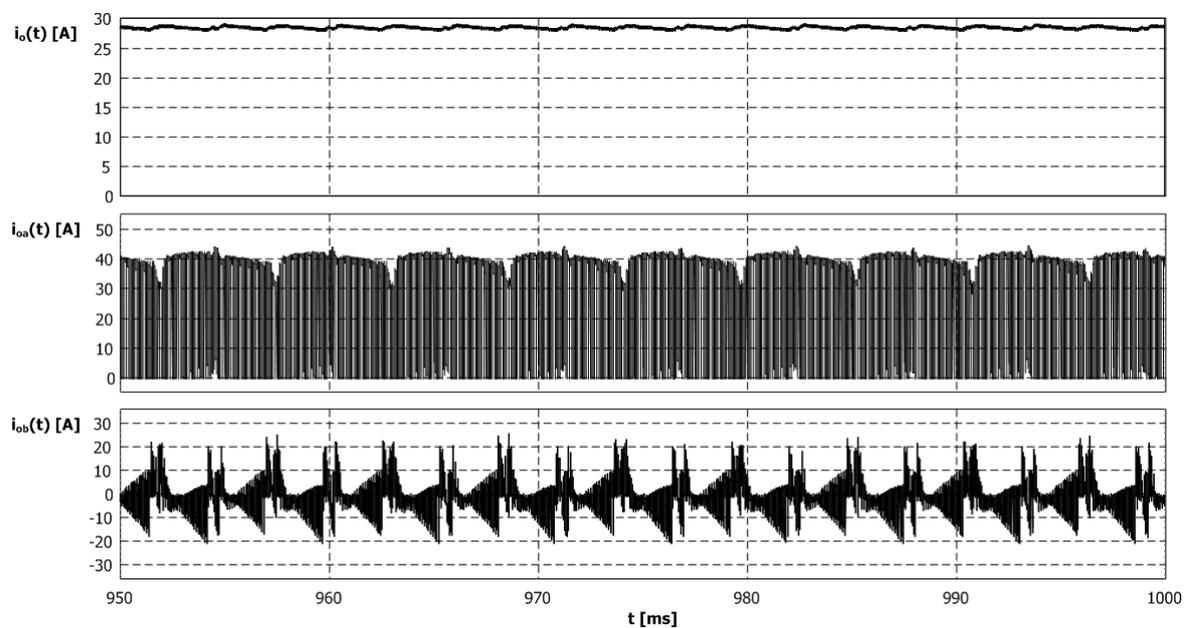


Fig. 4.27 – Correntes de saída para o modo de operação PA100PB0.

Uma nova simulação numérica foi realizada para o modo de operação onde o retificador A processa 90% da potência ativa e o retificador B processa os 10% restantes. Para simplificar a notação, este modo de operação será chamado de PA90PB10.

Na Fig. 4.28 apresentam-se as formas de onda das tensões e das correntes de entrada. Novamente observa-se que o retificador apresenta elevado fator de potência.

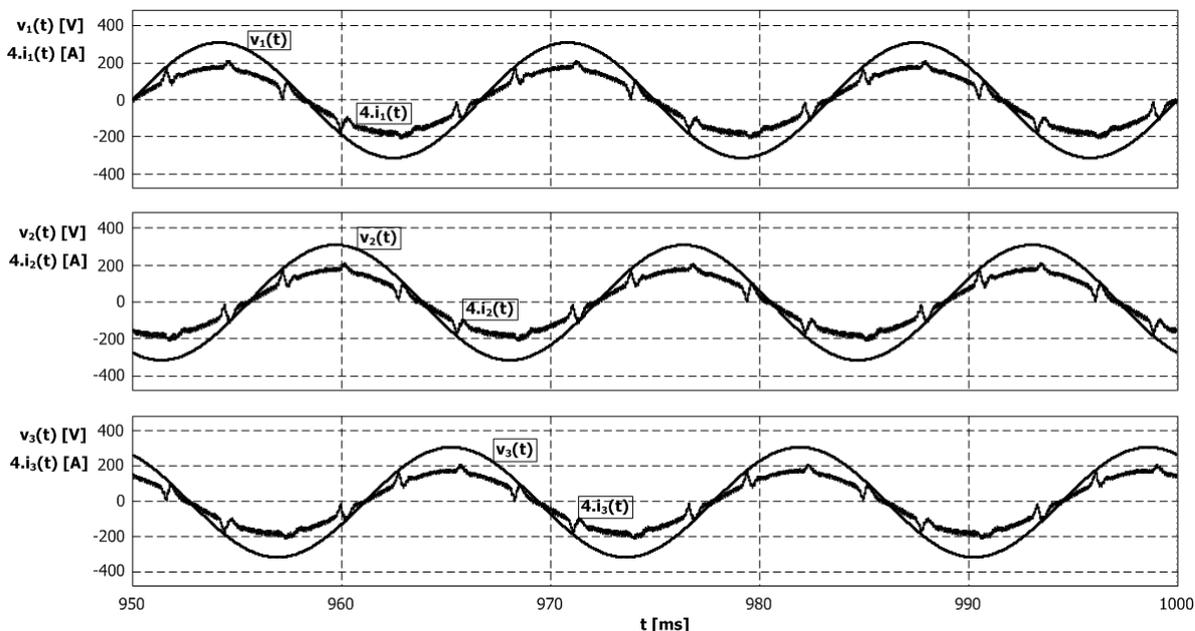


Fig. 4.28 – Tensões e correntes de entrada para o modo de operação PA90PB10.

Na Fig. 4.29 apresentam-se as formas de onda das correntes $i_1(t)$, $i_{1a}(t)$ e $i_{1b}(t)$. Observa-se que a relação entre os valores de pico das correntes $i_1(t)$ e $i_{1a}(t)$ é satisfeita, ou seja, $I_{pa} = 0,827.I_p$.

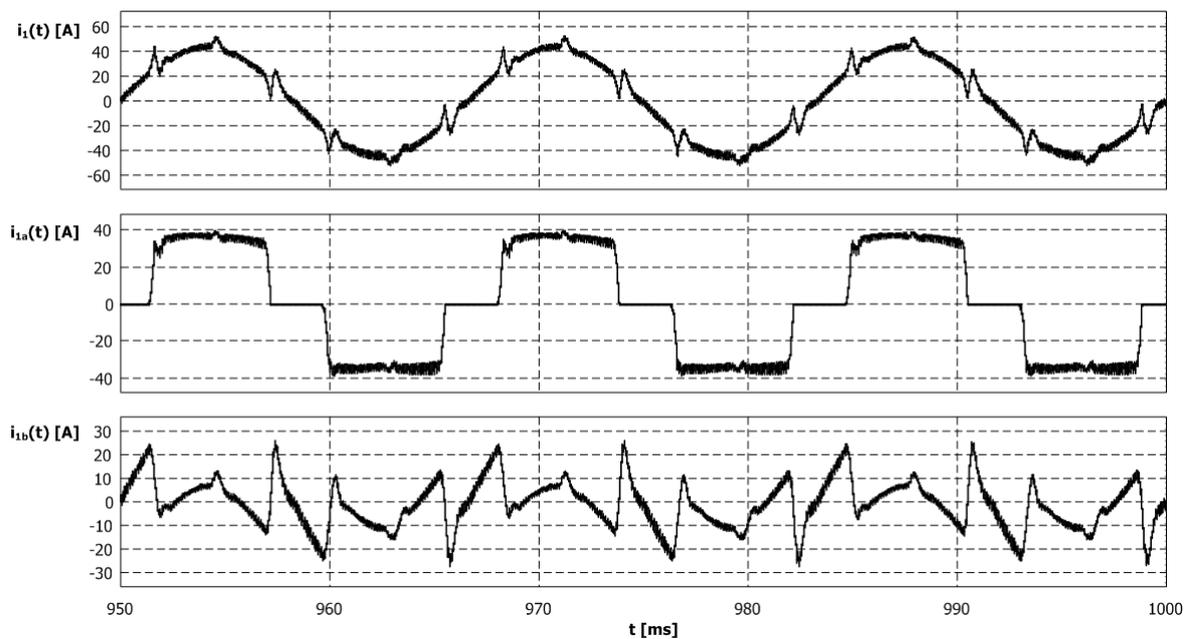


Fig. 4.29 – Correntes na fase 1 para o modo de operação PA90PB10.

As correntes de saída $i_o(t)$, $i_{oa}(t)$ e $i_{ob}(t)$ são apresentadas na Fig. 4.30. O valor médio da corrente $i_{oa}(t)$ é igual a 90% do valor médio da corrente de saída enquanto o valor médio de $i_{ob}(t)$ é igual a 10% do valor médio da corrente de saída.

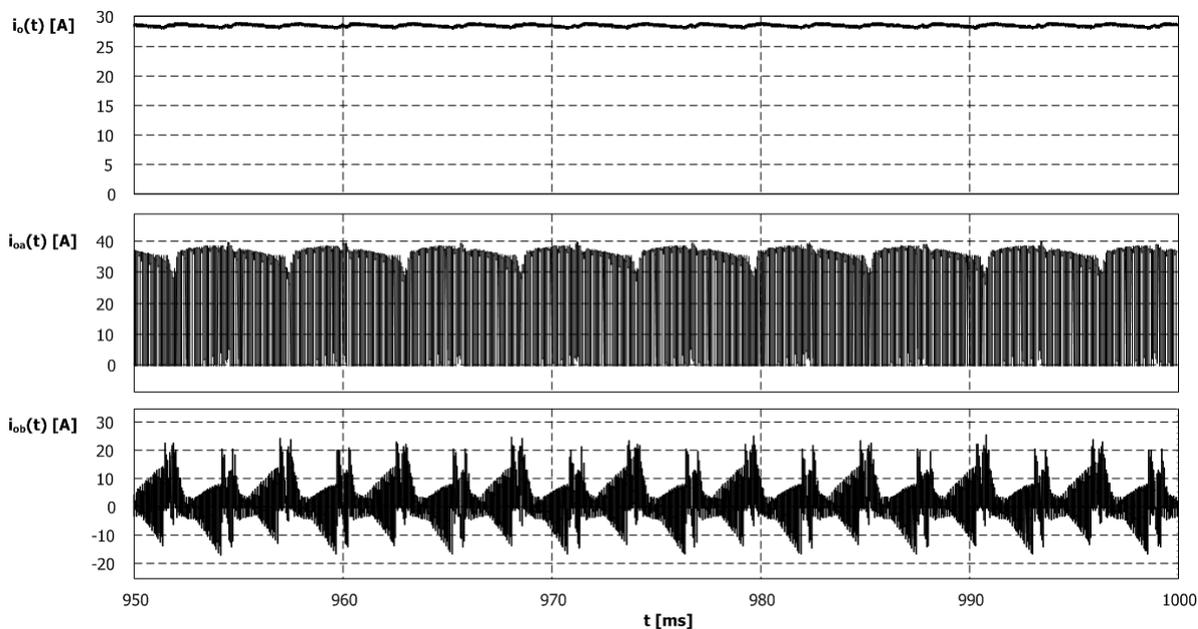


Fig. 4.30 – Correntes de saída para o modo de operação PA90PB10.

Os resultados obtidos com a simulação numérica do modo de operação onde cada retificador processa 50% da potência de saída são apresentados a seguir. Por simplicidade este modo de operação será chamado de PA50PB50. Na Fig. 4.31 apresentam-se as tensões e as correntes de entrada do retificador híbrido.

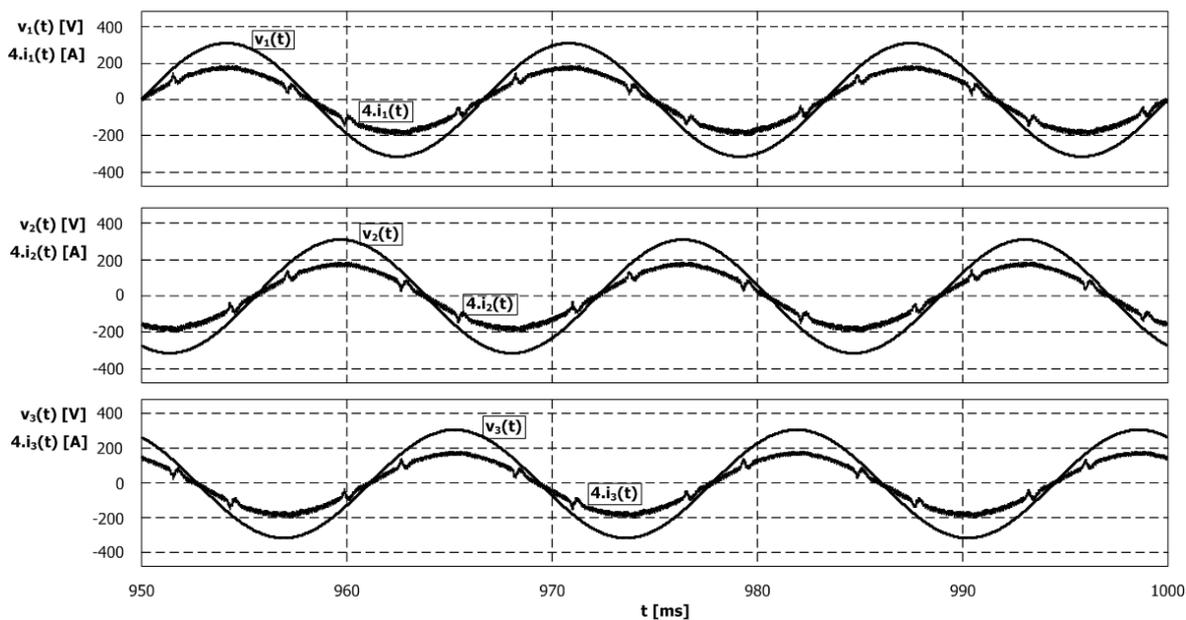


Fig. 4.31 – Tensões e correntes de entrada para o modo de operação PA50PB50.

Na Fig. 4.32 apresentam-se as formas de onda das correntes $i_1(t)$, $i_{1a}(t)$ e $i_{1b}(t)$. Observa-se que a relação entre os valores de pico das correntes $i_1(t)$ e $i_{1a}(t)$ é satisfeita, ou seja, $I_{pa} = 0,453.I_p$.

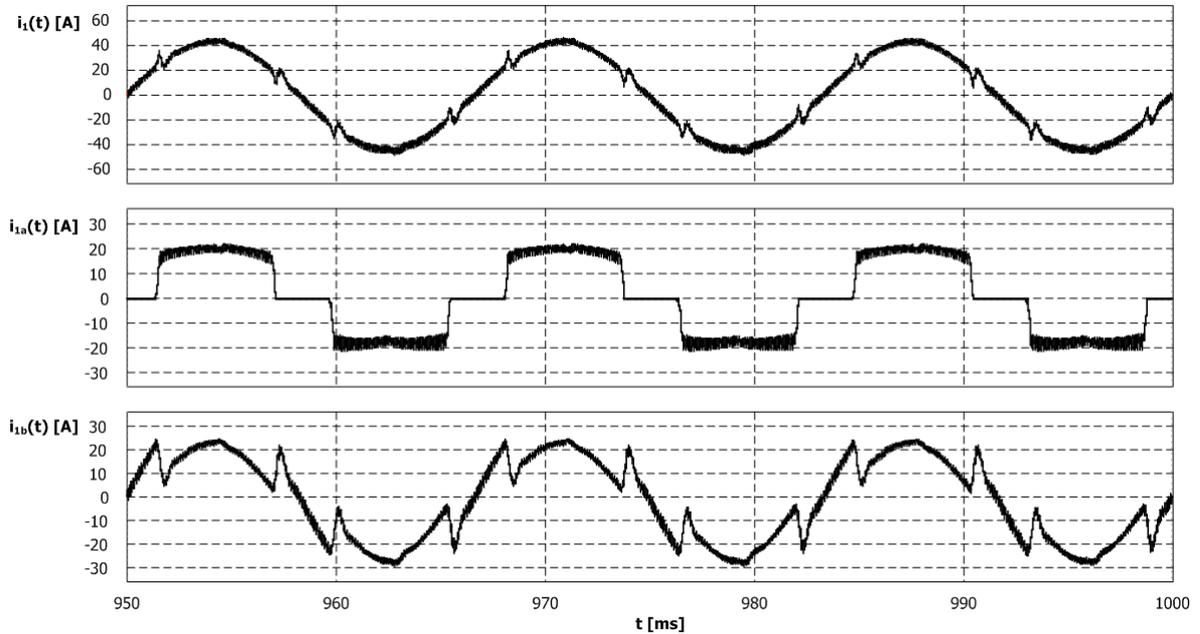


Fig. 4.32 – Correntes na fase 1 para o modo de operação PA50PB50.

As correntes de saída $i_o(t)$, $i_{oa}(t)$ e $i_{ob}(t)$ são apresentadas na Fig. 4.33. O valor médio da corrente $i_{oa}(t)$ é igual ao valor médio de $i_{ob}(t)$ e ambos os valores médios são iguais a metade do valor médio da corrente de saída.

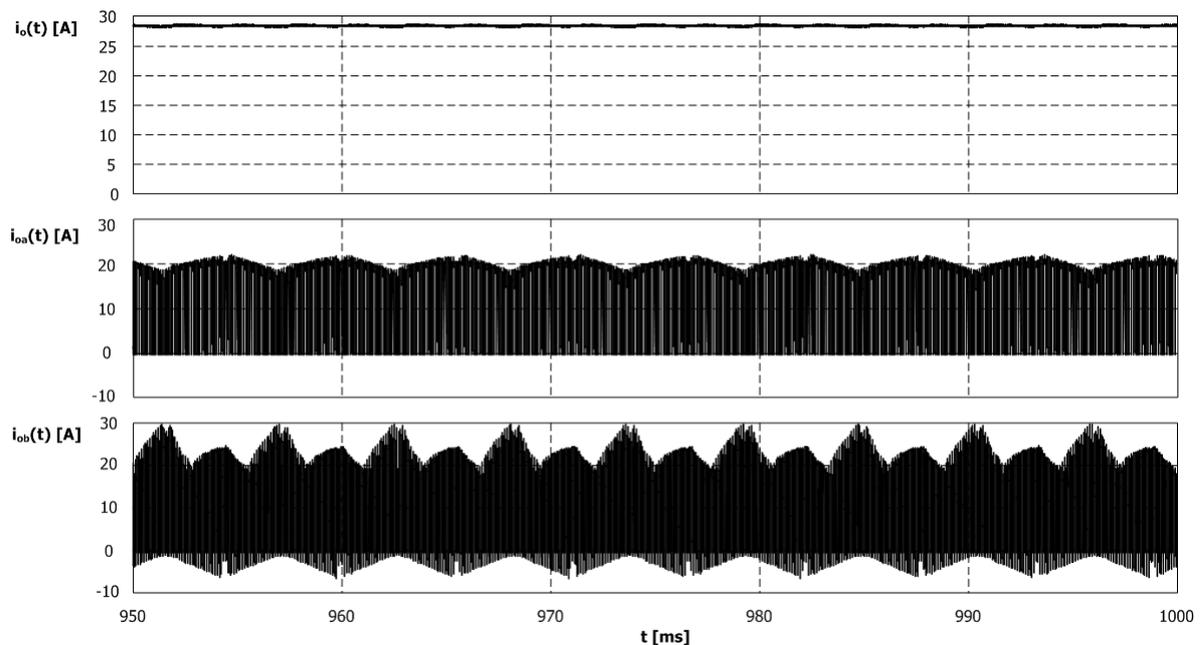


Fig. 4.33 – Correntes de saída para o modo de operação PA50PB50.

Para verificar a validade das equações de projeto foram realizadas cinco simulações numéricas, sendo que em cada uma delas variou-se a distribuição de potência entre os retificadores A e B, ou seja, variou-se a relação P_{1a}/P_1 . Os modos de operação simulados foram: $P_{1a}/P_1 = 99\%$, $P_{1a}/P_1 = 86\%$, $P_{1a}/P_1 = 74\%$, $P_{1a}/P_1 = 64\%$ e $P_{1a}/P_1 = 50\%$.

Em cada simulação obteve-se os valores de pico, médio e eficaz das correntes em todos os componentes do retificador trifásico híbrido. Estes valores foram então representados graficamente com as curvas teóricas apresentadas anteriormente na generalização das equações de projeto.

Serão apresentadas graficamente na Fig. 4.34 as curvas teóricas e os pontos obtidos na simulação numérica. Os pontos simbolizados por círculos se referem aos valores de pico enquanto os pontos simbolizados por triângulos se referem aos valores médios e os pontos simbolizados por losangos são referentes aos valores eficazes das correntes obtidos por simulação.

Constata-se que com esta metodologia de equacionamento obtêm-se erros percentuais da ordem de 5% entre os valores teóricos e os valores obtidos por simulação. Com isto conclui-se que todas as equações de projeto obtidas podem ser adequadamente utilizadas para o dimensionamento dos componentes do retificador trifásico híbrido.

4.8 – Conclusão

Este capítulo apresentou uma análise quantitativa do retificador trifásico híbrido bidirecional. Com esta análise obteve-se as equações de projeto para cada componente do retificador.

Para os elementos passivos do retificador, apresentaram-se as equações para a determinação de seus valores, a partir de um conjunto de especificações pré-definidas, assim como os valores de corrente necessários para o projeto físico dos mesmos.

Para os elementos semicondutores, obtiveram-se as equações para os valores máximos de tensão e de corrente, assim como os valores médios e eficazes de corrente. Com estas equações dimensionam-se fisicamente os componentes e também realizar-se o cálculo térmico para o projeto dos dissipadores.

As equações de projeto foram utilizadas para obtenção dos valores de corrente nos componentes em diversos modos de operação, sendo que, pelos resultados de simulação apresentados, pode-se constatar a sua validade.

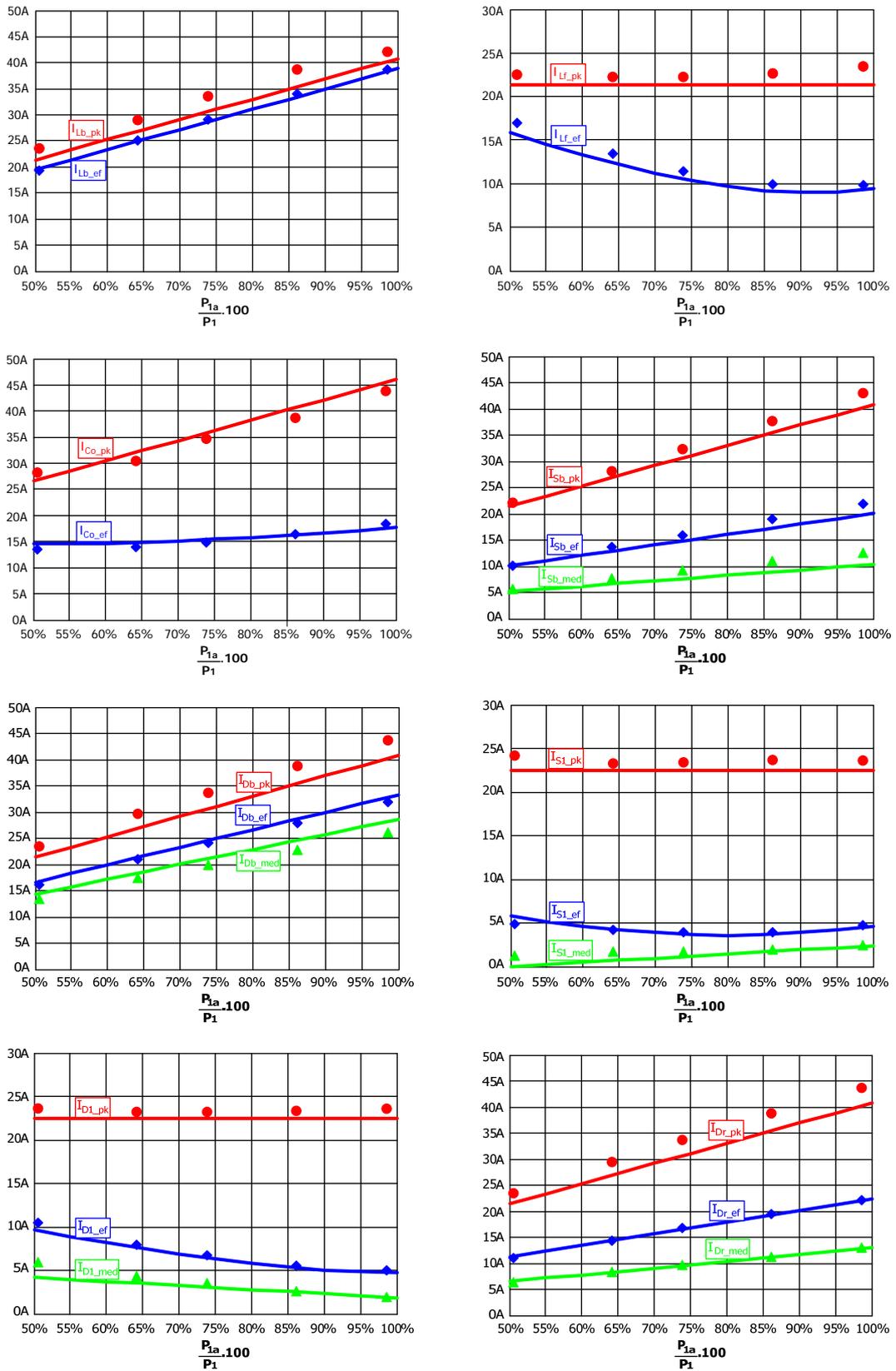


Fig. 4.34 – Valores teóricos e de simulação para os valores de pico (●), médios (▲) e eficazes (◆) das correntes nos componentes do retificador trifásico híbrido.

Resultados de simulação mostraram que sempre é possível obter correntes de entrada senoidais independente da distribuição de potência entre os retificadores A e B.

Esta análise propiciou um conhecimento maior da estrutura estudada e também permitiu uma avaliação mais realista dos níveis de correntes e de tensões nos componentes do retificador para um determinado ponto de operação. É interessante destacar os níveis de corrente nos interruptores controlados do retificador B: para uma potência de saída de 20kW tem-se 1,83A de corrente média e 4,66A de corrente eficaz no modo de operação PA90PB10.

CAPÍTULO V

RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO BIDIRECIONAL EMPREGANDO O CONVERSOR CC-CC BOOST: MODELAGEM E CONTROLE

5.1 – Introdução

Neste capítulo apresentam-se os estudos de modelagem e de controle para o retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost.

Serão apresentados os modelos linearizados de pequenos sinais para o controle das correntes, visando a correção do fator de potência e o modelo para o controle da tensão de saída.

Do ponto de vista do controle das correntes, será apresentado tanto o modelo para o controle das correntes de entrada quanto o modelo para o controle da corrente no indutor Boost.

A estratégia de controle, composta por quatro malhas de controle de corrente e uma malha de controle de tensão é apresentada e analisada.

Por fim, resultados de simulação são apresentados no decorrer do texto, sempre focando a operação dinâmica do retificador trifásico híbrido.

5.2 – Modelagem do Retificador Trifásico Híbrido

O retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost tem sua topologia rerepresentada na Fig. 5.1.

Para a modelagem do retificador será utilizado como base o circuito equivalente apresentado no Capítulo IV, Fig. 4.8, e rerepresentado na Fig. 5.2. O circuito elétrico à esquerda é o circuito visto pela entrada do retificador e será empregado para a modelagem das malhas de controle das correntes. O circuito elétrico à direita é o circuito visto pela saída do retificador e será empregado para a modelagem da malha de controle da tensão de saída.

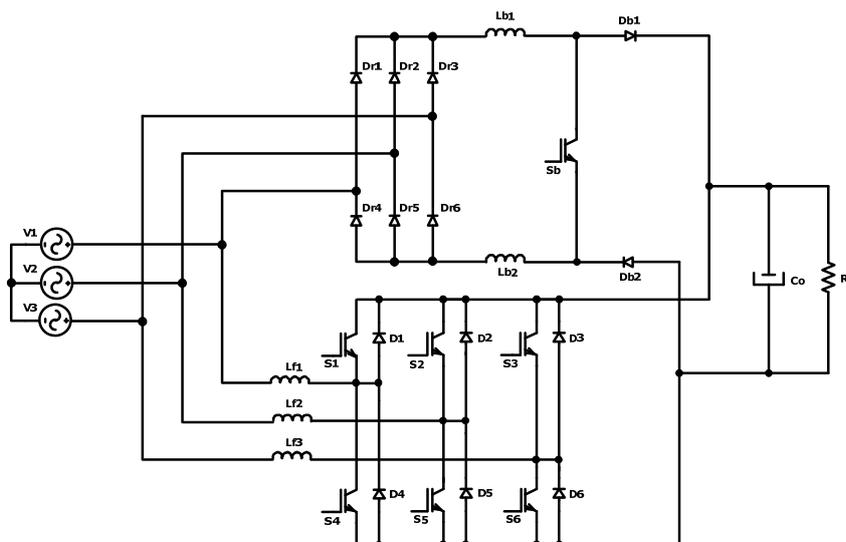


Fig. 5.1 – Topologia do retificador trifásico híbrido bidirecional.

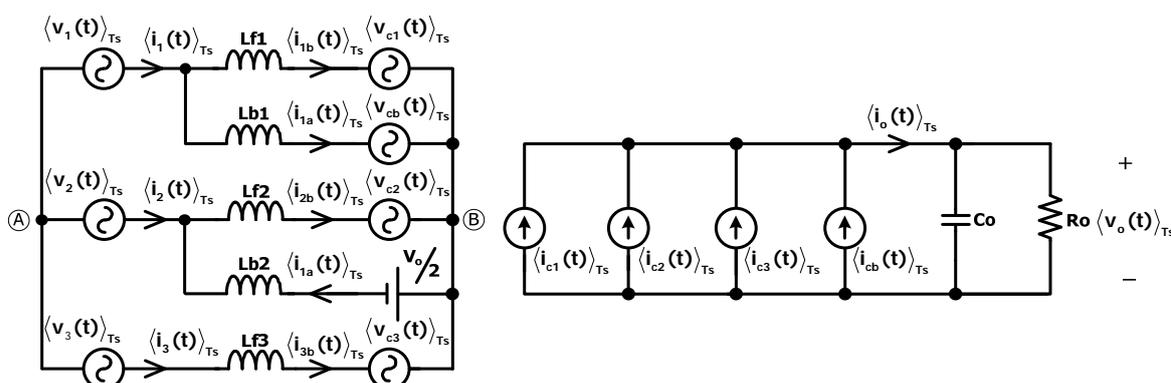


Fig. 5.2 – Circuito equivalente do retificador trifásico híbrido (modelo médio instantâneo).

Como hipóteses simplificadoras para esta análise têm-se:

- O sistema trifásico que alimenta o retificador é considerado simétrico e equilibrado;
- Todos os componentes do retificador são considerados ideais;
- A tensão de saída e as tensões de entrada são consideradas constantes em um período de comutação para a modelagem das malhas de controle das correntes.

A seguir, serão apresentados os principais passos para a obtenção do modelo do retificador híbrido visando o controle das correntes de entrada e da tensão de saída.

5.2.1 – Modelagem para o Controle das Correntes

A análise matemática está baseada nas equações (4.31), (4.32) e (4.33), do Capítulo IV, rerepresentadas em (5.1), (5.2) e (5.3).

$$\begin{cases} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_2(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_3(t) - \frac{1}{2} \right) \end{cases} \quad (5.1)$$

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} - \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = L_b \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot (1 - d_b(t)) \quad (5.2)$$

$$\begin{cases} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = I_{pa} + \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{2b}(t) \rangle_{T_s} - I_{pa} \\ \langle i_3(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{3b}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (5.3)$$

Reescrevendo-se (5.2) obtém-se (5.4). Esta equação representa a equação dinâmica que descreve o comportamento da corrente que circula pelo indutor Boost, tendo como variável de controle a razão cíclica do conversor CC-CC Boost.

$$\frac{d}{dt} \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{L_b} \cdot [\langle v_1(t) \rangle_{T_s} - \langle v_2(t) \rangle_{T_s} - V_o \cdot (1 - d_b(t))] \quad (5.4)$$

Na apresentação da estratégia de controle ficará clara a razão pela qual se busca o modelo para o controle da corrente no indutor do conversor Boost. Assim, linearizando-se o sistema em torno de um ponto de operação, tem-se:

$$\begin{cases} \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} = I_{pa} + \hat{i}_{1a}(t) \\ d_b(t) = D_b + \hat{d}_b(t) \\ v_1(t) = V_1 \\ v_2(t) = V_2 \end{cases} \quad (5.5)$$

onde se escreve cada variável como a soma de uma grandeza com valor contínuo (representando o ponto de operação) e de uma grandeza que representa uma pequena perturbação. Por hipótese, as tensões de entrada são isentas de perturbação.

De (5.4), para o ponto de operação, tem-se:

$$\frac{d}{dt} I_{pa} = \frac{1}{L_b} \cdot [V_1 - V_2 - V_o \cdot (1 - D_b)] \Rightarrow \frac{V_o}{V_1 - V_2} = \frac{1}{1 - D_b} \quad (5.6)$$

De fato, para o ponto de operação, chega-se à característica estática do conversor CC-CC Boost, uma vez que para o setor analisado, a tensão de entrada do conversor é $v_1(t) - v_2(t)$.

Para a obtenção do modelo linearizado substitui-se (5.5) em (5.4). Assim:

$$\frac{d}{dt} \left[I_{pa} + \hat{i}_{1a}(t) \right] = \frac{1}{L_b} \cdot \left[V_1 - V_2 - V_o \cdot \left(1 - D_b - \hat{d}_b(t) \right) \right] \quad (5.7)$$

Utilizando-se o resultado obtido de (5.6) em (5.7) chega-se ao modelo linearizado para o controle da corrente no indutor Boost.

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{1a}(t) = \frac{V_o}{L_b} \cdot \hat{d}_b(t) \quad (5.8)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (5.8) chega-se à função de transferência para o controle da corrente no indutor Boost.

$$\frac{\hat{i}_{1a}(s)}{\hat{d}_b(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_b} \quad (5.9)$$

Para a busca do modelo para o controle das correntes de entrada do retificador B parte-se de (5.1). Tomando-se a fase 1 como referência tem-se:

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \quad (5.10)$$

De (5.10) obtém-se a equação dinâmica que representa o modelo para o controle da corrente de entrada do retificador B.

$$\frac{d}{dt} \langle i_{1b}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{L_f} \cdot \left[\langle v_1(t) \rangle_{T_s} - V_o \cdot \left(d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \right] \quad (5.11)$$

Observa-se que o controle da corrente $i_{1b}(t)$ depende exclusivamente da razão cíclica $d_1(t)$.

Entretanto, é interessante controlar a corrente de entrada $i_1(t)$, uma vez que a referência que esta corrente deve seguir é senoidal e, conseqüentemente, torna a implementação prática com circuitos analógicos mais adequada.

Substituindo-se (5.3) em (5.11), tem-se:

$$\frac{d}{dt} \left(\langle i_1(t) \rangle_{T_s} - I_{pa} \right) = \frac{d}{dt} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{L_f} \cdot \left[\langle v_1(t) \rangle_{T_s} - V_o \cdot \left(d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \right] \quad (5.12)$$

Destaca-se que, para que este resultado possa ser utilizado, deve-se garantir o desacoplamento entre as malhas de controle da corrente. Para tanto, a frequência de cruzamento da malha de controle da corrente no indutor Boost deve ficar em torno de uma década abaixo da frequência de cruzamento das malhas de controle das correntes de

entrada. Dessa forma, a corrente na entrada do retificador A “vista” pelo retificador B é constante e igual à I_{pa} .

Portanto, obtém-se a mesma equação dinâmica, tanto para o controle da corrente $i_{1b}(t)$ quanto para o controle da corrente $i_1(t)$.

Novamente, linearizando-se o sistema em torno do ponto de operação, tem-se:

$$\begin{cases} \langle i_1(t) \rangle_{Ts} = I_1 + \hat{i}_1(t) \\ d_1(t) = D_1 + \hat{d}_1(t) \\ v_1(t) = V_1 \end{cases} \quad (5.13)$$

Para o ponto de operação tem-se:

$$\frac{d}{dt} I_1 = \frac{1}{L_f} \cdot \left[V_1 - V_o \cdot \left(D_1 - \frac{1}{2} \right) \right] \Rightarrow \frac{V_o/2}{V_1} = \frac{1}{2 \cdot D_1 - 1} \quad (5.14)$$

Substituindo (5.13) em (5.12) chega-se a:

$$\frac{d}{dt} \left[I_1 + \hat{i}_1(t) \right] = \frac{1}{L_f} \cdot \left[V_1 - V_o \cdot \left(D_1 + \hat{d}_1(t) - \frac{1}{2} \right) \right] \quad (5.15)$$

Substituindo-se o resultado obtido de (5.14) em (5.15) chega-se à equação dinâmica que representa o modelo linearizado para o controle das correntes de entrada.

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_1(t) = - \frac{V_o}{L_{f1}} \cdot \hat{d}_1(t) \quad (5.16)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (5.16) chega-se à função de transferência.

$$\frac{\hat{i}_1(s)}{\hat{d}_1(s)} = - \frac{V_o}{s \cdot L_{f1}} \quad (5.17)$$

O sinal negativo que aparece em (5.17) é resultado da análise realizada, mais precisamente na definição das razões cíclicas apresentadas no Capítulo IV. Assim, pode-se desprezar este sinal.

Esta análise pode ser estendida para as fases 2 e 3, observando que na fase 3 obtém-se diretamente o mesmo modelo para o controle de $i_3(t)$ e $i_{3b}(t)$, uma vez que estas grandezas assumem o mesmo valor para todo o setor analisado. De maneira geral tem-se:

$$\frac{\hat{i}_{1,2,3}(s)}{\hat{d}_{1,2,3}(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_{f1,f2,f3}} \quad (5.18)$$

Observa-se, através de (5.9) e (5.18), que o controle das malhas de corrente é independente, ou seja, o controle da corrente no indutor Boost depende somente da razão cíclica do conversor CC-CC Boost e o controle da corrente na fase 1 do retificador B depende somente da razão cíclica do braço conectado na fase 1.

5.2.2 – Modelagem para o Controle da Tensão de Saída

Para o controle da tensão de saída, utiliza-se o circuito visto pela saída do retificador. Da análise das correntes neste circuito, pode-se escrever:

$$\langle \dot{i}_o(t) \rangle_{T_s} = C_o \cdot \frac{d}{dt} \langle v_o(t) \rangle_{T_s} + \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R_o} \quad (5.19)$$

$$\langle \dot{i}_o(t) \rangle_{T_s} = \langle \dot{i}_{c1}(t) \rangle_{T_s} + \langle \dot{i}_{c2}(t) \rangle_{T_s} + \langle \dot{i}_{c3}(t) \rangle_{T_s} + \langle \dot{i}_{cb}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.20)$$

As correntes do retificador foram apresentadas em (4.22), no Capítulo IV, e são rerepresentadas em (5.21).

$$\begin{cases} \langle \dot{i}_{c1}(t) \rangle_{T_s} \cong d_1(t) \cdot \langle \dot{i}_{1b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle \dot{i}_{c2}(t) \rangle_{T_s} \cong d_2(t) \cdot \langle \dot{i}_{2b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle \dot{i}_{c3}(t) \rangle_{T_s} \cong d_3(t) \cdot \langle \dot{i}_{3b}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle \dot{i}_{cb}(t) \rangle_{T_s} \cong (1 - d_b(t)) \cdot \langle \dot{i}_{1a}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (5.21)$$

Substituindo-se (5.21) em (5.20) chega-se em (5.22).

$$\langle \dot{i}_o(t) \rangle_{T_s} = d_1(t) \cdot \langle \dot{i}_{1b}(t) \rangle_{T_s} + d_2(t) \cdot \langle \dot{i}_{2b}(t) \rangle_{T_s} + d_3(t) \cdot \langle \dot{i}_{3b}(t) \rangle_{T_s} + (1 - d_b(t)) \cdot \langle \dot{i}_{1a}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.22)$$

Substituindo-se (5.22) em (5.19) tem-se:

$$\begin{aligned} d_1(t) \cdot \langle \dot{i}_{1b}(t) \rangle_{T_s} + d_2(t) \cdot \langle \dot{i}_{2b}(t) \rangle_{T_s} + d_3(t) \cdot \langle \dot{i}_{3b}(t) \rangle_{T_s} + (1 - d_b(t)) \cdot \langle \dot{i}_{1a}(t) \rangle_{T_s} = \\ = C_o \cdot \frac{d}{dt} \langle v_o(t) \rangle_{T_s} + \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R_o} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Analisando-se (5.23), observa-se que a equação dinâmica depende da soma dos produtos da corrente e da razão cíclica, configurando um acoplamento entre as variáveis de controle. Este acoplamento não permite a obtenção de um modelo diretamente através desta equação.

O modelo para o controle da tensão de saída é obtido a partir da equação de conservação de energia para o retificador híbrido (Jiang, 1995). Assim, considerando que a potência de entrada é igual a soma da potência no capacitor de saída e da potência no resistor de carga, tem-se:

$$3. \langle p_1(t) \rangle_{T_s} = \langle p_C(t) \rangle_{T_s} + \langle p_R(t) \rangle_{T_s} \quad (5.24)$$

Nesta análise desconsiderou-se o comportamento dinâmico dos indutores do retificador, pois a dinâmica da malha de tensão é muito inferior que a dinâmica das malhas de controle das correntes.

Reescrevendo-se (5.24) chega-se a:

$$3. \langle v_1(t) \rangle_{T_s} \cdot \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} \cdot C_o \frac{d}{dt} \langle v_o(t) \rangle_{T_s}^2 + \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}^2}{R_o} \quad (5.25)$$

Efetuada-se a linearização em torno do ponto de operação, tem-se:

$$\begin{cases} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \\ \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} + \hat{i}_1(t) \\ \langle v_o(t) \rangle_{T_s} = V_o + \hat{v}_o(t) \end{cases} \quad (5.26)$$

Para o ponto de operação tem-se:

$$3. \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_p}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} \cdot C_o \frac{d}{dt} V_o^2 + \frac{V_o^2}{R_o} \Rightarrow \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (5.27)$$

Substituindo-se (5.26) em (5.25), tem-se:

$$3. \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \left(\frac{I_p}{\sqrt{2}} + \hat{i}_1(t) \right) = \frac{1}{2} \cdot C_o \frac{d}{dt} \left(V_o + \hat{v}_o(t) \right)^2 + \frac{\left(V_o + \hat{v}_o(t) \right)^2}{R_o} \quad (5.28)$$

Utilizando-se o resultado obtido de (5.27) em (5.28) e desprezando-se os termos de segunda ordem, tem-se:

$$\frac{d}{dt} \hat{v}_o(t) = \frac{1}{C_o} \cdot \left[\frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_p}{V_o} \cdot \hat{i}_1(t) - 2 \cdot R_o \cdot \hat{v}_o(t) \right] \quad (5.29)$$

A equação (5.29) representa a equação dinâmica do modelo linearizado para o controle da tensão de saída.

Aplicando-se a transformada de Laplace em (5.29) chega-se a (5.30).

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_1(s)} = \frac{3 \cdot V_p}{\sqrt{2} \cdot V_o} \cdot \frac{R_o}{2} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_o}{2} \cdot C_o \cdot s \right)} \quad (5.30)$$

Uma simulação numérica foi realizada para a verificação do modelo para o controle da tensão de saída. Os parâmetros utilizados para a simulação estão apresentados na

Tabela 5.1.

A Fig. 5.3 apresenta os resultados obtidos para o retificador operando no modo de operação PA90PB10. No instante de tempo 0,6 s foi aplicado um degrau de corrente de 45,4 A para 49,6 A nas correntes de entrada e, conseqüentemente, na corrente que circula pelo indutor Boost. Observa-se que tanto a tensão de saída do retificador obtida por simulação quanto a tensão de saída obtida com a aplicação do degrau no modelo matemático apresentado em (5.30) possuem a mesma resposta dinâmica.

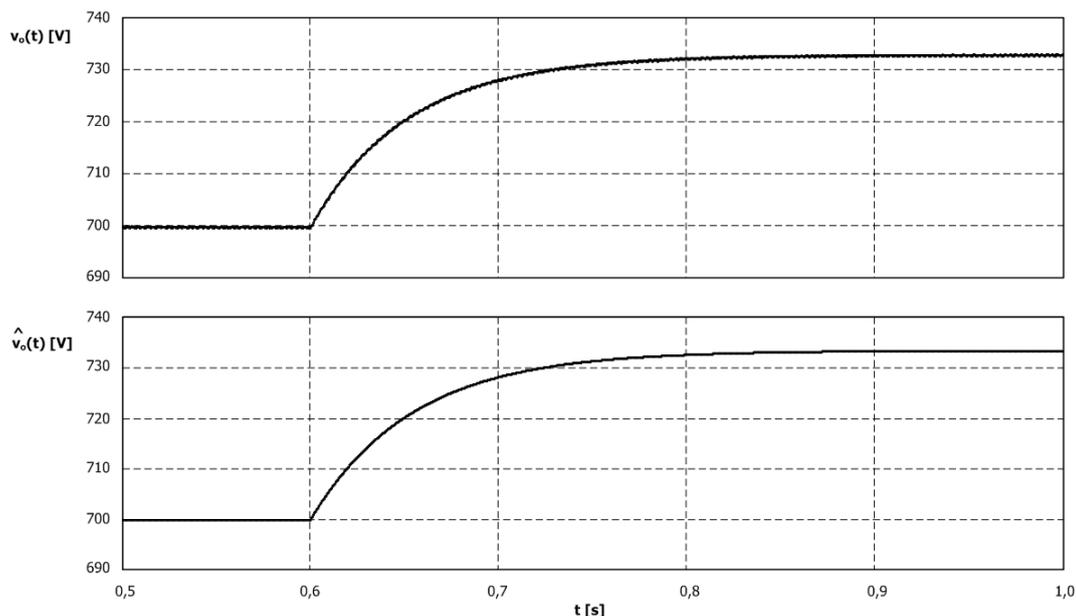


Fig. 5.3 – Resposta dinâmica da tensão de saída para aplicação de um degrau de corrente no modo de operação PA90PB10.

Uma nova simulação numérica foi realizada para verificar a validade do modelo matemático apresentado em (5.30) para outro modo de operação. A Fig. 5.4 apresenta os resultados obtidos para o retificador operando no modo de operação PA50PB50. Novamente observa-se que ambas as tensões apresentam a mesma resposta dinâmica.

Com os resultados obtidos conclui-se que o modelo matemático apresentado em (5.30) descreve satisfatoriamente o comportamento do sistema e assim, pode ser utilizado para o projeto do compensador da malha de tensão.

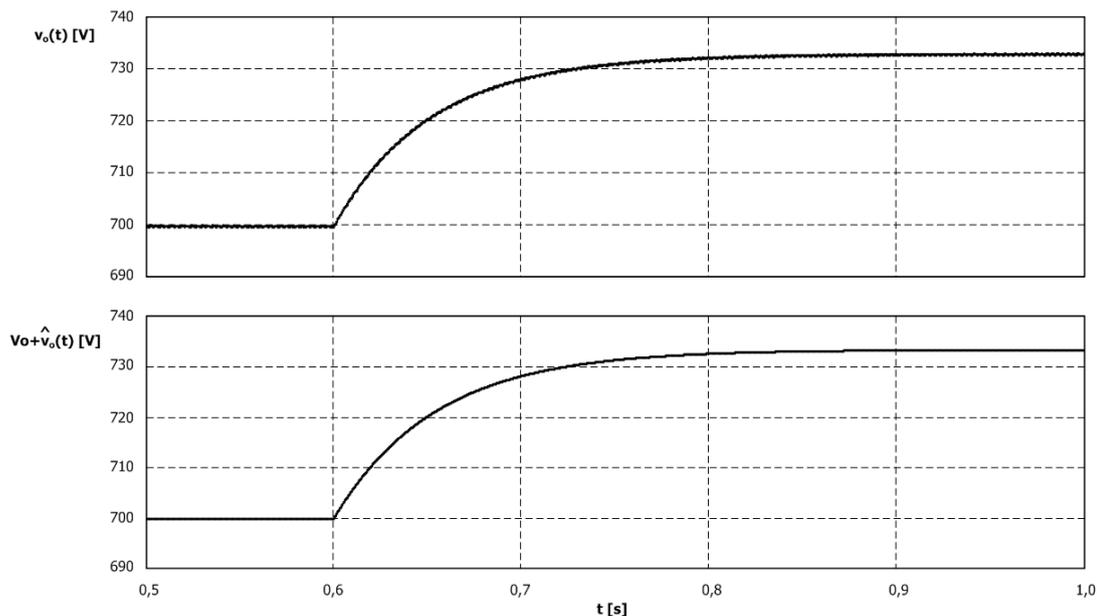


Fig. 5.4 – Resposta dinâmica da tensão de saída para aplicação de um degrau de corrente no modo de operação PA50PB50.

5.3 – Estratégia de Controle

O objetivo da malha de controle da tensão de saída é a regulação da tensão frente às variações de carga e variações das tensões de entrada. Esta malha de controle fornece a referência para o controle das correntes do retificador, garantindo o processamento da potência demandada pela carga.

O objetivo da malha de corrente é a regulação do fator de potência, garantindo correntes de entrada senoidais e em fase com as respectivas tensões de entrada.

Para o caso específico dos retificadores híbridos, onde a corrente de entrada é a composição das correntes de entrada dos retificadores A e B, existem duas malhas distintas de controle das correntes.

A princípio, se poderia controlar as correntes de entrada do retificador A e as correntes de entrada do retificador B, garantindo que a soma das correntes dos dois retificadores gerem correntes de entrada senoidais.

Entretanto, as formas de onda das correntes de entrada do retificador A são impostas pela comutação em baixa frequência dos diodos retificadores. Sendo assim, controlando-se a corrente no indutor Boost, controla-se o valor máximo das correntes $i_{1a,2a,3a}(t)$. Como resultado, tem-se apenas uma malha de controle que garante a desejada corrente máxima das correntes de entrada do retificador A.

Para o controle das correntes de entrada do retificador B necessita-se o controle de três correntes, como tradicionalmente se emprega nos retificadores PWM. Estas correntes devem seguir uma referência que produza uma corrente tal que, somada com a corrente da entrada do retificador A, resulte em uma corrente de entrada senoidal.

Se a amostra das correntes for realizada nos indutores L_{f1} , L_{f2} e L_{f3} , as referências dessas correntes devem possuir um formato não convencional, de modo que a implementação prática fica dificultada.

Como se observou na modelagem, considerando-se que as correntes de entrada do retificador A são constantes para o retificador B, tem-se a mesma equação dinâmica para o controle de $i_{1b}(t)$ e $i_1(t)$. Dessa forma, amostram-se as correntes de entrada, fazendo com que estas sigam referências senoidais.

A estratégia de controle é apresentada na Fig. 5.5 e está baseada no uso de multiplicadores. Para as malhas de controle das correntes de entrada serão utilizados multiplicadores de quatro quadrantes enquanto que a malha de controle da corrente no retificador A empregará um multiplicador de dois quadrantes (interno ao CI UC3854B).

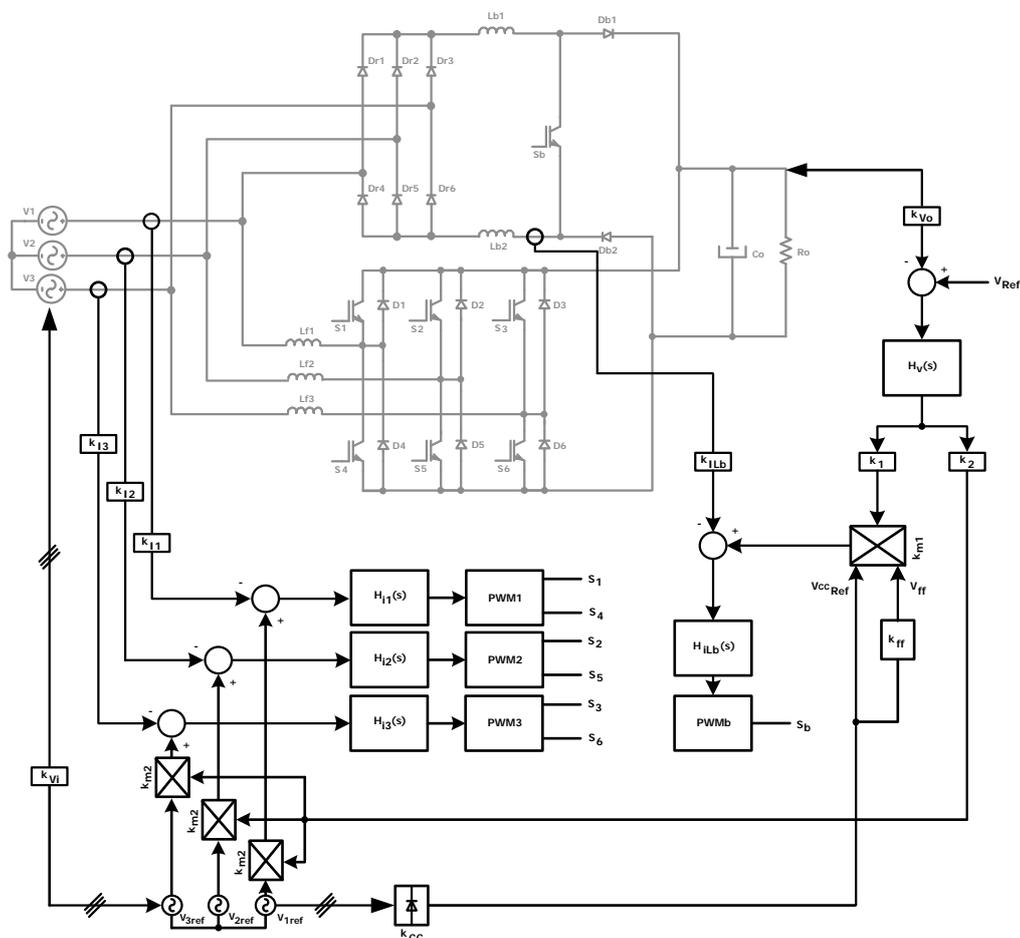


Fig. 5.5 – Estratégia de controle.

As diversas variáveis e ganhos que aparecem na estratégia de controle são descritas a seguir:

- k_{I1} , k_{I2} , k_{I3} e k_{ILb} : ganho dos sensores de corrente;
- k_{Vi} : ganho dos sensores das tensões de entrada;
- k_{Vo} : ganho do sensor da tensão de saída;
- k_1 e k_2 : ganhos que definem a distribuição de potência entre os retificadores;
- k_{m1} e k_{m2} : ganhos dos circuitos multiplicadores;
- k_{CC} : ganho da tensão contínua proporcional as tensões de entrada;
- k_{ff} : ganho da malha de *feedforward*;
- V_{Ref} : tensão de saída de referência;
- V_{1ref} , V_{2ref} e V_{3ref} : tensões senoidais de referência;
- V_{CCRef} : tensão contínua de referência proporcional as tensões de entrada;
- V_{ff} : tensão da malha de *feedforward*;
- $H_{I1}(s)$, $H_{I2}(s)$, $H_{I3}(s)$ e $H_{ILb}(s)$: compensadores de corrente;
- $H_v(s)$: compensador de tensão;
- PWM1, PWM2, PWM3 e PWMb: moduladores PWM.

Para a implementação desta estratégia de controle deve-se buscar a determinação das constantes que definem a distribuição de potência processada em cada retificador, para uma dada especificação de projeto. Ou seja, deve-se buscar uma relação entre os ganhos k_1 e k_2 e os valores nominais das correntes I_p e I_{pa} (ou ainda, dos valores nominais das potências P_1 e P_{1a}).

Assim, analisando-se o diagrama de blocos da estratégia de controle chega-se a:

$$\frac{k_1}{k_2} = \frac{I_{pa}}{I_p} \cdot \frac{0,9 \cdot k_{m1} \cdot k_{m2} \cdot k_{ILb} \cdot k_{CC} \cdot k_{ff}^2 \cdot k_{Vi}^2 \cdot V_p^2}{\sqrt{2} \cdot k_{I1}} \quad (5.31)$$

5.4 – Simulação Numérica em Regime Transitório

Realizou-se uma simulação numérica em malha fechada para a verificação do comportamento dinâmico do retificador trifásico híbrido utilizando as especificações apresentadas na Tabela 5.1. O arquivo simulado é apresentado no Anexo B.

Tabela 5.1 – Especificações para a simulação numérica.

Tensão de Entrada [V]	380
Tensão de Saída [V]	700
Potência de Saída [kW]	20
Frequência da Rede [Hz]	60
Frequência de Comutação [kHz]	10
Ondulação Percentual da Corrente nos Indutores L_{b1} e L_{b2} (em relação à corrente de pico nominal)	10%
Ondulação Percentual da Corrente nos Indutores L_{f1} , L_{f2} e L_{f3} (em relação à corrente de pico nominal)	20%
Ondulação Percentual da Tensão de Saída (em relação à tensão média nominal)	1%

O projeto dos compensadores foi realizado por posicionamento de pólos e zeros e empregando as mesmas considerações de projeto de retificadores Boost monofásicos (Barbi, 1995). Como teste de estabilidade utilizou-se a Margem de Fase. No Capítulo VII será apresentada a metodologia de projeto dos compensadores assim como o dimensionamento dos componentes.

Na Fig. 5.6 apresentam-se as formas de onda para o transitório de partida do retificador. Em detalhe são apresentadas quatro situações distintas da tensão de saída e das correntes de entrada durante a partida.

No intervalo inicial de partida, com duração de aproximadamente 300 ms, o retificador entra em operação com a pré-carga do capacitor de saída através de resistores de *inrush*. A tensão de saída cresce exponencialmente até atingir aproximadamente 400 V. No instante de partida observa-se que o pico de corrente na entrada é de aproximadamente 60 A, garantindo que os componentes semicondutores não sejam destruídos.

No instante de tempo igual a 300 ms, os resistores são curto-circuitados por um contator e o retificador opera como um retificador a diodos com capacitor de saída. Neste intervalo, que tem duração aproximada de 600 ms, a tensão de saída atinge aproximadamente 510 V. No instante de fechamento do contator, observa-se que a corrente de entrada possui um valor máximo de 150 A; isto ocorre porque esta partida está sendo realizada com carga nominal.

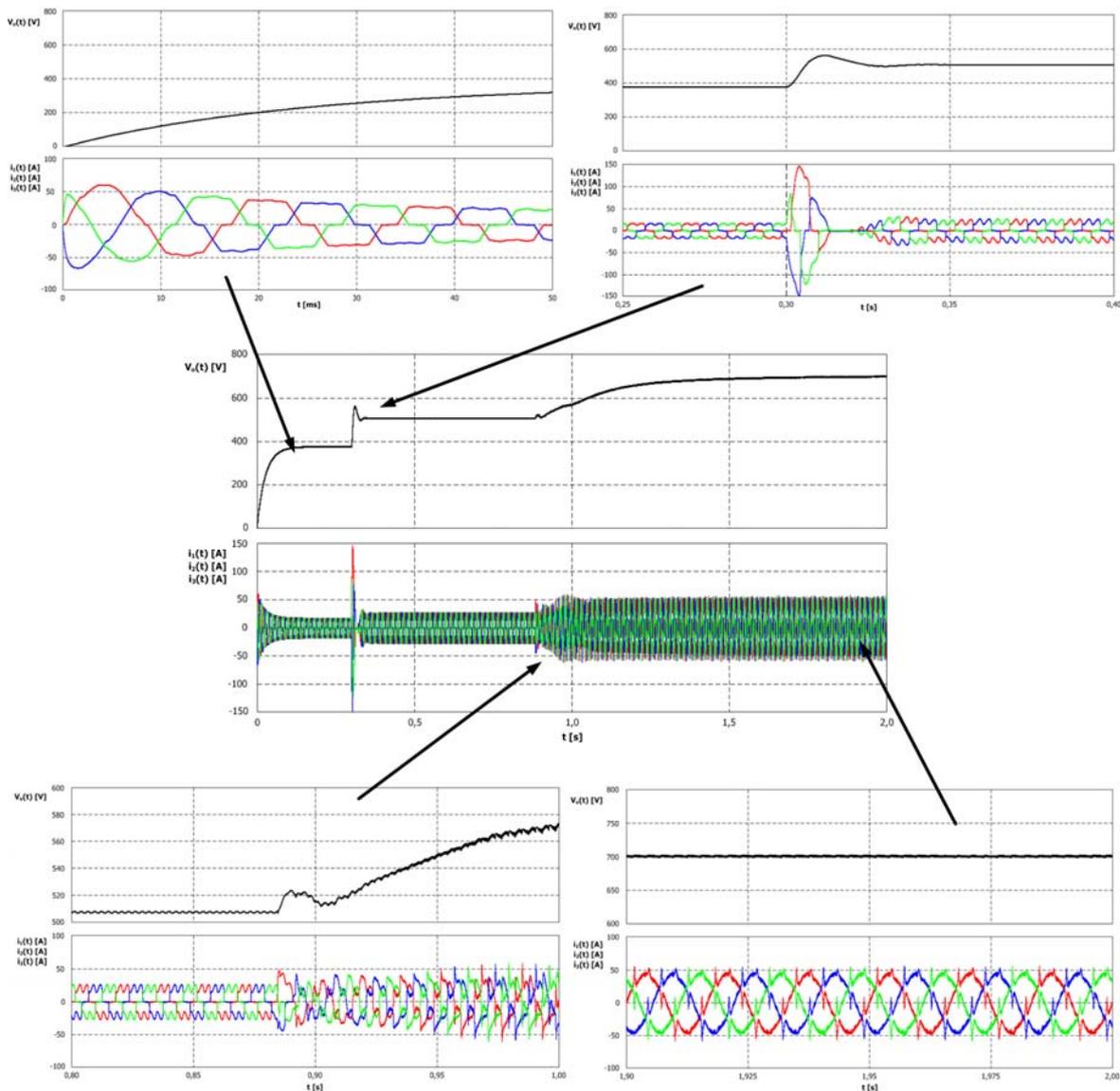


Fig. 5.6 – Transitório de partida do retificador.

No instante de tempo igual a 880 ms, o sistema de controle entra em operação com partida progressiva. Observa-se que a tensão de saída cresce em direção ao ponto de operação 700 V e que as correntes de entrada começam a serem controladas para seguirem um formato senoidal. Este intervalo dura aproximadamente 600 ms.

Por fim, observa-se que a partir do instante de tempo igual a 1,5 s, o conversor já opera em condição nominal. O detalhe mostra que a tensão de saída está em 700 V e que as correntes de entrada possuem formato aproximadamente senoidal.

Os próximos resultados de simulação apresentam o comportamento transitório do retificador para perturbações de carga.

Na Fig. 5.7 apresentam-se as formas de onda da tensão de saída do retificador e das correntes de entrada. No instante de tempo 1 s aplica-se uma variação de carga de 50% para 100% e observa-se que existe o controle da tensão de saída. Um degrau de carga de 100% para 50% é aplicado no instante de tempo 1,5 s e, novamente, observa-se o controle da tensão de saída.

Para o degrau de carga de 50% observa-se que o tempo de acomodação da malha de tensão é de aproximadamente 300 ms com um máximo valor de ultrapassagem de 40 V (aproximadamente 6%).

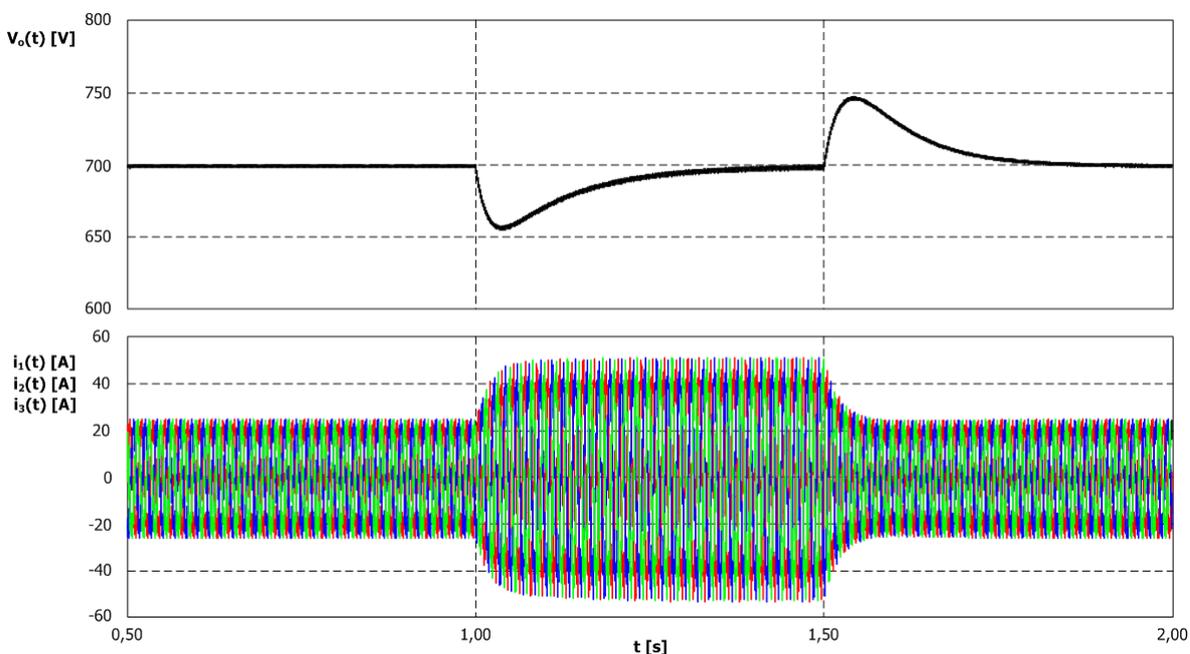


Fig. 5.7 – Respostas transitórias para degraus de carga.

Detalhes das formas de ondas das correntes de entrada durante os degraus de carga são apresentadas nas Fig. 5.8 e Fig. 5.9. Observa-se que as correntes apresentam formato senoidal e que o tempo de acomodação é de aproximadamente 40 ms.

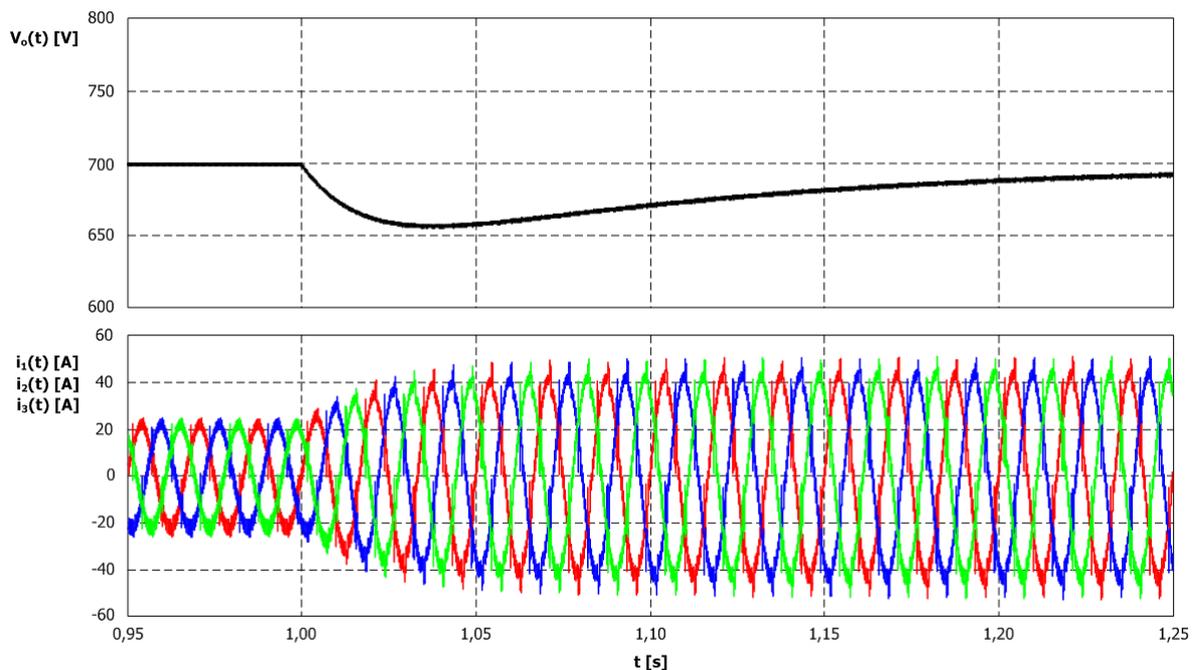


Fig. 5.8 – Detalhe das correntes de entrada do retificador híbrido durante o degrau positivo de carga.

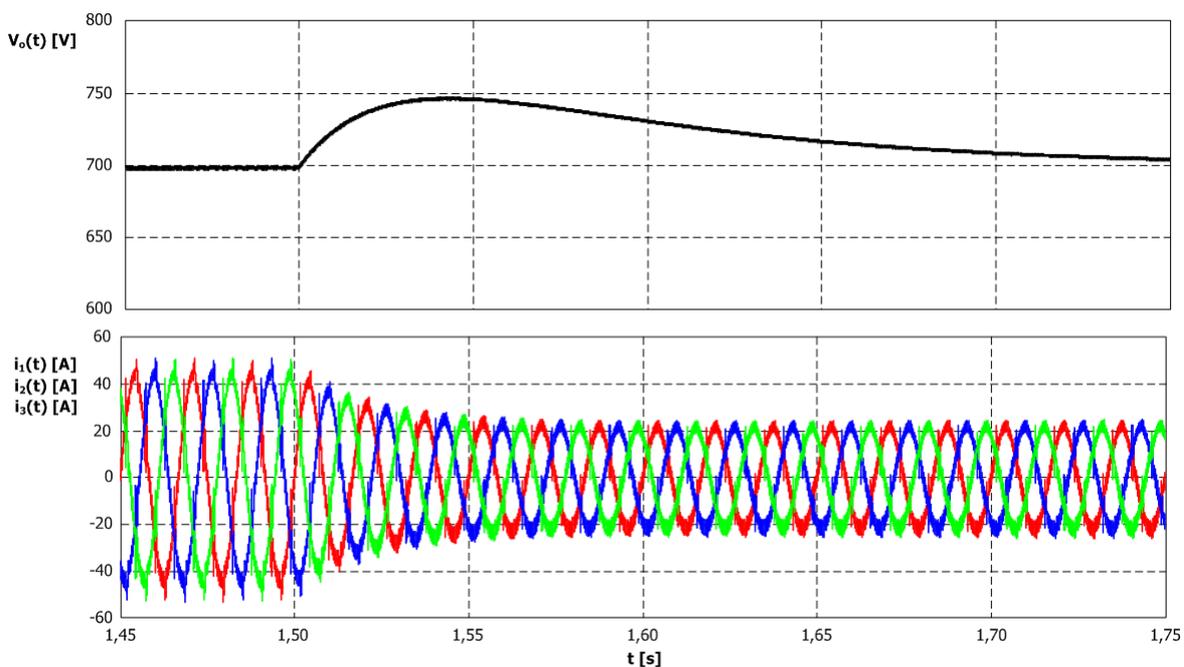


Fig. 5.9 – Detalhe das correntes de entrada do retificador híbrido durante o degrau negativo de carga.

Detalhe das formas de onda das correntes na fase 1 são apresentas nas Fig. 5.10 e Fig. 5.11. Observa-se que a distribuição de potência é preservada durante os transitórios de carga.

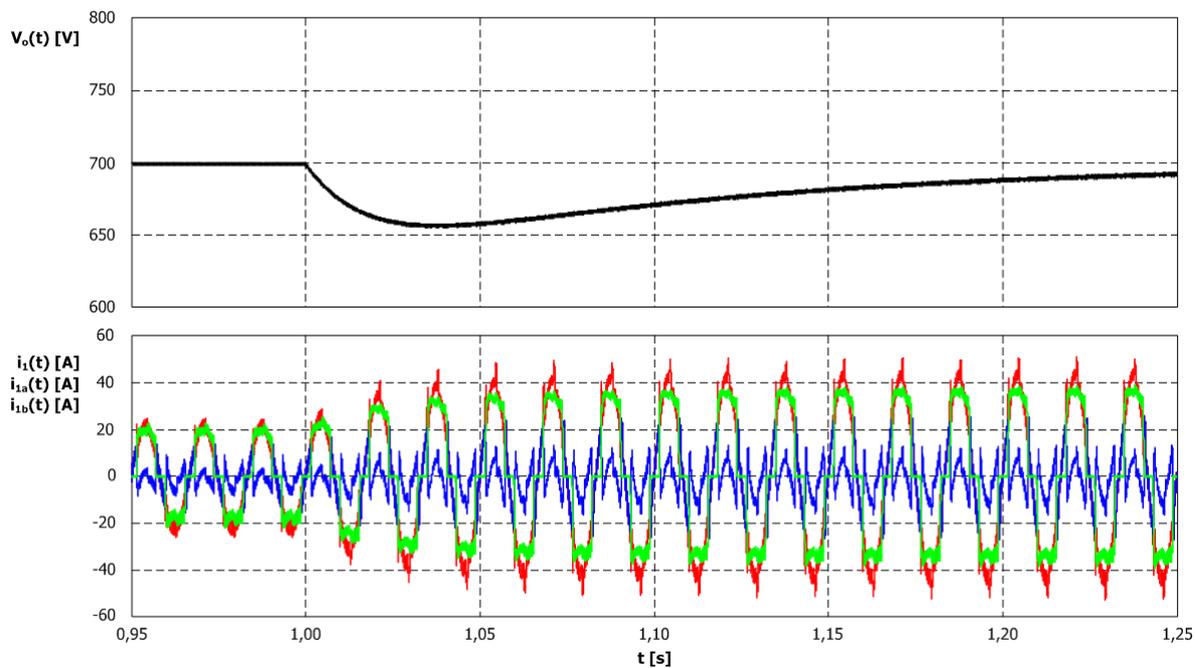


Fig. 5.10 – Detalhe das correntes da fase 1 durante o degrau positivo de carga.

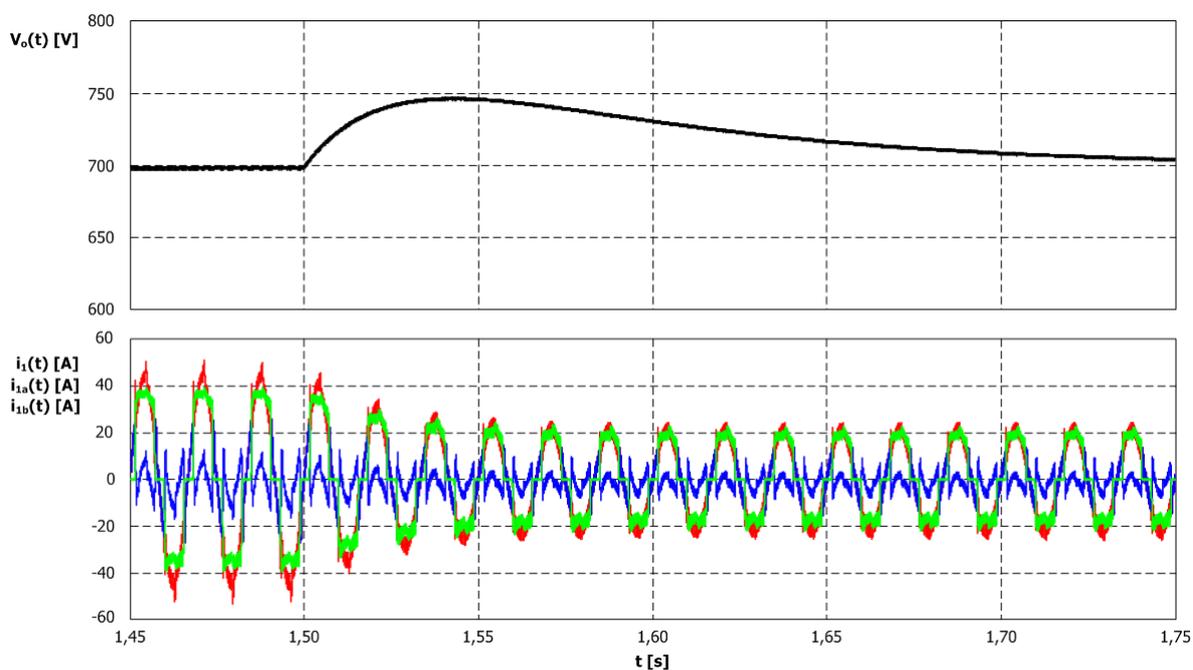


Fig. 5.11 – Detalhe das correntes da fase 1 durante o degrau negativo de carga.

5.5 – Conclusão

Neste capítulo apresentaram-se os estudos sobre a modelagem e o controle do retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost.

No estudo da modelagem do retificador apresentaram-se os modelos para o controle das correntes e para o controle da tensão de saída. As equações dinâmicas para as correntes mostraram que, do ponto de vista de controle, os controles de corrente são independentes. O modelo escolhido para o controle da tensão de saída foi o simplificado pois, pelos resultados obtidos por simulação, apresentou comportamento muito semelhante ao do sistema simulado.

A estratégia de controle apresentada foi baseada na utilização de circuitos multiplicadores, como aqueles utilizados nos tradicionais circuitos integrados dedicados UC3854.

Uma vantagem desta estratégia de controle deve ser destacada quando se compara o controle de corrente deste retificador híbrido com o controle de dois retificadores trifásicos PWM bidirecionais em paralelo. O controle de corrente de dois retificadores trifásicos PWM bidirecionais em paralelo necessita de seis malhas de controle enquanto que este retificador trifásico híbrido necessita de apenas quatro malhas de controle.

Além disso, o controle de corrente do retificador A pode ser implementado facilmente utilizando-se apenas um único circuito integrado UC3854 (com multiplicador de dois quadrantes) e alguns circuitos auxiliares.

Os resultados de simulação para o controle das correntes apresentaram a operação dinâmica do retificador. Como se pôde observar, o retificador apresenta controle da tensão de saída e correção do fator de potência mesmo durante os transitórios de carga.

CAPÍTULO VI

BIDIRECIONALIDADE DO FLUXO DE POTÊNCIA NOS RETIFICADORES TRIFÁSICOS HÍBRIDOS

6.1 – Introdução

Os retificadores trifásicos bidirecionais são empregados nos sistemas de acionamento de máquinas de corrente contínua e de corrente alternada de média e de alta potência, sendo que estes sistemas estão presentes nos mais variados setores industriais, tais como maquinário industrial, metais e mineração, químico e petrolífero, naval, entre outros.

Neste capítulo apresenta-se o estudo da bidirecionalidade do fluxo de potência nos retificadores trifásicos híbridos. Serão apresentados resultados de simulação numérica que mostram a viabilidade do emprego destes retificadores no acionamento de motores de corrente alternada (MCA).

O presente capítulo também contempla uma descrição geral sobre os sistemas de acionamento e seus requisitos, assim como uma revisão bibliográfica sobre os retificadores trifásicos utilizados nestes sistemas.

6.2 – Sistemas de Acionamento dos Motores de Corrente Alternada

O diagrama de blocos de um sistema de acionamento (do inglês, *drive*) de um MCA é apresentado na Fig. 6.1. O sistema é composto pelos filtros de entrada, estágio retificador, barramento de corrente contínua (CC), estágio inversor e filtros de saída.

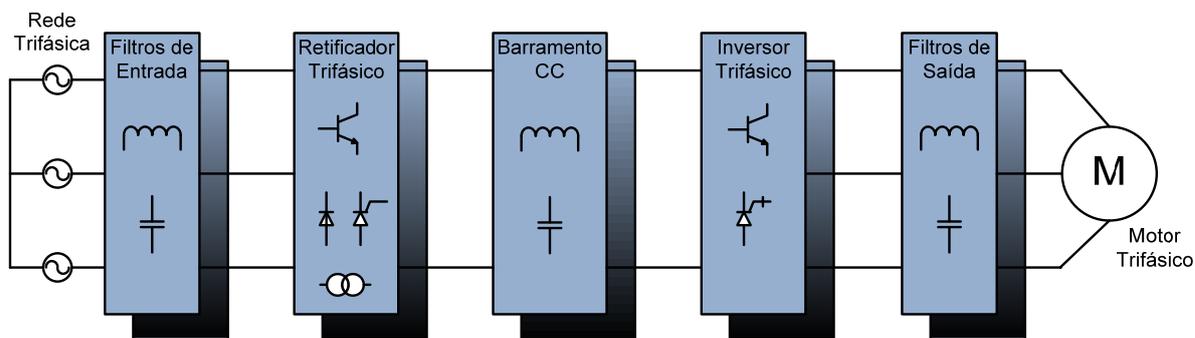


Fig. 6.1 – Diagrama de blocos de um sistema de acionamento do MCA.

Dependendo da aplicação, os filtros de entrada e de saída podem ser opcionais. Em muitas aplicações o filtro de entrada é o próprio filtro de compatibilidade eletromagnética (Wu, 2006).

Os retificadores mais empregados nessa aplicação são os retificadores trifásicos a diodos (incluindo-se os retificadores com múltiplos pulsos), retificadores trifásicos com tiristores (também se incluindo os retificadores com múltiplos pulsos) e os retificadores trifásicos PWM (tipicamente é empregado o retificador Boost dois níveis bidirecional).

O barramento CC é simplesmente constituído por um capacitor quando se emprega conversores alimentados em tensão ou por um indutor para o caso dos conversores alimentados em corrente.

Para o estágio inversor são utilizados inversores PWM alimentados em tensão ou inversores PWM alimentados em corrente, com topologias de dois níveis e três níveis (NPC, capacitor flutuante e inversores ponte completa em cascata).

Os sistemas de acionamento dos MCA devem atender determinados requisitos, tanto do ponto de vista da rede de alimentação quanto do ponto de vista do motor elétrico (Wu, 2006).

Do ponto de vista da rede de alimentação, o sistema de acionamento deve apresentar os seguintes requisitos:

- elevado fator de potência: é um requisito que todo equipamento conectado à rede elétrica deve apresentar, sobretudo nas aplicações com potências mais elevadas;

- baixo conteúdo harmônico das correntes de entrada: correntes de entrada com elevado conteúdo harmônico provocam inúmeros problemas em ambientes industriais, tais como mau funcionamento de processos automatizados e de equipamentos de comunicações, perda de dados em computadores e servidores e ainda, sobreaquecimento de transformadores;

- ausência de ressonância nos filtros de entrada: nas aplicações onde se utiliza retificadores de entrada alimentados em corrente ou capacitores para a correção do fator de potência, ressonâncias podem ocorrer com a indutância de linha da rede de alimentação. Tais ressonâncias podem causar falhas nos componentes do retificador.

Do ponto de vista dos motores de corrente alternada, são requisitos a serem cumpridos:

- baixa distorção harmônica das tensões e correntes que alimentam o motor: tensões com elevado conteúdo harmônico podem causar torques parasitas e subutilização do motor, pois as harmônicas causam perdas adicionais no cobre e no ferro, reduzindo a potência processada;

- ausência de ressonância nos filtros de saída: os capacitores utilizados nos filtros de saída do inversor podem causar ressonância com a indutância dos enrolamentos do motor. Embora, neste caso, as resistências dos enrolamentos do motor proporcionem amortecimento, este requisito deve ser considerado no projeto dos sistemas de acionamento.

Outros requisitos não menos importantes são:

- alto rendimento;
- baixo peso e volume;
- confiabilidade;
- fácil instalação;
- proteções de falta de fase, sobrecorrente e sobretensão.

Algumas aplicações ainda podem requerer rápida resposta dinâmica, regeneração de energia e operação em quatro quadrantes.

Com relação à aplicação industrial de sistemas de acionamento dos MCA, tem-se o acionamento de bombas, ventiladores, compressores, extrusoras, esteiras de transporte, guindastes, elevadores, centrífugas, prensas, etc (Wu, 2006).

6.3 – Retificadores Trifásicos Utilizados nos Sistemas de Acionamento dos MCA

A escolha de uma topologia de retificador trifásico para os sistemas de acionamento dos MCA depende fundamentalmente de três requisitos, a saber: potência processada, elevado fator de potência e regeneração de energia.

Nas aplicações que não requerem elevado fator de potência e regeneração, um retificador a diodos em ponte poderia ser utilizado como solução. É importante ressaltar que tal aplicação é muito específica; tomando-se como exemplo um sistema de geração isolado, tendo ainda o cuidado de garantir que o gerador supra a energia reativa necessária.

Nas aplicações onde se deseja obter elevado fator de potência, sem a necessidade de regeneração, é comum a utilização de retificadores trifásicos a diodos ou tiristores

utilizando transformadores defasadores de tensão (técnicas de múltiplos pulsos). Geralmente utilizam-se retificadores de 12, 18 e 24 pulsos.

As topologias que serão apresentadas a seguir são as de interesse nas aplicações onde se deseja atender as restrições de elevado fator de potência e necessidade de regeneração de energia.

Como resultado da pesquisa bibliográfica realizada, constata-se que existem duas soluções distintas para a realização da regeneração da energia: utilização de um retificador unidirecional associado com um circuito (ou conversor) responsável pela regeneração e utilização de um retificador bidirecional.

Para os circuitos que utilizam um retificador trifásico unidirecional com um circuito responsável pela regeneração, serão sempre apresentados retificadores trifásicos em ponte de Graetz, por simplicidade. Enfatiza-se que estas soluções também podem ser utilizadas nos retificadores com múltiplos pulsos, com algumas adaptações.

O retificador apresentado na Fig. 6.2 não tem a capacidade de regenerar a energia para rede elétrica, porém, ele pode processar esta energia durante a frenagem do motor. Este retificador é conhecido como retificador trifásico com resistor de frenagem (Barnes, 2003; Kolar, 1997).

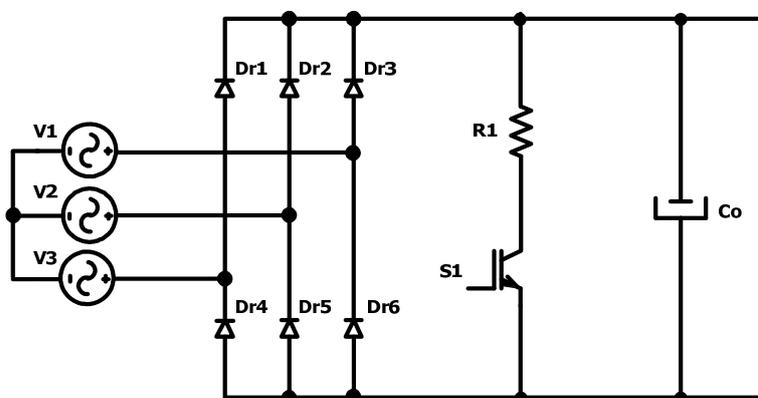


Fig. 6.2 – Retificador trifásico a diodos com resistor de frenagem.

Durante a frenagem, a corrente no barramento CC inverte sua direção. Como o retificador utilizado é unidirecional, esta corrente não pode retornar para a rede alternada. Então, essa corrente circula pelo capacitor provocando a elevação da tensão no barramento CC. Esta elevação de tensão pode chegar a níveis que potencialmente podem causar falhas nos componentes do sistema de acionamento.

Para evitar que a tensão no capacitor alcance níveis indesejados, o capacitor deve ser descarregado periodicamente. Isto é possível conectando-se um resistor e um interruptor em paralelo com o capacitor. O comando deste interruptor pode ser realizado por um controle por histerese ou ainda, por um controle com frequência constante, variando-se a razão cíclica (Barnes, 2003).

Entretanto, este sistema é limitado em aplicações com baixa potência ou em sistemas onde a frenagem não é frequente. Para as aplicações em potências mais elevadas, o emprego deste sistema fica restrito pelos seguintes fatores (Kolar, 1997):

- emprego de um sistema de dissipação de calor adicional;
- redução da densidade de potência do sistema de acionamento;
- alto custo de utilização da energia elétrica, ou seja, baixa eficiência energética.

Na Fig. 6.3 apresenta-se um retificador trifásico a diodos com capacidade de regeneração através de uma ponte de tiristores conectada em antiparalelo (Barnes, 2003; Kolar, 1997). Em operação normal, o motor é alimentado pelo retificador a diodos e, durante a frenagem, a recuperação de energia é realizada pela ponte de tiristores.

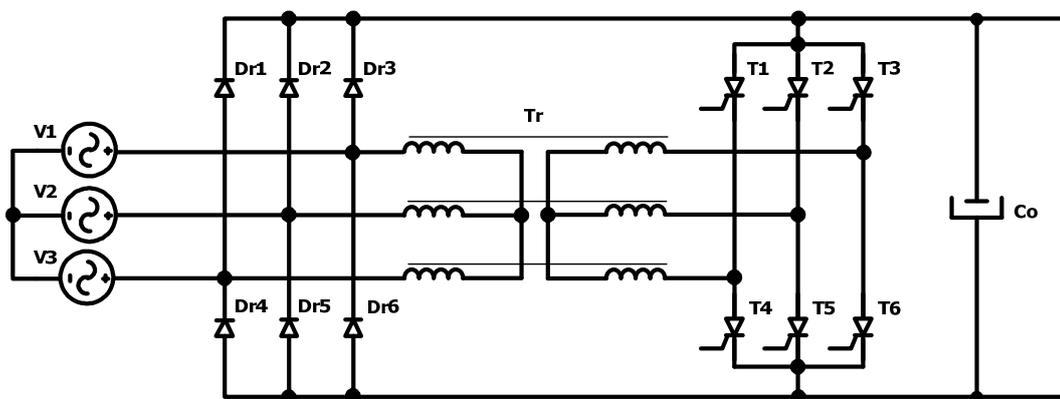


Fig. 6.3 – Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristor.

Durante a frenagem a tensão no barramento CC se eleva, exigindo que os tiristores operem com ângulos de disparo próximos a 180° . Porém, na prática, ângulos de disparo próximos de 180° podem causar falhas de comutação e assim, o uso do transformador se faz necessário.

O retificador apresentado na Fig. 6.4 (Blasko, 1998; Malinowski, 2001) possui o mesmo princípio de operação do retificador discutido anteriormente. Neste caso, o inversor a tiristor é substituído por um inversor com IGBTs comutando na frequência da rede. Assim, não é mais necessário o transformador no circuito.

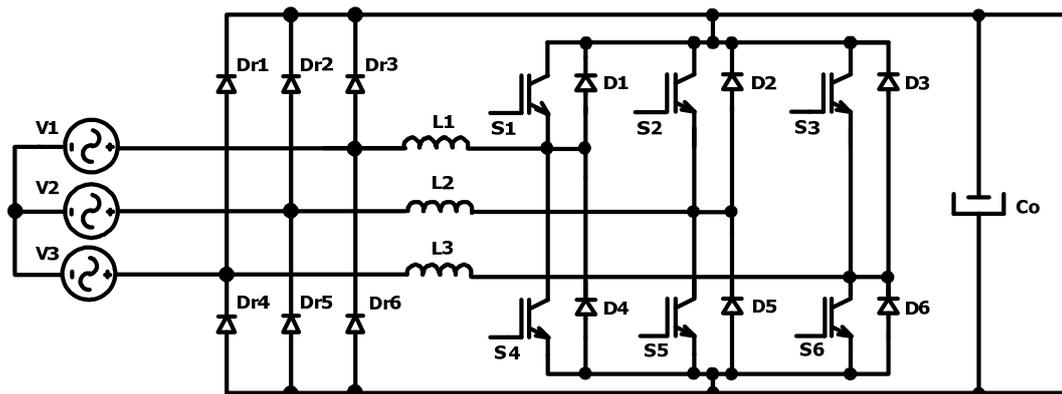


Fig. 6.4 – Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a IGBT.

Na Fig. 6.5 apresenta-se um retificador a diodos com inversor a tiristores e interruptor IGBT. O apelo desta estrutura está na ausência de elementos indutivos, embora o conversor apresente problemas de operação com tensões de entrada desbalanceadas e elevados picos de correntes nos semicondutores responsáveis pela regeneração (Kolar, 1997).

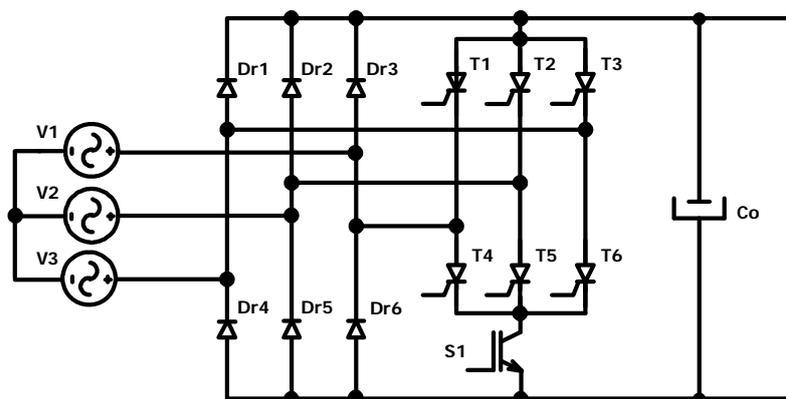


Fig. 6.5 – Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristor e interruptor IGBT.

Uma nova abordagem para a obtenção da regeneração de energia é obtida com o retificador apresentado na Fig. 6.6 (Kolar, 1997). Nas soluções apresentadas anteriormente, sempre se utilizava retificadores a diodos para operação normal e um circuito inversor, conectado ao barramento CC, para realizar a regeneração.

Neste retificador, utiliza-se uma ponte trifásica a tiristores seguida do conversor CC Boost para a operação normal e, para a regeneração, se utiliza um interruptor e um diodo para a inversão de polaridade do barramento CC. Com isto, a própria ponte a tiristores é utilizada para realizar a inversão do fluxo de potência.

Esta estrutura apresenta três vantagens significativas quando comparada com as demais estruturas: eleva o fator de potência significativamente, possibilita o controle da tensão de saída e permite que o único elemento magnético seja projetado para a operação em alta frequência.

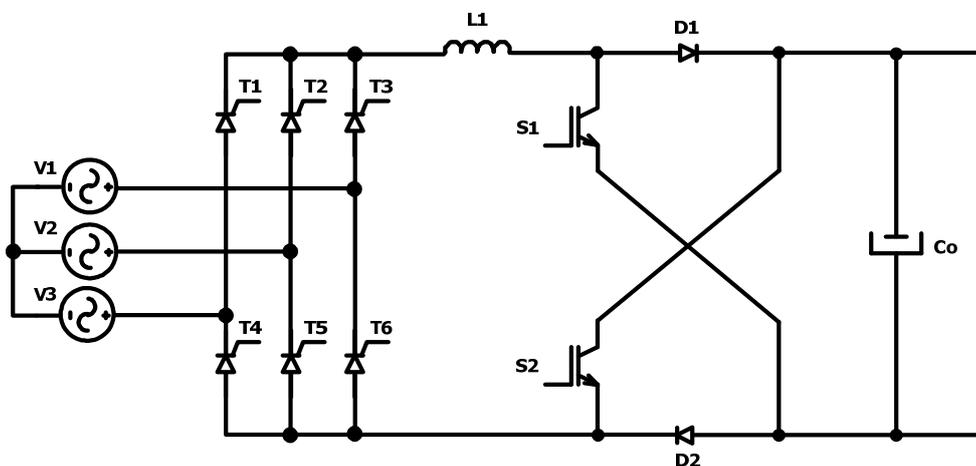


Fig. 6.6 – Retificador trifásico a tiristor e conversor CC-CC Boost.

O retificador trifásico PWM Boost bidirecional, apresentado na Fig. 6.7, é o único retificador trifásico dois níveis bidirecional em corrente encontrado na literatura (Kolar, 1999; Malinowski, 2001; Singh, 2004).

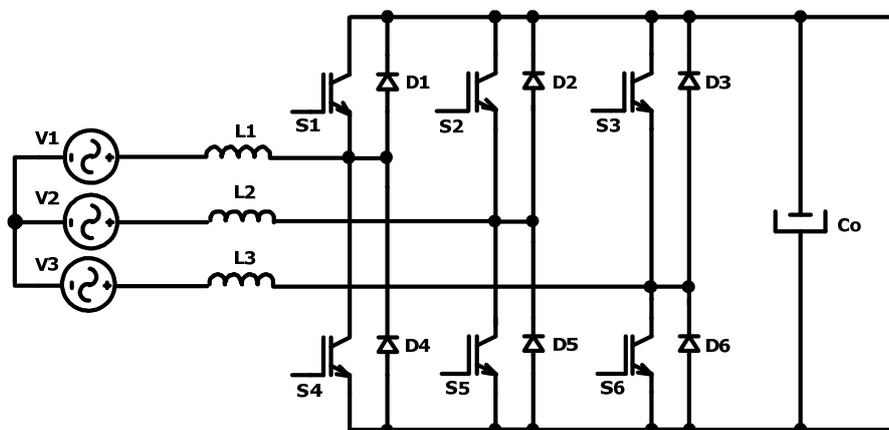


Fig. 6.7 – Retificador trifásico PWM Boost bidirecional.

Suas principais vantagens são: pode produzir correntes de entrada senoidais, controle da tensão de saída e permite que os elementos magnéticos sejam projetados para a operação em alta frequência. Como desvantagens têm-se: menor robustez e limite de potência processada.

Uma solução alternativa para o limite de potência processada pelos retificadores PWM bidirecionais é a associação em paralelo de dois ou mais retificadores (Pan, 2007; Xing, 1998), conforme apresentado na Fig. 6.8. Esta solução mantém as vantagens já mencionadas quanto se utiliza um retificador, além de adicionar redundância ao sistema, pois, na falha de operação de um retificador, parte da potência requerida pela carga ainda pode ser suprida. Porém, o número de interruptores controlados aumenta, elevando o custo e diminuindo a robustez.

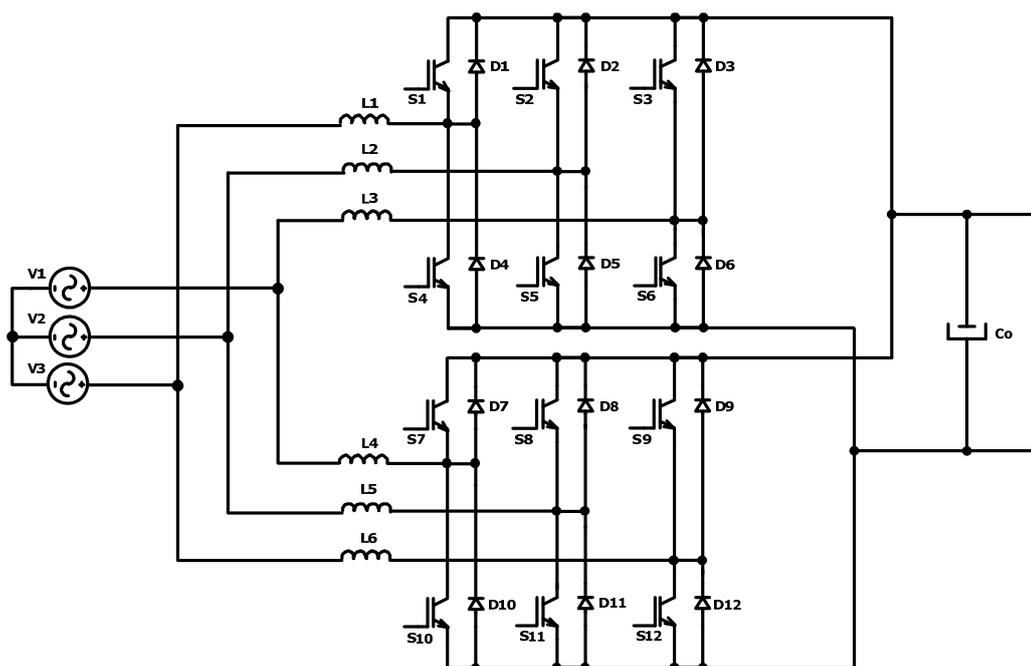


Fig. 6.8 – Retificadores trifásicos PWM Boost bidirecional associados em paralelo.

Por fim, a Fig. 6.9 apresenta o retificador trifásico híbrido bidirecional. Este retificador também pode ser utilizado nas aplicações onde se necessita bidirecionalidade do fluxo de potência.

Este retificador pode processar potências maiores quando comparado ao retificador PWM bidirecional, mantendo as características de fator de potência unitário, controle da tensão de saída e operação em alta frequência dos elementos indutivos.

Este sistema também oferece redundância, sendo que parte da potência demandada pela carga ainda pode ser entregue com a falha de parte do retificador. Para o caso particular, no modo de operação onde o retificador A processa toda a potência de saída e a falha ocorrer no retificador B, toda a potência demandada pela carga pode ser mantida. Porém, neste caso, o sistema apresentará redução da qualidade do processamento de energia.

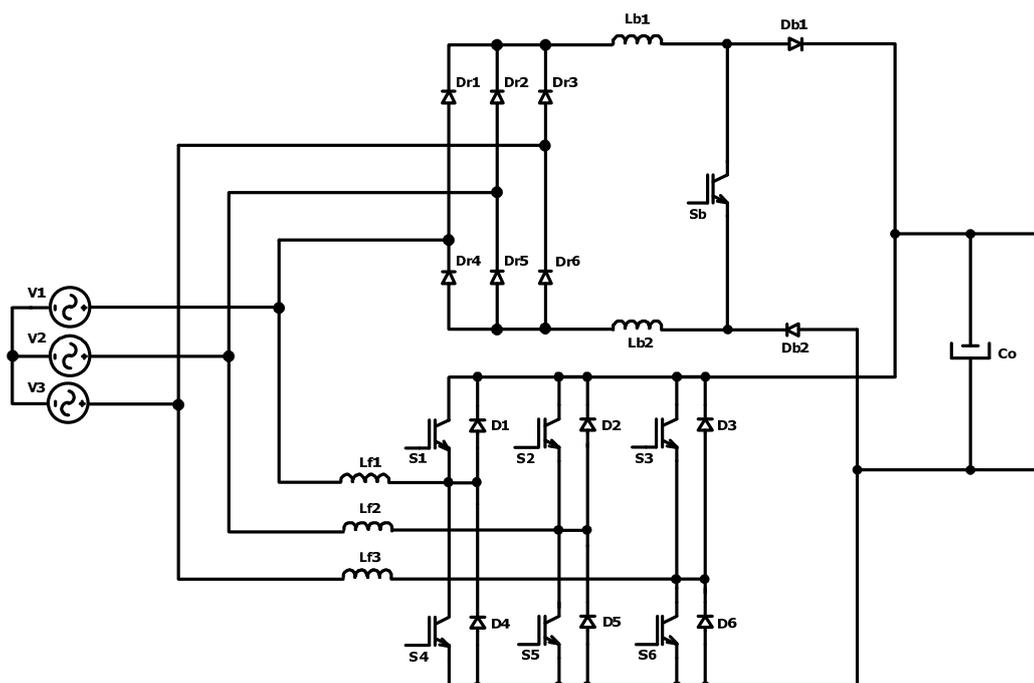


Fig. 6.9 – Retificador trifásico híbrido bidirecional.

A Tabela 6.1 apresenta uma análise comparativa das características topológicas de cada retificador trifásico com regeneração de energia. Observa-se que somente dois retificadores são bidirecionais e que somente estes podem gerar correntes de entrada senoidais e proporcionar o controle da tensão de saída.

Tabela 6.1 – Comparação das características topológicas.

CARACTERÍSTICAS TOPOLOGIAS	Inversão do Fluxo de Potência	Fator de Potência	Controle da Tensão de Saída
Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristores	Inversor trifásico	+	-
Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico com IGBTs	Inversor trifásico	+	-
Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristores e interruptor IGBT	Inversor trifásico	+	-
Retificador trifásico a tiristores com conversor CC-CC Boost	Inversor trifásico	++	+
Retificador trifásico PWM Boost dois níveis bidirecional	Retificador bidirecional	+++	+
Retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost	Retificador bidirecional	+++	+

Na Tabela 6.2 tem-se uma análise comparativa do número de componentes utilizados em cada retificador trifásico. Para efeito de comparação, também se incluiu o número de componentes utilizados na associação em paralelo de dois retificadores trifásicos PWM bidirecionais.

Realizando-se uma comparação entre o retificador trifásico híbrido e a associação em paralelo de dois retificadores trifásicos PWM, tem-se uma redução de aproximadamente 35% do número de diodos com comutação em alta frequência, 40% do número de IGBTs e de aproximadamente 20% do número de indutores utilizados. Por outro lado, o retificador trifásico híbrido emprega 6 diodos com comutação em baixa frequência a mais que a associação de retificadores trifásicos PWM em paralelo.

É importante destacar que ambos os retificadores comparados podem alimentar cargas com os mesmos níveis de potência, geram correntes de entrada senoidais e proporcionam o controle da tensão de saída.

Tabela 6.2 – Comparação do número de componentes.

COMPONENTES TOPOLOGIAS	D_{BF}	D_{AF}	T	S	L	Tr	C
Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristores	6	-	6	-	-	1	1
Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico com IGBTs	6	6	-	6	3	-	1
Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristores e interruptor IGBT	6	-	6	1	-	-	1
Retificador trifásico a tiristores com conversor CC-CC Boost	-	2	6	2	1	-	1
Retificador trifásico PWM Boost bidirecional	-	6	-	6	3	-	1
2 Retificadores trifásicos PWM Boost bidirecional em paralelo	-	12	-	12	6	-	1
Retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost	6	8	-	7	5	-	1
Legenda:	- D _{BF} : diodo lento;		- D _{AF} : diodo rápido;				
	- T: tiristor;		- S: IGBT;				
	- L: indutor;		- Tr: transformador;				
	- C: capacitor.						

6.4 – Resultados de Simulação Numérica

Para demonstrar a viabilidade do emprego do retificador trifásico híbrido bidirecional operando com o fluxo de potência nos dois sentidos requeridos por um sistema de acionamento de motores de corrente alternada, realizou-se uma simulação numérica em malha fechada.

Os parâmetros utilizados na simulação numérica são apresentados na Tabela 6.3. Escolheu-se o modo de operação onde vale a relação $I_{pa}/I_p = 0,6$, ou seja, neste modo de operação aproximadamente 70% da potência de saída é processada pelo retificador A.

Tabela 6.3 – Especificações para a simulação numérica.

Tensão de Entrada [V]	220/380
Tensão de Saída [V]	700
Potência de Saída [kW]	21
Frequência da Rede [Hz]	60
Frequência de Comutação [kHz]	10
Ondulação Percentual da Corrente nos Indutores (em relação à corrente de pico nominal)	10%
Ondulação Percentual da Tensão de Saída (em relação à tensão média nominal)	1%

Como carga para o retificador, empregou-se uma fonte de corrente constante que, após determinado intervalo de tempo, inverte seu sentido.

Na Fig. 6.10 apresenta-se as formas de onda da corrente de carga e da tensão de saída.

Durante o intervalo de tempo que se inicia em 0,5 s e termina em 1,0 s, o conversor opera como retificador, com a tensão de saída sendo controlada em 700 V e a carga absorvendo 30 A.

No instante de tempo igual a 1,0 s, a corrente de saída começa a decrescer com uma derivada de corrente de 600 A/s. Em 1,05 s a corrente de saída é zerada e a inversão do fluxo de energia é iniciada.

No intervalo de tempo compreendido entre 1,1 s e 2,0 s, o conversor está operando como inversor, com a tensão do barramento CC controlada em 700 V e a corrente de saída fornecendo 30 A.

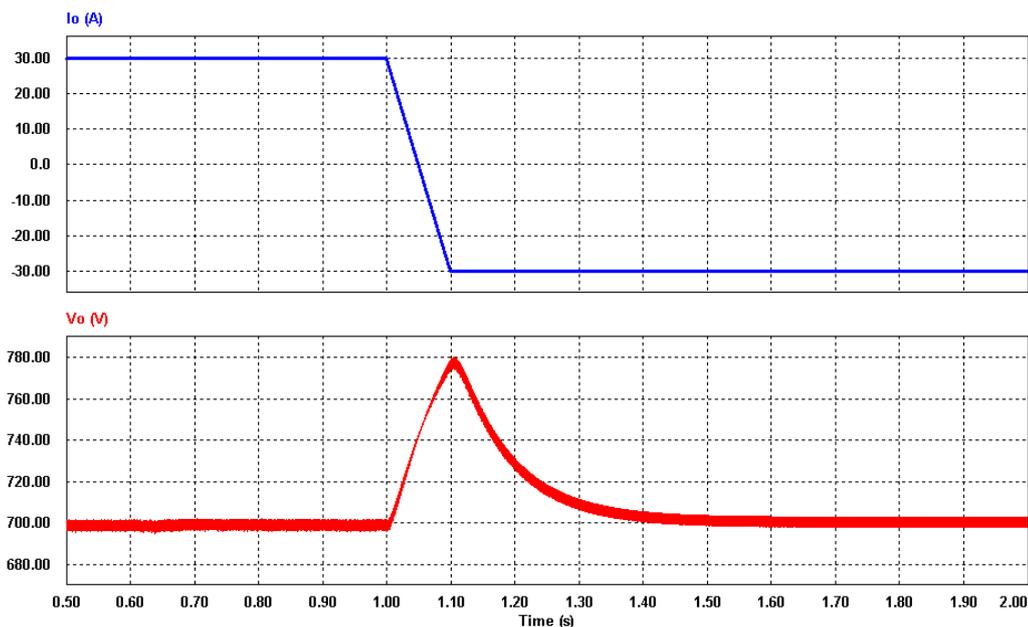


Fig. 6.10 – Corrente de carga e tensão de saída.

Observa-se que em ambas as condições de operação, a malha de controle da tensão de saída atua, mantendo a tensão do barramento CC em 700 V. O máximo valor de ultrapassagem é da ordem de 10% e o tempo de resposta ficou em 400 ms.

A Fig. 6.11 apresenta as formas de onda das três correntes de entrada durante toda a operação do conversor.

Pode-se observar com detalhe a operação em regime permanente como retificador, o transitório de carga e a operação em regime permanente como inversor. Na simulação numérica realizada, admitiu-se o caso ideal onde a potência envolvida na regeneração tem a mesma magnitude da potência fornecida pelo retificador durante a operação normal como motor. Na prática, tal situação não ocorrerá devido às perdas elétricas e mecânicas.

Na Fig. 6.12 tem-se as formas de onda da tensão e da corrente de entrada na fase 1. Pode-se observar que na operação como retificador a corrente de entrada tem formato senoidal e está em fase com a respectiva tensão. Também se pode constatar que existe a inversão do fluxo de potência, pois, na operação como inversor, a corrente está defasada de 180° em relação à tensão.

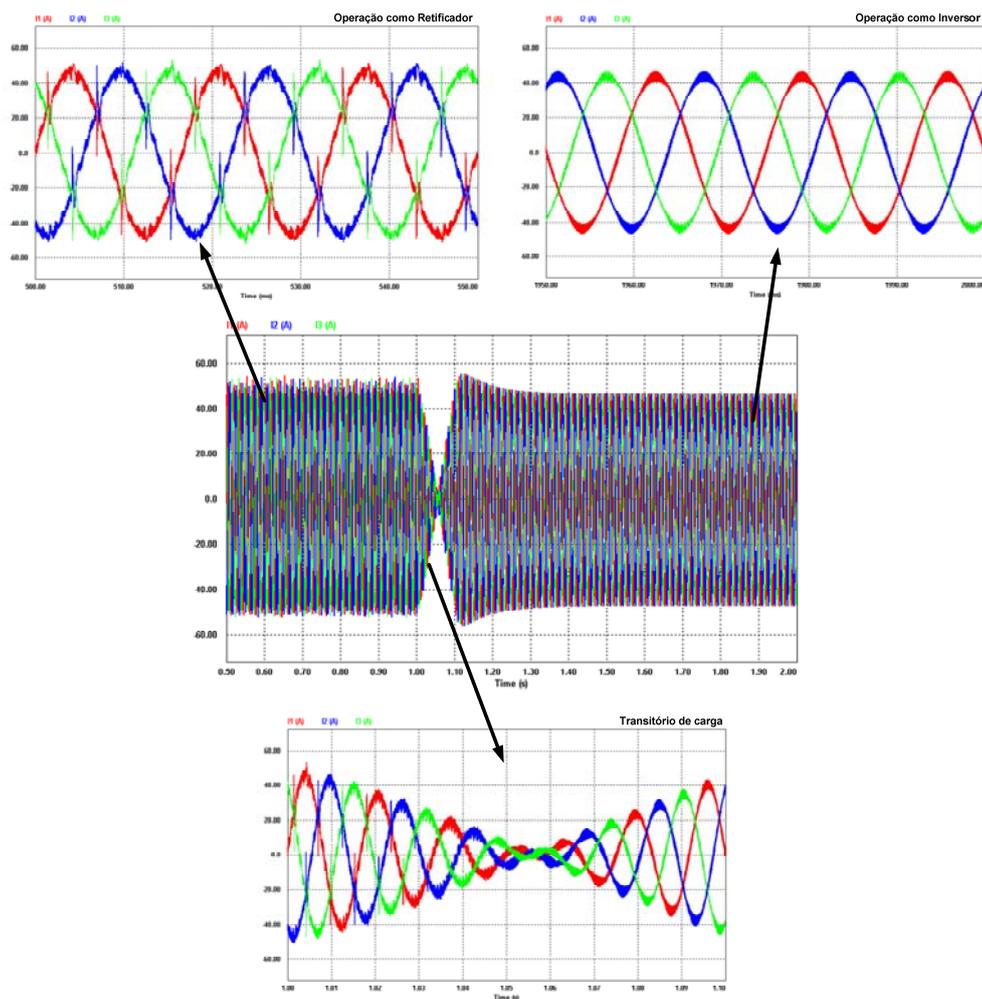


Fig. 6.11 – Correntes de entrada.

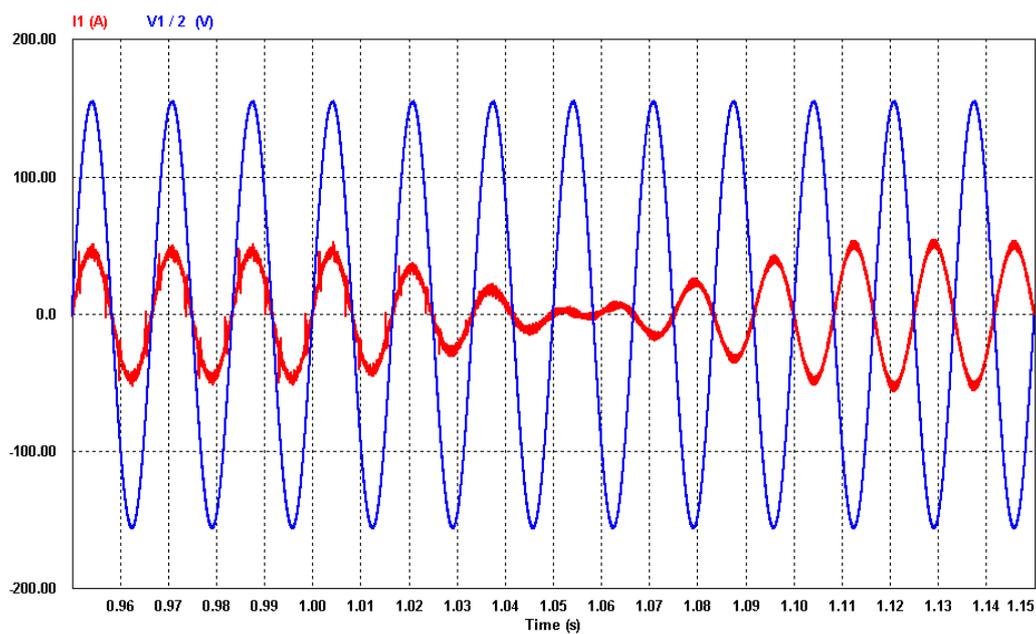


Fig. 6.12 – Tensão de fase e corrente de entrada na fase 1.

6.5 – Conclusão

Este capítulo apresentou uma visão geral sobre o sistema mais utilizado atualmente no acionamento dos motores de corrente alternada. Apresentaram-se algumas características e os requisitos que estes sistemas devem cumprir.

A revisão bibliográfica dos retificadores trifásicos com regeneração de energia para a rede mostrou que existe apenas uma única topologia de retificador trifásico bidirecional em corrente, o retificador trifásico PWM Boost dois níveis. Dessa forma, o retificador trifásico híbrido bidirecional aparece como uma alternativa para esta aplicação com possível redução dos custos.

Pelos resultados de simulação apresentados, pode-se concluir que é viável a utilização do retificador trifásico híbrido bidirecional nesta aplicação, uma vez que a energia é regenerada para a entrada através do retificador B.

É importante destacar que, da forma como foi elaborada a estratégia de controle, o controle na inversão do fluxo de potência ocorre de forma automática, sendo o retificador B comandado a operar como inversor e o retificador A comandado a desligar.

CAPÍTULO VII

RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO BIDIRECIONAL EMPREGANDO O CONVERSOR CC-CC BOOST: PROJETO, IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1 – Introdução

Inicialmente, este capítulo apresenta o projeto e o dimensionamento do estágio de potência do retificador trifásico híbrido bidirecional que foi analisado nos Capítulos III e IV. As expressões desenvolvidas no Capítulo IV serão aplicadas para a realização do projeto.

O projeto e o dimensionamento de toda a arquitetura do sistema de controle, modulação e comando também serão apresentados. Estes estão baseados nos estudos teóricos apresentado no Capítulo V.

Por fim, os resultados experimentais são apresentados através de curvas experimentais e aquisições de formas de onda, detalhando tanto a operação em regime permanente quanto a operação em regime transitório.

7.2 – Dimensionamento do Estágio de Potência

Neste item apresenta-se os cálculos para o dimensionamento dos componentes do retificador trifásico híbrido, considerando-se as especificações apresentadas na Tabela 7.1.

O dimensionamento do retificador híbrido será realizado para o modo de operação PA90PB10, no qual 90% da potência média de saída é processada pelo retificador A. Neste caso vale a relação $I_{pa} = 0,827 \cdot I_p$.

7.2.1 – Cálculos Preliminares

Os valores de pico e eficaz das correntes de entrada são dados por:

$$I_p = \frac{2 \cdot P_o}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}} = 42,86 \text{ A} \quad (7.1)$$

Tabela 7.1 – Especificações de projeto.

Tensão de Entrada [V]	$V_{i_{ef_f}} / V_{i_{ef_1}}$	220/380
Tensão de Saída [V]	V_o	700
Potência de Saída [kW]	P_o	20
Frequência da Rede [Hz]	f_r	60
Frequência de Comutação [kHz]	f_s	10
Ondulação Percentual da Corrente nos Indutores L_{b1} e L_{b2} (em relação à corrente de pico nominal)	$\Delta I_{Lb\%}$	10%
Ondulação Percentual da Corrente nos Indutores L_{f1} , L_{f2} e L_{f3} (em relação à corrente de pico nominal)	$\Delta I_{Lf\%}$	20%
Ondulação Percentual da Tensão de Saída (em relação à tensão média nominal)	$\Delta V_o\%$	1%

$$I_{ef} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} = 30,30 \text{ A} \quad (7.2)$$

O valor da corrente I_{pa} é apresentado em (7.3).

$$I_{pa} = 0,827 \cdot I_p = 35,44 \text{ A} \quad (7.3)$$

A corrente de saída é dada por:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 28,57 \text{ A} \quad (7.4)$$

7.2.2 – Dimensionamento dos Indutores Boost (L_{b1} e L_{b2})

O valor da indutância Boost é obtido a partir de (7.5).

$$L_b = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{2 \cdot \Delta I_{Lb} \cdot f_s} \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{2 \cdot V_o} \right) = 4,39 \text{ mH} \quad (7.5)$$

Assim:

$$L_{b1} = L_{b2} = \frac{L_b}{2} = 2,19 \text{ mH} \quad (7.6)$$

Os valores de pico e eficaz das correntes que circulam pelo indutor Boost são:

$$I_{Lb_pk} = I_{pa} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} = 37,21 \text{ A} \quad (7.7)$$

$$I_{Lb_ef} = I_{pa} = 35,44 \text{ A} \quad (7.8)$$

Os indutores Boost foram construídos com núcleo magnético constituído por chapas de ferro-silício.

7.2.3 – Dimensionamento dos Indutores do Retificador B (L_{f1} , L_{f2} e L_{f3})

O valor da indutância é obtido a partir de (7.9).

$$L_f = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{\Delta I_{L_f} \cdot f_s} \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{2 \cdot V_o} \right) = 2,42 \text{ mH} \quad (7.9)$$

Os valores de pico e eficaz das correntes que circulam pelos indutores do retificador B são:

$$I_{L_f_pk} = \frac{I_p}{2} = 21,43 \text{ A} \quad (7.10)$$

$$I_{L_f_ef} = \sqrt{\frac{I_p^2}{2} - \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot I_p \cdot I_{pa} + \frac{2}{3} \cdot I_{pa}^2} = 9,00 \text{ A} \quad (7.11)$$

Os indutores do retificador B também foram construídos com núcleo magnético constituído por chapas de ferro-silício.

7.2.4 – Dimensionamento do Capacitor de Saída (C_o)

Considerando-se como primeiro critério de projeto o da máxima ondulação em alta frequência, chega-se ao seguinte valor de capacitância:

$$C_o = \frac{1}{\Delta V_o \cdot f_s} \left[I_o \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{2 \cdot V_o} \right) + \left(I_{pa} - \frac{I_p}{2} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{V_o} \right) \right] = 147,16 \text{ } \mu\text{F} \quad (7.12)$$

Os valores de pico e eficaz das correntes que circulam pelo capacitor de saída são:

$$I_{C_o_pk} = I_o + I_{pa} - \frac{I_p}{2} = 42,56 \text{ A} \quad (7.13)$$

$$I_{C_o_ef} = \sqrt{I_o^2 + \frac{5 \cdot \sqrt{3}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{V_o} \cdot I_p^2 + \left(1 - \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{V_o} \right) \cdot I_{pa}^2 + \left(\frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{V_o} - \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2 \cdot \pi} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{V_o} \right) I_p \cdot I_{pa} - 3 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{V_o} \cdot I_p \cdot I_o} = 16,77 \text{ A} \quad (7.14)$$

A máxima tensão em que o capacitor fica submetido é dada por (7.15).

$$V_{Co_pk} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} = 703,5 \text{ V} \quad (7.15)$$

Considerando-se como segundo critério de projeto o critério de *hold-up time*, para o qual se especifica que em 10 ms (aproximadamente meio período da rede) a tensão de saída deve variar 10%. Assim:

$$C_o = \frac{2 \cdot P_o \cdot t_{ht}}{V_o^2 - (0,9 \cdot V_o)^2} = 4296 \text{ } \mu\text{F} \quad (7.16)$$

Desse modo, o capacitor de saída deve ser dimensionado pelo critério de *hold-up time*.

Para atender o segundo critério de projeto e os valores de corrente eficaz que circula pelo capacitor e máxima tensão, dimensionou-se uma associação de quatro conjuntos de dois capacitores em série do tipo B43875-A5228-Q da Epcos com valores nominais 2200 $\mu\text{F}/450 \text{ V}$. Com esta associação obtém uma capacitância equivalente igual a 4400 μF .

Aplicando-se os fatores de correção para a operação na frequência de comutação, chega-se a um valor máximo de corrente eficaz em cada capacitor igual a 7,84 A, o que satisfaz a especificação de projeto.

Novamente, aplicando-se o fator de correção para a operação na frequência de comutação no valor da resistência série equivalente (R_{se}), chega-se ao valor equivalente igual a 33m Ω . Assim, a perda no capacitor de saída proveniente da R_{se} é dada por:

$$P_{Co} = R_{se} \cdot I_{Co_ef}^2 = 9,40 \text{ W} \quad (7.17)$$

Na associação dos capacitores de saída existe a conexão série de capacitores. Para garantir a equalização da tensão sobre estes capacitores utilizaram-se dois resistores de igual valor conectados em paralelo com cada capacitor. O resistor de equalização (R_{eq}) foi dimensionado em 27 k $\Omega/10 \text{ W}$.

A perda nos resistores de equalização é dada por:

$$P_{Req} = 2 \cdot \frac{\left(\frac{V_o}{2}\right)^2}{R_{eq}} = 9,07 \text{ W} \quad (7.18)$$

7.2.5 – Dimensionamento do Interruptor Boost (Sb)

A corrente de pico no interruptor Boost é:

$$I_{Sb_pk} = I_{pa} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} = 37,21 \text{ A} \quad (7.19)$$

Os valores da corrente média e da corrente eficaz que circulam pelo interruptor Boost são dados por:

$$I_{Sb_med} = I_{pa} \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_ef_f}}{\pi \cdot V_o} \right) = 9,39 \text{ A} \quad (7.20)$$

$$I_{Sb_ef} = I_{pa} \cdot \sqrt{1 - \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_ef_f}}{\pi \cdot V_o}} = 18,24 \text{ A} \quad (7.21)$$

A tensão máxima sobre o interruptor é apresentada em (7.22).

$$V_{Sb_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} = 703,5 \text{ V} \quad (7.22)$$

Adotou-se o módulo SKM50GAL123D da Semikron que possui internamente um interruptor IGBT e um diodo rápido. O diodo deste módulo será utilizado como um dos diodos Boost, cujo dimensionamento será apresentado posteriormente.

As características físicas do IGBT do módulo SKM50GAL123D são apresentadas na Tabela 7 2.

Tabela 7 2 – Características do IGBT do módulo SKM50GAL123D.

Simbologia	Valor Tabelado	Descrição
V_{CES_Sb} [V]	1200	Tensão Máxima
I_{C_Sb} [A] ($T_c=80^\circ\text{C}$)	40	Corrente de Coletor
V_{CESat_Sb} [V]	2	Tensão de Saturação
R_{CEmax_Sb} [Ω]	0,04	Resistência em Condução
E_{on_Sb} [mW.s] ($I_c=10\text{A}$)	2	Energia Dissipada na Entrada em Condução
E_{off_Sb} [mW.s] ($I_c=10\text{A}$)	2	Energia Dissipada no Bloqueio
R_{thjc_Sb} [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	0,4	Resistência Térmica Junção-Cápsula
$R_{thcd_modSbDb1}$ [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	0,05	Resistência Térmica Cápsula-Dissipador

As perdas em condução e de comutação são dadas por:

$$P_{\text{Cond_Sb}} = V_{\text{CESat_Sb}} \cdot I_{\text{Sb_med}} + R_{\text{CEmax_Sb}} \cdot I_{\text{Sb_ef}}^2 = 32,08 \text{ W} \quad (7.23)$$

$$P_{\text{Com_Sb}} = (E_{\text{on_Sb}} + E_{\text{off_Sb}}) \cdot f_s = 40 \text{ W} \quad (7.24)$$

As perdas totais no interruptor Boost são:

$$P_{\text{Sb}} = P_{\text{Cond_Sb}} + P_{\text{Com_Sb}} = 72,08 \text{ W} \quad (7.25)$$

7.2.6 – Dimensionamento dos Diodos Boost (Db1 e Db2)

A corrente de pico nos diodos Boost é:

$$I_{\text{Db_pk}} = I_{\text{pa}} + \frac{\Delta I_{\text{Lb}}}{2} = 37,21 \text{ A} \quad (7.26)$$

Os valores da corrente média e da corrente eficaz que circulam pelos diodos Boost são dados por:

$$I_{\text{Db_med}} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{\text{ef-f}}}}{\pi \cdot V_o} \cdot I_{\text{pa}} = 26,05 \text{ A} \quad (7.27)$$

$$I_{\text{Db_ef}} = I_{\text{pa}} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{\text{ef-f}}}}{\pi \cdot V_o}} = 30,39 \text{ A} \quad (7.28)$$

A tensão máxima sobre os diodos Boost é apresentada em (7.29).

$$V_{\text{Db_pk}} = V_o + \frac{\Delta V_{\text{Co}}}{2} = 703,5 \text{ V} \quad (7.29)$$

Como comentado anteriormente, utilizou-se o diodo do módulo SKM50GAL123D como um dos diodos Boost, mais precisamente o diodo denominado de D_{b1} .

As características físicas do diodo rápido do módulo SKM50GAL123D são apresentadas na Tabela 7.3.

As perdas em condução e de comutação são dadas por:

$$P_{\text{Cond_Db1}} = V_{\text{T0_Db1}} \cdot I_{\text{Db_med}} + R_{\text{T_Db1}} \cdot I_{\text{Db_ef}}^2 = 51,58 \text{ W} \quad (7.30)$$

$$P_{\text{Com_Db1}} = \frac{Q_{\text{RR_Db1}} \cdot V_o \cdot f_s}{2} = 8,05 \text{ W} \quad (7.31)$$

As perdas totais no diodo Boost D_{b1} são:

$$P_{\text{Db1}} = P_{\text{Cond_Db1}} + P_{\text{Com_Db1}} = 59,63 \text{ W} \quad (7.32)$$

As perdas no módulo SKM50GAL123D são dadas por:

Tabela 7.3 – Características do diodo rápido do módulo SKM50GAL123D.

Simbologia	Valor Tabelaado	Descrição
V_{R_Db1} [V]	1200	Máxima Tensão Reversa
I_{F_Db1} [A] ($T_c=80^\circ\text{C}$)	40	Corrente Direta
V_{T0_Db1} [V] ($T_j=125^\circ\text{C}$)	1,2	Tensão Direta
R_{T_Db1} [Ω] ($T_j=125^\circ\text{C}$)	0,022	Resistência em Condução
I_{RRM_Db1} [A] ($I_F=40\text{A}$)	23	Máxima Corrente de Recuperação Reversa
Q_{RR_Db1} [μC] ($I_F=40\text{A}$)	2,3	Energia da Recuperação Reversa
R_{thjc_Db1} [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	0,7	Resistência Térmica Junção-Cápsula

$$P_{\text{mod_SbDb1}} = P_{\text{Sb}} + P_{\text{Db1}} = 131,71 \text{ W} \quad (7.33)$$

Para o diodo D_{b2} dimensionou-se o diodo ultra-rápido HFA80FA120 fabricado pela IR. As características físicas deste diodo são apresentadas na Tabela 7.4.

Tabela 7.4 – Características do diodo ultra-rápido HFA80FA120.

Simbologia	Valor Tabelaado	Descrição
V_{R_Db2} [V]	1200	Máxima Tensão Reversa
I_{F_Db2} [A] ($T_c=60^\circ\text{C}$)	40	Corrente Direta
V_{T0_Db2} [V] ($T_j=25^\circ\text{C}$)	2,9	Tensão Direta
I_{RRM_Db2} [A] ($I_F=40\text{A}$)	10,8	Máxima Corrente de Recuperação Reversa
Q_{RR_Db2} [μC] ($I_F=40\text{A}$)	0,63	Energia da Recuperação Reversa
R_{thjc_Db2} [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	0,35	Resistência Térmica Junção-Cápsula
R_{thcd_modDb2} [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	0,05	Resistência Térmica Cápsula-Dissipador

O cálculo de perdas é apresentado a seguir:

$$P_{\text{Cond_Db2}} = V_{T0_Db2} \cdot I_{\text{Db_med}} = 75,56 \text{ W} \quad (7.34)$$

$$P_{\text{Com_Db2}} = \frac{Q_{RR_Db2} \cdot V_o \cdot f_s}{2} = 2,21 \text{ W} \quad (7.35)$$

As perdas totais no diodo Boost D_{b2} são:

$$P_{\text{Db2}} = P_{\text{Cond_Db2}} + P_{\text{Com_Db2}} = 77,77 \text{ W} \quad (7.36)$$

7.2.7 – Dimensionamento dos Interruptores do Retificador B (S1, S2, S3, S4, S5 e S6)

O valor da corrente de pico no interruptor do retificador B é apresentada em (7.37).

$$I_{S1_pk} = \frac{I_p}{2} + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} = 22,50 \text{ A} \quad (7.37)$$

Os valores da corrente média e da corrente eficaz que circulam pelos interruptores são dados por:

$$I_{S1_med} = \left(\frac{2-\sqrt{3}}{2\pi} - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{4 \cdot V_o} \right) \cdot I_p + \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{2\pi \cdot V_o} \cdot I_{pa} = 1,41 \text{ A} \quad (7.38)$$

$$I_{S1_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left\{ \left[\frac{\pi}{4} + \left(\frac{3\sqrt{3}}{2} - \frac{19}{6} \right) \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{V_o} \right] \cdot I_p^2 + \left[\frac{\pi}{3} + (2-\sqrt{3}) \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{V_o} \right] \cdot I_{pa}^2 - \left[\left(\sqrt{3} + \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{2 \cdot V_o} \right) \cdot I_p \cdot I_{pa} \right] \right\}} = 3,95 \text{ A} \quad (7.39)$$

A tensão máxima sobre o interruptor é apresentada em (7.40).

$$V_{S1_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} = 703,5 \text{ V} \quad (7.40)$$

Adotou-se o módulo SKM22GD123D da Semikron que possui internamente seis interruptores IGBT e seis diodos rápidos. Os diodos deste módulo serão utilizados como os diodos em antiparalelo do retificador B, cujo dimensionamento será apresentado posteriormente. As características físicas dos IGBTs do módulo SKM22GD123D são apresentadas na Tabela 7.5.

Tabela 7.5 – Características dos IGBTs do módulo SKM22GD123D.

Simbologia	Valor Tabelado	Descrição
V_{CES_S1} [V]	1200	Tensão Máxima
I_{C_S1} [A] ($T_c=80^\circ\text{C}$)	15	Corrente de Coletor
V_{CESat_S1} [V]	1,8	Tensão de Saturação
R_{CEmax_S1} [Ω] ($T_j=125^\circ\text{C}$)	0,127	Resistência em Condução
E_{on_S1} [mW.s] ($I_c=10\text{A}$)	0,5	Energia Dissipada na Entrada em Condução
E_{off_S1} [mW.s] ($I_c=10\text{A}$)	0,5	Energia Dissipada no Bloqueio
R_{thjc_S1} [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	0,86	Resistência Térmica Junção-Cápsula
$R_{thcd_modS1D1}$ [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	0,05	Resistência Térmica Cápsula-Dissipador

As perdas em condução e de comutação são dadas por:

$$P_{\text{Cond_SI}} = V_{\text{CESat_SI}} \cdot I_{\text{SI_med}} + R_{\text{CEmax_SI}} \cdot I_{\text{SI_ef}}^2 = 4,52 \text{ W} \quad (7.41)$$

$$P_{\text{Com_SI}} = (E_{\text{on_SI}} + E_{\text{off_SI}}) \cdot f_s = 10 \text{ W} \quad (7.42)$$

As perdas totais em cada interruptor são dadas por:

$$P_{\text{SI}} = P_{\text{Cond_SI}} + P_{\text{Com_SI}} = 14,52 \text{ W} \quad (7.43)$$

7.2.8 – Dimensionamento dos Diodos em Antiparalelo do Retificador B (D1, D2, D3, D4, D5 e D6)

A corrente de pico no diodo do retificador B é:

$$I_{\text{D1_pk}} = \frac{I_p}{2} + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} = 22,50 \text{ A} \quad (7.44)$$

Os valores da corrente média e da corrente eficaz que circulam pelos diodos são dados por:

$$I_{\text{D1_med}} = \left(\frac{2 - \sqrt{3}}{2\pi} + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_fp}}}{4 \cdot V_o} \right) \cdot I_p - \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{2\pi \cdot V_o} \cdot I_{pa} = 2,25 \text{ A} \quad (7.45)$$

$$I_{\text{D1_ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left\{ \left[\frac{\pi}{4} - \left(\frac{3\sqrt{3}}{2} - \frac{19}{6} \right) \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{V_o} \right] \cdot I_p^2 + \left[\frac{\pi}{3} + (2 - \sqrt{3}) \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_fp}}}{V_o} \right] \cdot I_{pa}^2 - \left[\sqrt{3} + \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}}}{2 \cdot V_o} \right] \cdot I_p \cdot I_{pa} \right\}} = 4,99 \text{ A} \quad (7.46)$$

A tensão máxima sobre o diodo é apresentada em (7.47).

$$V_{\text{D1_pk}} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} = 703,5 \text{ V} \quad (7.47)$$

Utilizaram-se os diodos do módulo SKM22GD123D, cujas especificações são apresentadas na Tabela 7.6.

As perdas em condução e de comutação são dadas por:

$$P_{\text{Cond_D1}} = V_{T0_D1} \cdot I_{\text{D1_med}} + R_{T_D1} \cdot I_{\text{D1_ef}}^2 = 4,44 \text{ W} \quad (7.48)$$

$$P_{\text{Com_D1}} = \frac{Q_{RR_D1} \cdot V_o \cdot f_s}{2} = 9,45 \text{ W} \quad (7.49)$$

As perdas totais em cada diodo em antiparalelo são:

Tabela 7.6 – Características dos diodos rápidos do módulo SKM22GD123D.

Simbologia	Valor Tabelaado	Descrição
V_{R_DI} [V]	1200	Máxima Tensão Reversa
I_{F_DI} [A] ($T_c=80^\circ\text{C}$)	15	Corrente Direta
V_{T0_DI} [V] ($T_j=125^\circ\text{C}$)	1,2	Tensão Direta
R_{T_DI} [Ω] ($T_j=150^\circ\text{C}$)	0,07	Resistência em Condução
I_{RRM_DI} [A] ($I_F=15\text{A}$)	16	Máxima Corrente de Recuperação Reversa
Q_{RR_DI} [μC]	2,7	Energia da Recuperação Reversa
R_{thjc_DI} [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	1,5	Resistência Térmica Junção-Cápsula

$$P_{DI} = P_{\text{Cond_DI}} + P_{\text{Com_DI}} = 13,89 \text{ W} \quad (7.50)$$

As perdas no módulo SKM22GD123D são dadas por:

$$P_{\text{mod_SID1}} = 6.P_{SI} + 6.P_{DI} = 170,46 \text{ W} \quad (7.51)$$

7.2.9 – Dimensionamento dos Diodos Retificadores da Ponte de Graetz (Dr1, Dr2, Dr3, Dr4, Dr5 e Dr6)

A corrente de pico nos diodo é apresentada em (7.52).

$$I_{\text{Dr1_pk}} = I_{pa} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} = 37,21 \text{ A} \quad (7.52)$$

Os valores das correntes médias e eficazes são:

$$I_{\text{Dr1_med}} = \frac{I_{pa}}{3} = 11,81 \text{ A} \quad (7.53)$$

$$I_{\text{Dr1_ef}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot I_{pa} = 20,46 \text{ A} \quad (7.54)$$

A tensão reversa máxima sobre os diodos é apresentada em (7.55).

$$V_{\text{Dr1_pk}} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{i_{ef_f}} = 538,89 \text{ V} \quad (7.55)$$

Adotou-se o módulo SKD82/12 da Semikron que possui internamente seis diodos lentos. As características físicas dos diodos são apresentadas na Tabela 7.7.

As perdas totais, que são iguais as perdas em condução, são dadas por:

$$P_{Dr} = P_{\text{Cond_Dr}} = V_{T0_Dr} \cdot I_{\text{Dr_med}} + R_{T_Dr} \cdot I_{\text{Dr_ef}}^2 = 15,09 \text{ W} \quad (7.56)$$

Tabela 7.7 – Características dos diodos do módulo SKD82/12.

Simbologia	Valor Tabelaado	Descrição
V_{R_Dr} [V]	1200	Máxima Tensão Reversa
I_{D_Dr} [A] ($T_a=45^\circ\text{C}$)	63	Corrente de Saída da Ponte Retificadora
V_{T0_Dr} [V] ($T_j=25^\circ\text{C}$)	1,1	Tensão Direta
R_{T_Dr} [Ω] ($T_j=150^\circ\text{C}$)	0,005	Resistência em Condução
R_{thjc_Dr} [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	1,1	Resistência Térmica Junção-Cápsula
R_{thcd_modDr} [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	0,07	Resistência Térmica Cápsula-Dissipador

As perdas no módulo SKD82/12 são dadas por:

$$P_{\text{mod_Dr}} = 6.P_{\text{Dr}} = 90,53 \text{ W} \quad (7.57)$$

7.2.10 – Dimensionamento do Circuito de Partida (Inrush) (R_p1 , R_p2 , R_p3 e $K1$)

O circuito de partida, responsável pela pré-carga do capacitor de saída, será constituído por três resistores de partida e um contator.

A corrente máxima de partida será limitada ao valor da corrente de pico de entrada na operação em regime permanente.

Assim, o valor do resistor de partida é calculado por:

$$R_p = \frac{\sqrt{2}.V_{i_{ef_f}}}{I_p} = 7,26 \Omega \quad (7.58)$$

Adotou-se uma associação de 5 resistores de $22 \Omega/25 \text{ W}$ em paralelo. Desse modo a corrente de partida será igual a aproximadamente 70 A.

O contator deve ser dimensionado para que seus contatos suportem a corrente eficaz de entrada e a tensão de entrada. Especificou-se o contator CWM40.00 fabricado pela WEG. A alimentação da bobina do contator deve ser de 24 V em corrente contínua.

7.2.11 – Dimensionamento dos Fusíveis de Proteção ($F1$, $F2$, $F3$, $F4$, $F5$ e $F6$)

Os fusíveis de proteção do retificador serão do tipo ultra-rápido. Para facilitar o teste em separado de cada módulo retificador, conectaram-se fusíveis de proteção na entrada de cada retificador.

Os valores das correntes eficazes na entrada de cada módulo retificador são dados por:

$$I_{A_ef} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{pa} = 28,94 \text{ A} \quad (7.59)$$

$$I_{B_ef} = I_{Lf_ef} = 9,00 \text{ A} \quad (7.60)$$

Assim, os fusíveis na entrada do retificador A (F1, F2 e F3) foram dimensionados com fusíveis Silized de 35 A fabricados pela Siemens. Para a entrada do retificador B (F3, F4 e F5), utilizaram-se fusíveis Silized de 16 A.

7.2.12 – Dimensionamento do Dissipador (HS1)

O dissipador será dimensionado para que todos os elementos semicondutores sejam fixados no mesmo dissipador. Então, serão fixados no dissipador os módulos SKM50GAL123D, HFA80FA120, SKM22GD123D e SKD82/12.

O projeto do dissipador consiste na determinação da resistência térmica dissipador-ambiente (R_{thda}), representada no circuito elétrico equivalente da Fig. 7.1.

Adotou-se uma temperatura ambiente (T_a) de 40 °C e uma temperatura de junção (T_j) igual a 125 °C, que é a menor das máximas temperaturas de junção dos semicondutores utilizados.

A perda total é igual à soma das perdas em cada um dos módulos, ou seja:

$$P_t = P_{modSbDb1} + P_{modDb2} + P_{modS1D1} + P_{modDr} = 470,47 \text{ W} \quad (7.61)$$

As temperaturas de cápsula de cada módulo são calculadas por (7.62). Para continuidade dos cálculos adota-se a menor temperatura de cápsula encontrada.

$$T_{c_i} = T_j - R_{thjc_i} \cdot P_i \Rightarrow \begin{cases} T_{c_modSbDb1_1} = 96,17 \text{ °C} \\ T_{c_modSbDb1_2} = 83,26 \text{ °C} \\ T_{c_modDb2} = 97,78 \text{ °C} \\ T_{c_modS1D1_1} = 112,51 \text{ °C} \\ T_{c_modS1D1_2} = 104,16 \text{ °C} \\ T_{c_modDr} = 108,40 \text{ °C} \end{cases} \Rightarrow T_c = 83,26 \text{ °C} \quad (7.62)$$

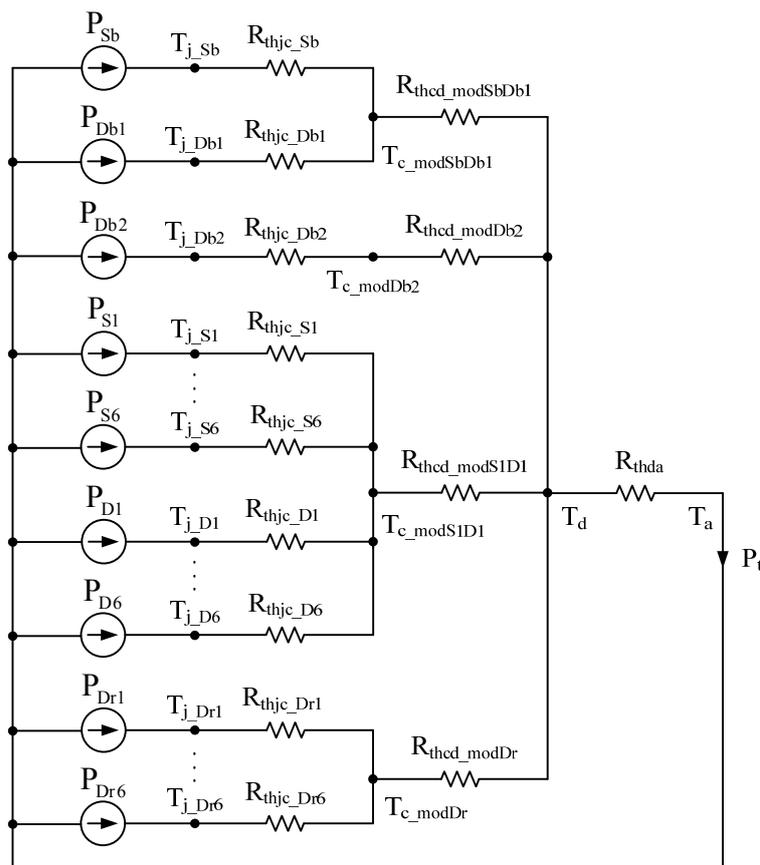


Fig. 7.1 – Circuito elétrico equivalente.

As temperaturas no dissipador são calculadas por (7.63). Para continuidade dos cálculos adota-se a menor temperatura no dissipador encontrada.

$$T_{d_i} = T_c - R_{thcd_i} \cdot P_{mod_i} \Rightarrow \begin{cases} T_{d_modSbDb1} = 76,67 \text{ } ^\circ\text{C} \\ T_{d_modDb2} = 79,37 \text{ } ^\circ\text{C} \\ T_{d_modSID1} = 74,74 \text{ } ^\circ\text{C} \\ T_{d_modDr} = 76,92 \text{ } ^\circ\text{C} \end{cases} \Rightarrow T_d = 74,74 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (7.63)$$

Assim, a resistência térmica dissipador-ambiente é dada por:

$$R_{thda} = \frac{T_d - T_a}{P_t} = 0,074 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (7.64)$$

Por disponibilidade especificou-se o dissipador P16/400 com dois ventiladores SK2120-AC, ambos da Semikron. A Semikron não disponibiliza os dados técnicos deste dissipador e também destes ventiladores. Serão utilizados os dados do dissipador P16/300 com o ventilador SKF16B-230-01, cuja resistência térmica dissipador-ambiente é igual a 0,024 °C/W.

7.3 – Dimensionamento dos Sensores

Para se implementar a estratégia de controle, controlar as variáveis de interesse e realizar a proteção do retificador deve-se realizar a amostra das seguintes grandezas:

- Tensões de entrada;
- Correntes de entrada;
- Corrente no indutor Boost;
- Tensão de saída.

A seguir apresenta-se o dimensionamento dos sensores e dos circuitos de condicionamento dos sinais.

7.3.1 – Dimensionamento dos Sensores das Tensões de Entrada

As tensões de entrada devem ser amostradas para gerarem as referências das correntes de entrada assim como a referência contínua para a corrente no indutor Boost.

Serão utilizados como sensores das tensões de entrada três transformadores monofásicos conectados em Δ - Δ , conforme diagrama apresentado na Fig. 7.2. Os transformadores foram projetados segundo a metodologia de projeto apresentada em (Martignoni, 1973).

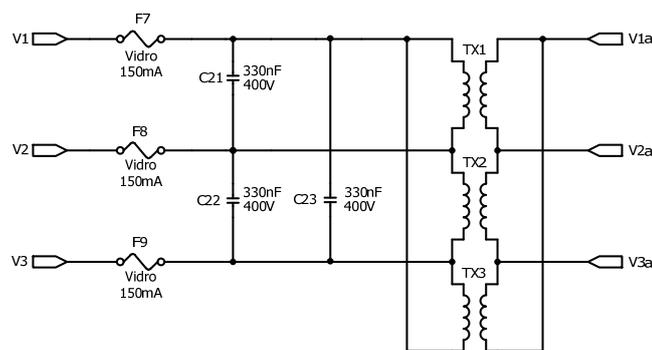


Fig. 7.2 – Sensores das tensões de entrada.

Para a obtenção das tensões de fase conectou-se três resistores ligados em estrela nos enrolamentos secundários. Os transformadores foram construídos com 6147 espiras no enrolamento primário e 115 espiras no enrolamento secundário, obtendo-se, assim, um relação de transformação igual a 0,019.

Dos ganhos apresentados na estratégia de controle, pode-se definir:

$$k_{vi} = 0,019 \quad (7.65)$$

$$V_{1ref} = V_{2ref} = V_{3ref} = 5,91 \text{ V} \quad (7.66)$$

Para a geração da referência de tensão contínua, que deve ser proporcional as tensões alternadas de entrada, utilizou-se o circuito apresentado na Fig. 7.3. Este circuito retifica as tensões de entrada, soma as tensões retificadas e filtra o sinal para que seja o mais contínuo possível.

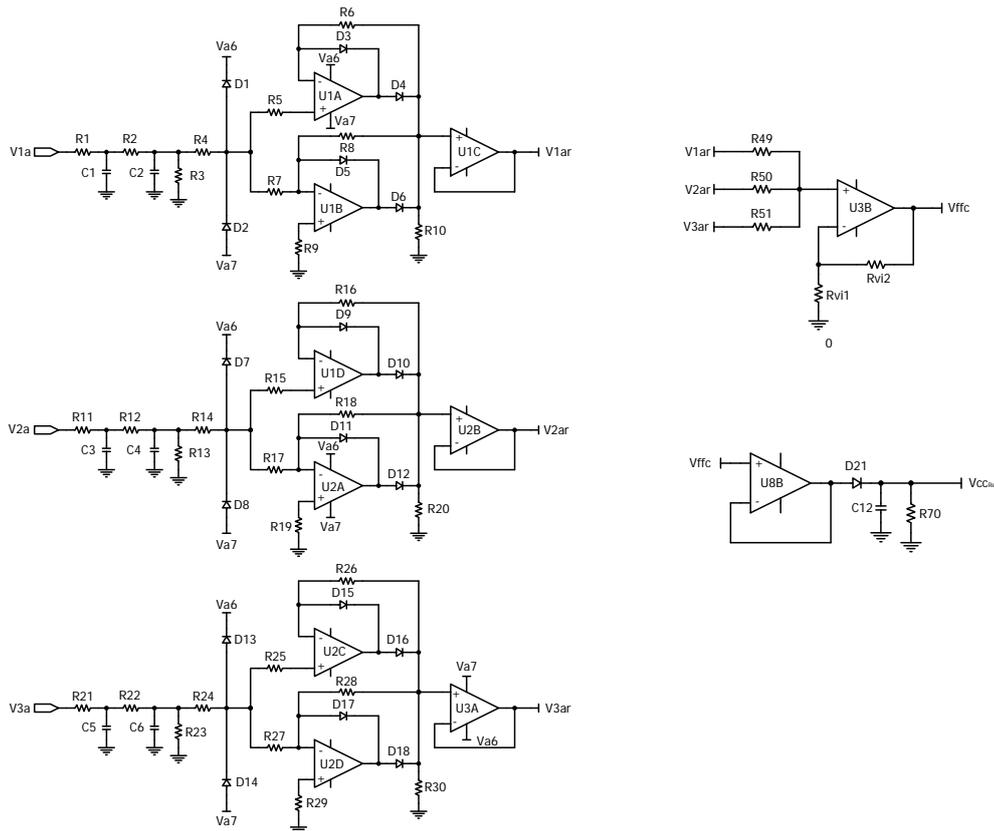


Fig. 7.3 – Geração da referência de tensão contínua a partir das tensões alternadas de entrada.

Os ganhos envolvidos nessa amostra são apresentados abaixo.

$$k_{CC} = 2 \quad (7.67)$$

$$V_{CCRef} = 7,5 \text{ V} \quad (7.68)$$

Para o circuito multiplicador do CI UC3854B necessita-se do sinal da malha de *feedforward*. Este sinal é obtido a partir da tensão V_{CCRef} , que é um sinal contínuo proporcional às tensões de entrada.

Dimensionou-se um filtro de um pólo para a malha de *feedforward*. Assim, chega-se aos valores de ganho e da tensão da malha de *feedforward*, conforme apresentado em (7.69) e (7.70), respectivamente.

$$k_{ff} = 0,24 \quad (7.69)$$

$$V_{ff} = 1,81 \text{ V} \quad (7.70)$$

7.3.2 – Dimensionamento dos Sensores das Correntes de Entrada

As correntes de entrada foram amostradas utilizando-se os sensores Hall LA 55-P fabricados pela LEM. Este sensor tem a capacidade de medir correntes de até 70 A de pico e 50 A eficazes.

Com o dimensionamento realizado, o ganho envolvido nessa amostra é igual a:

$$k_{i1} = k_{i2} = k_{i3} = 0,056 \quad (7.71)$$

7.3.3 – Dimensionamento do Sensor da Corrente no Indutor Boost

A corrente no indutor Boost também foi amostrada através de um sensor de efeito Hall LA 55-P. Com o dimensionamento realizado, o ganho envolvido nessa amostra é igual a:

$$k_{iLb} = 0,062 \quad (7.72)$$

7.3.4 – Dimensionamento do Sensor da Tensão de Saída

Para a amostra da tensão de saída utilizou-se o sensor de efeito Hall LV 25-P SP8, também fabricado pela LEM. Este sensor pode medir tensões de até 1200 V.

Considerando-se uma tensão de referência de valor igual ao apresentado em (7.73), chega-se a um ganho igual ao apresentado em (7.74):

$$V_{Ref} = 3,6 \text{ V} \quad (7.73)$$

$$k_{Vo} = 0,0052 \quad (7.74)$$

7.4 – Dimensionamento do Sistema de Controle, Modulação, Comando e Proteções

Os principais detalhes do dimensionamento do sistema de controle, de modulação, de comando e de proteções serão apresentados a seguir.

7.4.1 – Dimensionamento dos Ganhos k_1 e k_2

Os ganhos k_1 e k_2 são os ganhos responsáveis pela distribuição de potência entre os retificadores. Para os circuitos multiplicadores, adotaram-se os ganhos k_{m1} igual a 12 e k_{m2} igual a 0,1. Assim, para o modo de operação escolhido e para os ganhos dos sensores dimensionados anteriormente, chega-se a seguinte relação:

$$\frac{k_1}{k_2} = \frac{I_{pa}}{I_p} \cdot \frac{0,9 \cdot k_{m1} \cdot k_{m2} \cdot k_{llb} \cdot k_{CC} \cdot k_{ff}^2 \cdot k_{Vi}^2 \cdot V_p^2}{\sqrt{2} \cdot k_{ll}} = 2,82 \quad (7.75)$$

Por simplicidade, adotou-se k_2 igual a 1 e assim chega-se a k_1 igual a 2,82. Para se obter o ganho k_1 utilizou-se um amplificador operacional operando como amplificador não-inversor. Desse modo pode-se ter ganhos maiores que 1.

7.4.2 – Projeto dos Moduladores e Circuito de Sincronismo

A modulação do retificador A foi realizada através do circuito interno do CI UC3854B. O sinal da portadora tem formato dente-de-serra com um valor de pico igual a 5 V.

Para a correta operação do circuito de sincronismo, a frequência da portadora dente-de-serra foi projetada para 20% inferior à frequência de comutação nominal (O’loughlin, 2000). Assim, para uma frequência de 8 kHz, o circuito RC conectado no CI UC3854B tem os seguintes valores (Todd, 2000): $R_{te_b} = 6,8 \text{ k}\Omega$ e $C_{te_b} = 22 \text{ nF}$.

Para o projeto do compensador da malha de controle da corrente no indutor Boost é necessário o valor do ganho do modulador. Assim, para o valor de pico da dente-de-serra de 5 V, tem-se:

$$k_{P_{WMB}} = 0,2 \quad (7.76)$$

A modulação do retificador B foi implementada utilizando-se um oscilador para a geração da portadora triangular e comparadores com histerese para a obtenção dos pulsos de comando. A Fig. 7.4 apresenta os circuitos utilizados.

O circuito gerador da portadora triangular foi projetado para gerar uma forma de onda com frequência de 10 kHz e tensão de pico de 5,5 V.

O circuito comparador com histerese foi projeto para uma histerese de 150 mV.

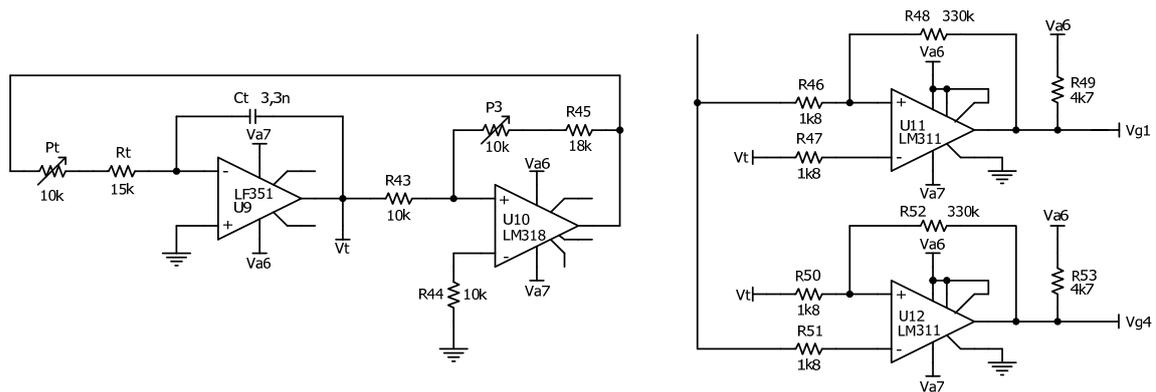


Fig. 7.4 – Circuito gerador da portadora triangular e circuito comparador com histerese.

Para o projeto do compensador da malha de controle das correntes de entrada é necessário o valor do ganho do modulador. Assim, para o valor de pico da triangular de 5,5 V, tem-se:

$$k_{P_{WMI}} = k_{P_{WM2}} = k_{P_{WM3}} = 0,182 \quad (7.77)$$

O circuito de sincronismo entre os dois retificadores foi projetado segundo a metodologia apresentada em (O’loughlin, 2000). O sinal triangular será utilizado como Mestre para a sincronização com o sinal dente-de-serra do circuito integrado UC3854B, denominado de Escravo.

O circuito de sincronismo é apresentado na Fig. 7.5.

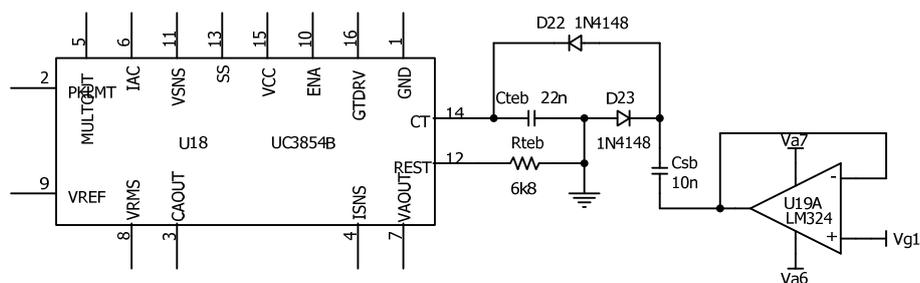


Fig. 7.5 – Circuito de sincronismo.

7.4.3 – Metodologia de Projeto dos Compensadores

Neste item apresenta-se a metodologia de projeto dos compensadores utilizados nas malhas de controle das correntes e na malha de controle da tensão.

O projeto dos compensadores será realizado utilizando-se como ferramentas os diagramas de Bode e posicionamento de pólos e zeros (Barbi, 1995). Para teste da estabilidade será utilizado o critério da Margem de Fase.

a) Projeto dos Compensadores das Correntes de Entrada

As malhas de controle das correntes de entrada serão projetadas para possuírem a maior dinâmica do sistema, garantindo uma boa reprodutibilidade da corrente senoidal de referência.

A função de transferência de laço aberto para esta malha é apresentada em (7.78).

$$FTLA_{II}(s) = G_{II}(s) \cdot H_{II}(s) \cdot k_{II} \cdot k_{PWMI} \quad (7.78)$$

Onde:

- $G_{II}(s)$: função de transferência da planta;
- $H_{II}(s)$: função de transferência do compensador;
- k_{II} : ganho do sensor de corrente;
- k_{PWMI} : ganho do modulador PWM.

A função de transferência da planta é apresentada em (7.79).

$$G_{II}(s) = \frac{\hat{i}_1(s)}{\hat{d}_1(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_f} = \frac{350000}{s} \quad (7.79)$$

Será utilizado um compensador de dois pólos e um zero, sendo que um dos pólos é posicionado na origem para garantir o seguimento da corrente de referência com reduzido erro em regime permanente. A função de transferência do compensador está apresentada em (7.80).

$$H_{II}(s) = k_{HII} \cdot \frac{s + 2 \cdot \pi \cdot f_{zi_{II}}}{s \cdot (s + 2 \cdot \pi \cdot f_{pi_{II}})} \quad (7.80)$$

O projeto do compensador consiste em obter o valor do ganho k_{HII} e dos valores das frequências $f_{zi_{II}}$ e $f_{pi_{II}}$.

A frequência de cruzamento $f_{c_{II}}$ será adotada como um quarto da frequência de comutação f_s , assim garante-se que a frequência de chaveamento não interfira no circuito de controle.

O valor escolhido para o posicionamento do zero é numa frequência pelo menos dez vezes maior que a frequência da rede. Desta forma garante-se uma boa reprodução da corrente senoidal.

O outro pólo deve ser posicionado numa frequência acima da frequência do zero e assim eliminar as interferências de alta frequência. Entretanto, esse pólo não pode ser alocado em uma frequência demasiadamente alta, pois é desejável que a frequência de cruzamento esteja bem abaixo da frequência de comutação. Os valores de projeto são:

$$\begin{cases} f_{c_{II}} = 2,5 \text{ kHz} \\ f_{p_{II}} = 25 \text{ kHz} \\ f_{z_{II}} = 1,25 \text{ kHz} \end{cases} \quad (7.81)$$

Com os valores de frequências apresentados anteriormente chega-se ao valor do ganho do compensador:

$$k_{HII} = 622.400 \quad (7.82)$$

Na Fig. 7.6 são apresentados os diagramas de Bode da função de transferência da planta, da função de transferência do compensador e da função de transferência de laço aberto. A margem de fase é de aproximadamente 57° .

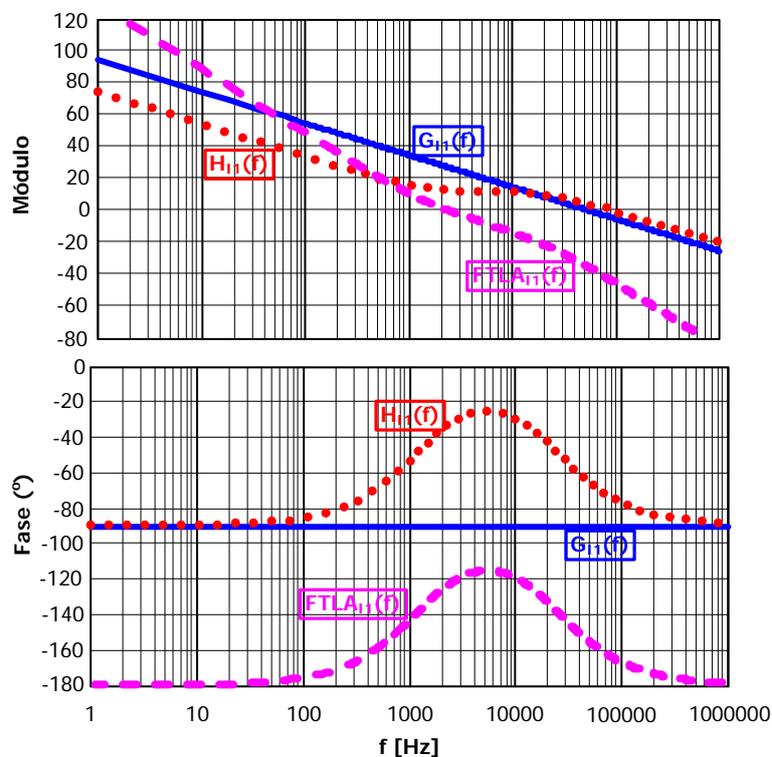


Fig. 7.6 – Diagramas de Bode da malha de controle das correntes de entrada.

O circuito utilizado para a implementação do compensador projetado anteriormente é apresentado na Fig. 7.7.

A equação (7.83) apresenta a função de transferência do compensador de corrente em termos dos componentes práticos.

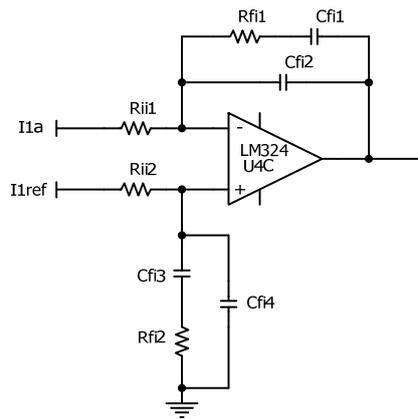


Fig. 7.7 – Circuito que implementa o compensador das correntes de entrada.

$$H_{p_{II}}(s) = \frac{1}{R_{ii1} \cdot C_{fi2}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{fi1} \cdot C_{fi1}}}{s \cdot \left(s + \frac{C_{fi1} + C_{fi2}}{R_{fi1} \cdot C_{fi1} \cdot C_{fi2}} \right)} \quad (7.83)$$

Em função das frequências definidas no projeto foi possível determinar os componentes abaixo:

$$\begin{cases} R_{ii1} = R_{ii2} = 10 \text{ k}\Omega \\ R_{fi1} = R_{fi2} = 33 \text{ k}\Omega \\ C_{fi1} = C_{fi3} = 2,2 \text{ nF} \\ C_{fi2} = C_{fi4} = 220 \text{ pF} \end{cases} \quad (7.84)$$

b) Projeto do Compensador da Corrente no Indutor CC-CC Boost

Na modelagem do retificador para o controle das correntes admitiu-se que as correntes na entrada do retificador A são constantes para as correntes do retificador B. Para garantir que isso ocorra, projeta-se a malha de controle da corrente do indutor Boost para que esta possua uma dinâmica mais lenta que a dinâmica da malha de controle das correntes de entrada. Esta consideração não implicará na redução do seu desempenho, pois esta malha deve seguir uma referência constante.

A função de transferência de laço aberto para esta malha é apresentada em (7.85).

$$FTLA_{ILb}(s) = G_{ILb}(s) \cdot H_{ILb}(s) \cdot k_{ILb} \cdot k_{PWMb} \quad (7.85)$$

Onde:

- $G_{ILb}(s)$: função de transferência da planta;
- $H_{ILb}(s)$: função de transferência do compensador;

- k_{ILb} : ganho do sensor de corrente;
- k_{PWMb} : ganho do modulador PWM.

A função de transferência da planta é apresentada em (7.86).

$$G_{ILl}(s) = \frac{\hat{i}_{la}(s)}{\hat{d}_b(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_b} = \frac{175000}{s} \quad (7.86)$$

Também será utilizado um compensador de dois pólos e um zero, sendo que um dos pólos é posicionado na origem para garantir o seguimento da corrente de referência com reduzido erro em regime permanente. A função de transferência do compensador está apresentada em (7.87).

$$H_{ILb}(s) = k_{HILb} \cdot \frac{s + 2 \cdot \pi \cdot f_{zi_{ILb}}}{s \cdot (s + 2 \cdot \pi \cdot f_{pi_{ILb}})} \quad (7.87)$$

A frequência de cruzamento $f_{c_{ILb}}$ será adotada como a metade da frequência de cruzamento da malha de controle das correntes de entrada.

Os valores de projeto das demais frequências de pólo e de zero são:

$$\begin{cases} f_{c_{ILb}} = 1,25 \text{ kHz} \\ f_{pi_{ILb}} = 12,5 \text{ kHz} \\ f_{zi_{ILb}} = 625 \text{ Hz} \end{cases} \quad (7.88)$$

Com os valores de frequências apresentados anteriormente chega-se ao valor do ganho do compensador:

$$k_{HILb} = 233000 \quad (7.89)$$

Na Fig. 7.8 são apresentados os diagramas de Bode da função de transferência da planta, da função de transferência do compensador e da função de transferência de laço aberto. A margem de fase é de aproximadamente 57° .

Para a implementação deste compensador utilizou-se o amplificador operacional interno ao CI UC3854B. O circuito é apresentado na Fig. 7.9.

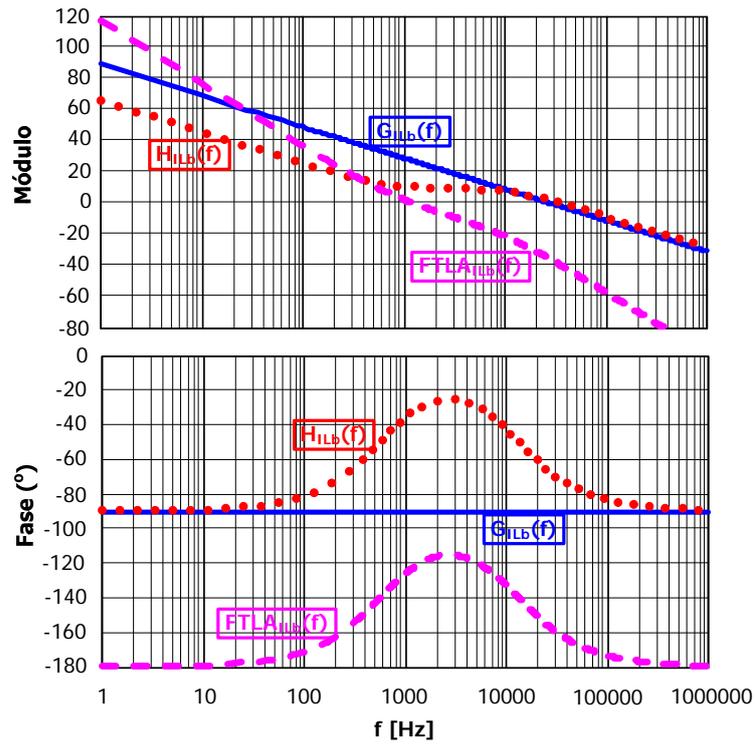


Fig. 7.8 – Diagramas de Bode da malha de controle da corrente no indutor Boost.

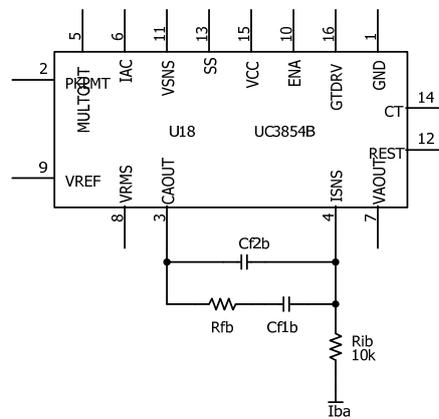


Fig. 7.9 – Circuito que implementa o compensador da corrente no indutor Boost.

A equação (7.90) apresenta a função de transferência do compensador de corrente em termos dos componentes.

$$H_{p_{ILb}}(s) = \frac{1}{R_{fb} \cdot C_{f2b}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{fb} \cdot C_{f1b}}}{s \cdot \left(s + \frac{C_{f1b} + C_{f2b}}{R_{fb} \cdot C_{f1b} \cdot C_{f2b}} \right)} \quad (7.90)$$

Em função das frequências definidas no projeto foi possível determinar os seguintes componentes:

$$\begin{cases} R_{ib} = 10 \text{ k}\Omega \\ R_{fb} = 22 \text{ k}\Omega \\ C_{f1b} = 10 \text{ nF} \\ C_{f2b} = 680 \text{ pF} \end{cases} \quad (7.91)$$

c) Projeto do Compensador da Tensão de Saída

A dinâmica da malha de tensão deve ser lenta quando comparada com a dinâmica das malhas de corrente para não causar distorções nas correntes de entrada.

A função de transferência de laço aberto para esta malha é apresentada em (7.92).

$$FTLA_{V_o}(s) = \frac{G_{V_o}(s) \cdot H_{V_o}(s) \cdot k_{V_o}}{k_{II}} \quad (7.92)$$

Onde:

- $G_{V_o}(s)$: função de transferência da planta;
- $H_{V_o}(s)$: função de transferência do compensador;
- k_{V_o} : ganho do sensor de tensão.

A função de transferência da planta é apresentada em (7.93).

$$G_{V_o}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_1(s)} = \frac{3 \cdot R_o \cdot V_p}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_o} \cdot \frac{1}{\left(1 + s \cdot C_o \cdot \frac{R_o}{2}\right)} = 11,55 \cdot \frac{1}{(1 + s \cdot 0,054)} \quad (7.93)$$

Também será utilizado um compensador de dois pólos e um zero, sendo que um dos pólos é posicionado na origem para garantir o seguimento da tensão de referência com reduzido erro em regime permanente. A função de transferência do compensador está apresentada em (7.94).

$$H_{V_o}(s) = k_{V_o} \cdot \frac{s + 2 \cdot \pi \cdot f_{z_{V_o}}}{s \cdot (s + 2 \cdot \pi \cdot f_{p_{V_o}})} \quad (7.94)$$

A frequência de cruzamento $f_{c_{V_o}}$ será cinco vezes menor que a frequência da rede f_r . A frequência do zero será alocada na frequência do pólo da planta, realizando-se um cancelamento pólo-zero.

Os valores de projeto são:

$$\begin{cases} f_{c_{V_o}} = 12 \text{ Hz} \\ f_{p_{V_o}} = 360 \text{ Hz} \\ f_{z_{V_o}} = 3 \text{ Hz} \end{cases} \quad (7.95)$$

Com os valores de frequências apresentados anteriormente chega-se ao valor do ganho do compensador:

$$k_{V_o} = 10510 \quad (7.96)$$

Na Fig. 7.10 são apresentados os diagramas de Bode da função de transferência da planta, da função de transferência do compensador e da função de transferência de laço aberto. A margem de fase é de aproximadamente 88° .

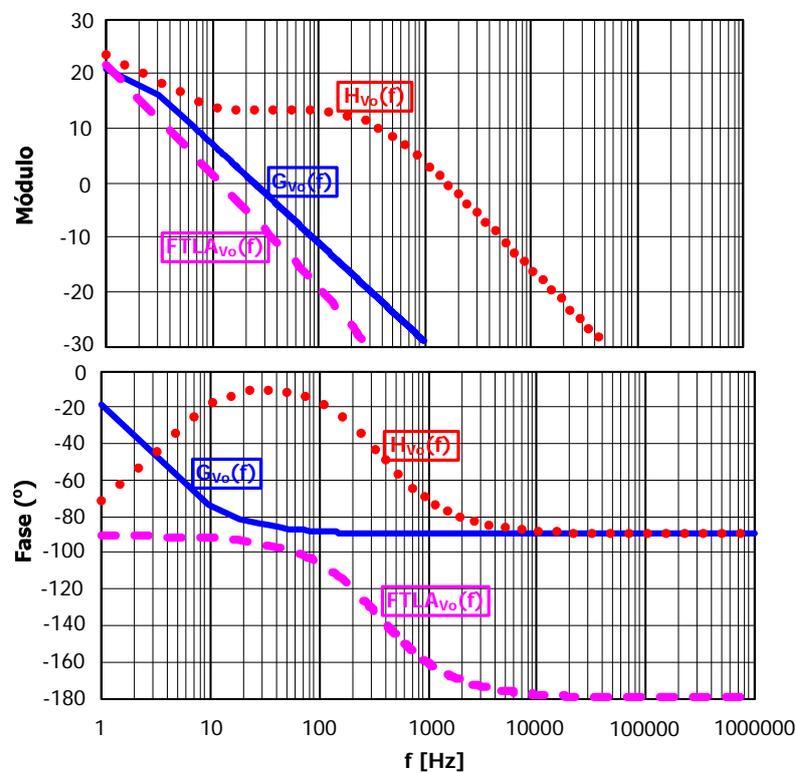


Fig. 7.10 – Diagramas de Bode da malha de controle da tensão de saída.

O circuito utilizado para a implementação do compensador projetado anteriormente é apresentado na Fig. 7.11.

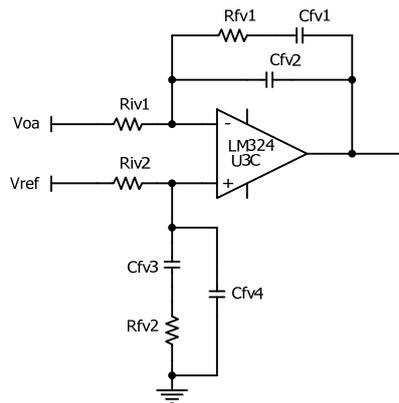


Fig. 7.11 – Circuito que implementa o compensador da tensão de saída.

A equação (7.97) apresenta a função de transferência do compensador de tensão em termos dos componentes.

$$H_{p_{V_o}}(s) = \frac{1}{R_{iv1} \cdot C_{fv2}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{fv1} \cdot C_{fv1}}}{s \cdot \left(s + \frac{C_{fv1} + C_{fv2}}{R_{fv1} \cdot C_{fv1} \cdot C_{fv2}} \right)} \quad (7.97)$$

Em função das frequências definidas no projeto foi possível determinar os componentes abaixo:

$$\begin{cases} R_{iv1} = R_{iv2} = 33 \text{ k}\Omega \\ R_{fv1} = R_{fv2} = 180 \text{ k}\Omega \\ C_{fv1} = C_{fv3} = 470 \text{ nF} \\ C_{fv2} = C_{fv4} = 1 \text{ nF} \end{cases} \quad (7.98)$$

7.4.4 – Projeto dos Circuitos de Comando

Para o acionamento dos interruptores IGBTs serão especificados os circuitos de comando (*drivers*) SKHI 10/12 e SKHI 23/12, fabricados pela Semikron.

O *driver* SKHI 10/12 é projetado para o acionamento de um interruptor e então será utilizado para o acionamento do interruptor Sb. As características de destaque deste *driver* são: possibilidade de comandar IGBTs de até 1200 V, isolamento, proteção de curto-circuito, possibilidade de ajuste dos resistores de gatilho e pulso de comando com níveis 15 V/-8 V.

Os *drivers* SKHI 23/12 são projetados para o acionamento de dois IGBTs, conectados na configuração de braço ou independentes. Assim, utilizaram-se três

dispositivos SKHI 23/12 para o acionamento dos seis interruptores IGBTs do retificador B. Além das características já mencionadas para o SKHI 10/12, para este *driver* também merece destaque a possibilidade de ajuste do tempo morto e intertravamento para garantir a operação complementar dos interruptores de um braço.

Os *drivers* SKHI 23/12 foram ajustados para operar com um tempo morto de 2,5 μ s, que representa 2,5% do tempo de comutação.

7.4.5 – Projeto dos Circuitos de Proteção

Foram projetados circuitos de proteção de sobrecorrente nas correntes de entrada e sobretensão na tensão de saída. Internamente ao CI UC3854B já existe um circuito que detecta a corrente máxima que circula pelo indutor Boost.

Os circuitos de proteção foram implementados através de comparadores com histerese e uma lógica adicional para atuar no pino de *enable* do CI UC3854B e em um circuito *tri-state buffer* que inibe os seis pulsos de comando do retificador B.

7.5 – Resultados Experimentais

7.5.1 – Descrição do Protótipo Implementado

Após a realização do projeto e dimensionamento do retificador trifásico híbrido construiu-se um protótipo para a realização dos testes experimentais.

A Fig. 7.12 apresenta uma foto do protótipo implementado. Os principais componentes aparecem em destaque.

O retificador trifásico foi alimentado a partir de um transformador trifásico conectado em estrela-estrela e relação de transformação unitária. Como carga utilizaram-se dois bancos de resistores de potência, como pode ser observado na foto apresentada na Fig. 7.12.

Os diagramas elétricos do circuito de potência, da placa de controle e da fonte auxiliar estão apresentados no Anexo C.

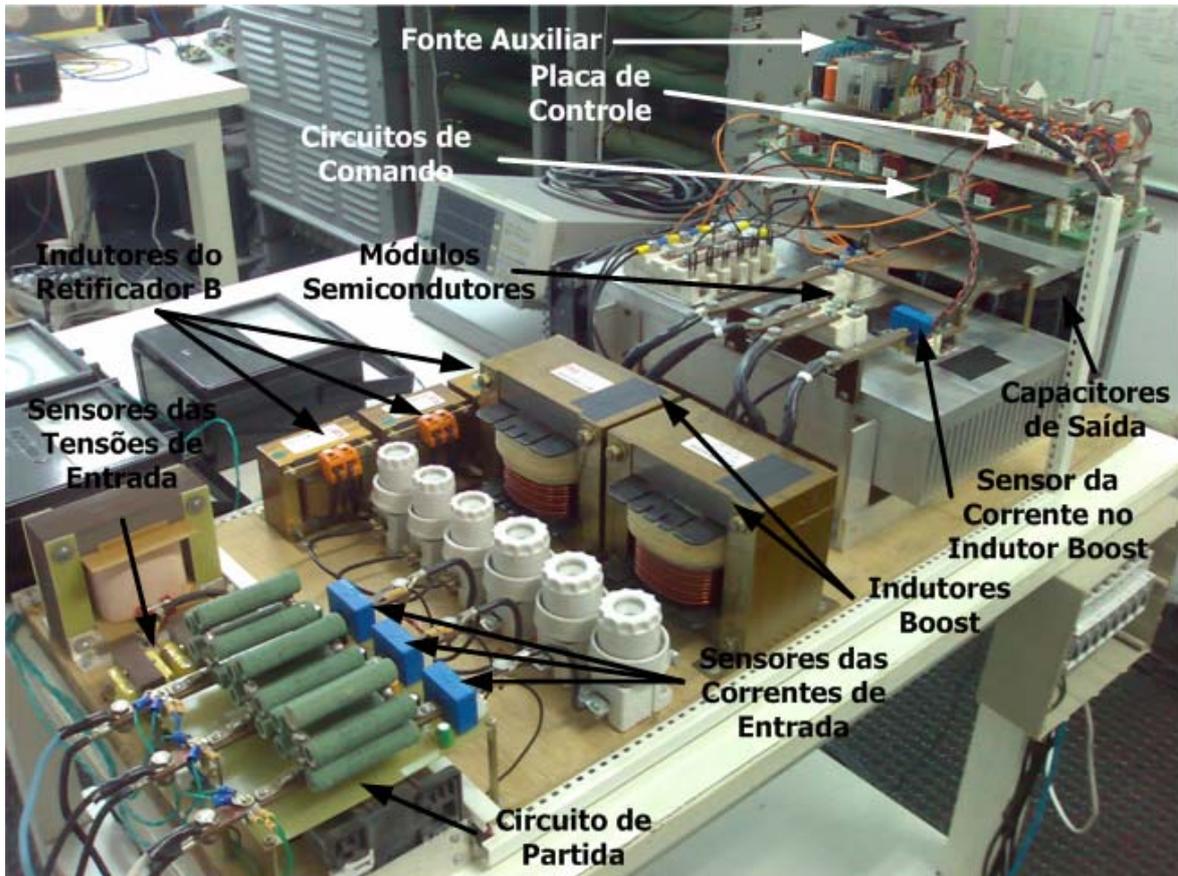


Fig. 7.12 – Protótipo implementado.

7.5.2 – Transitório de Partida

Inicialmente, apresenta-se na Fig. 7.13 as formas de onda das correntes de entrada e da tensão de saída durante a partida do retificador. A partida foi realizada com carga reduzida, sendo a potência de saída igual a aproximadamente 3000 W.

Constata-se que a partida está de acordo com o que foi apresentado anteriormente. Observa-se que durante o primeiro intervalo de aproximadamente 300 ms o capacitor de saída é carregado através dos resistores de partida. No intervalo seguinte, que tem duração de aproximadamente 600 ms, o retificador opera como retificador a diodos. No instante de tempo igual a aproximadamente 900 ms, o sistema de controle entra em operação com partida progressiva elevando a tensão de saída até 700 V e impondo correntes de entrada senoidais.

Um detalhe do intervalo inicial de partida é apresentado na Fig. 7.14. Observa-se que a máxima corrente de partida é igual a aproximadamente 60 A.

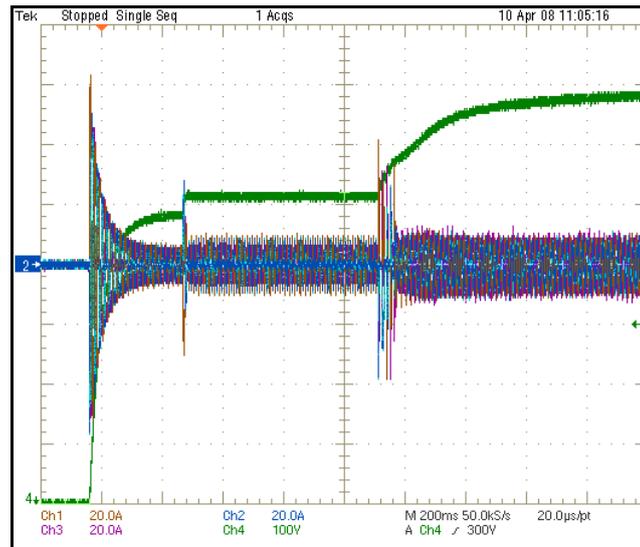


Fig. 7.13 – Correntes de entrada (Ch1, Ch2, Ch3: 20A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div) durante transiente de partida.

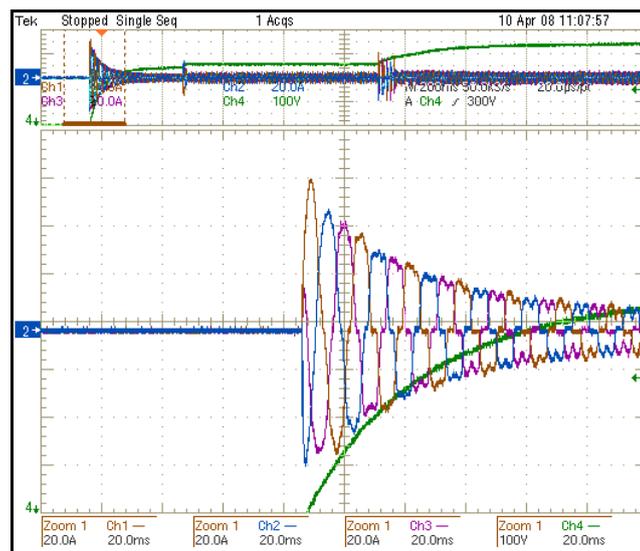


Fig. 7.14 – Detalhe do intervalo inicial do transiente de partida.

Na Fig. 7. 15 apresenta-se o detalhe do comportamento do circuito no fechamento do contator de partida. Observa-se a correta operação do circuito.

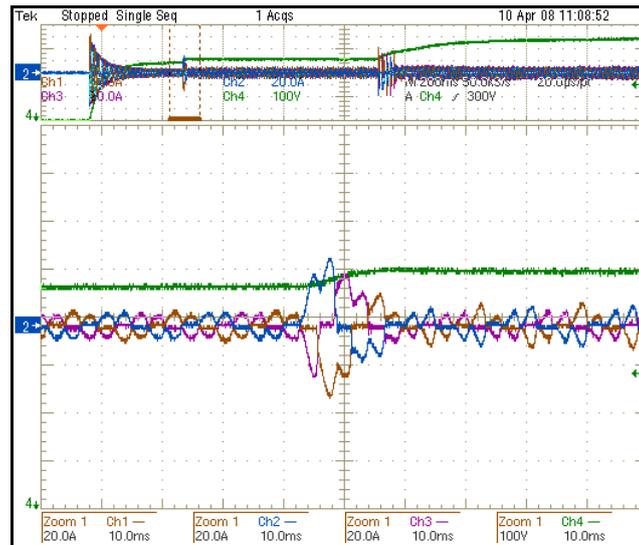


Fig. 7.15 – Detalhe da partida no fechamento do contator de partida.

Na Fig. 7.16 apresenta-se o detalhe do início da operação com partida progressiva do circuito de controle. Observa-se que as correntes apresentam formato senoidal após aproximadamente 1,5 s.

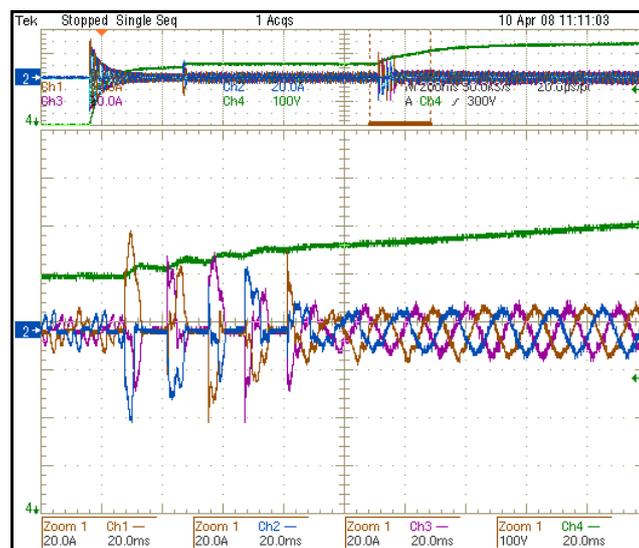


Fig. 7.16 – Detalhe da partida com o início da operação do circuito de controle.

7.5.3 – Operação em Regime Permanente

Os resultados experimentais do retificador trifásico híbrido operando em regime permanente são apresentados a seguir.

Na Fig. 7.17 têm-se as formas de onda das correntes de entrada e da tensão de saída. Observa-se que as correntes de entrada possuem formato senoidal com valores de pico de aproximadamente 46 A e que a tensão de saída está em aproximadamente 700 V.

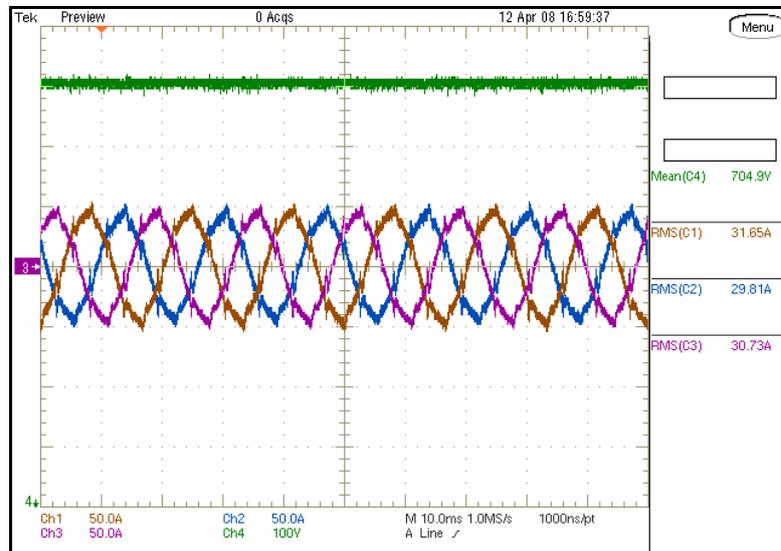


Fig. 7.17 – Correntes de entrada (Ch1, Ch2, Ch3: 50A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div) em regime permanente.

As formas de onda das correntes de entrada na fase 1 são apresentadas na Fig. 7.18. Constata-se que as formas de onda estão conforme o esperado e que de fato, a corrente de entrada i_1 (Ch1) é obtida pelas somas das correntes i_{1a} (Ch2) e i_{1b} (Ch3). Isto também pode ser observado nas correntes das fases 2 e 3, apresentadas nas Fig. 7.19 e Fig. 7.20, respectivamente.

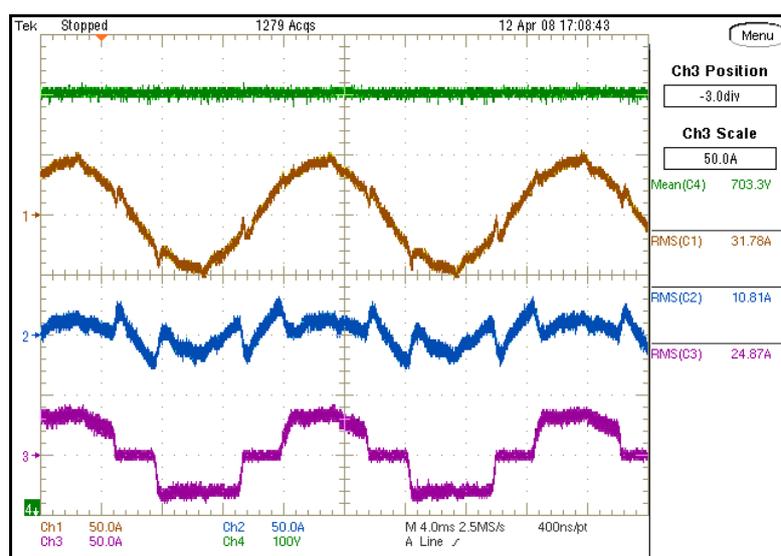


Fig. 7.18 – Correntes de entrada na fase 1 (Ch1, Ch2, Ch3: 50A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div).

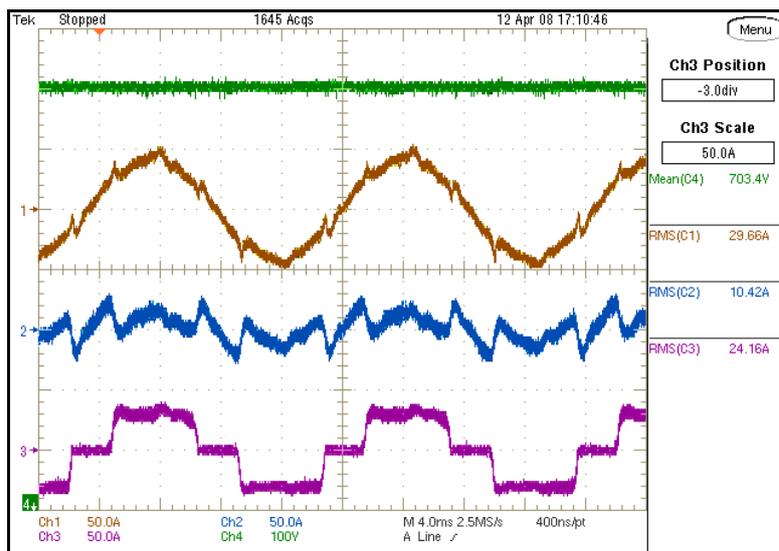


Fig. 7.19 – Correntes de entrada na fase 2 (Ch1, Ch2, Ch3: 50A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div).

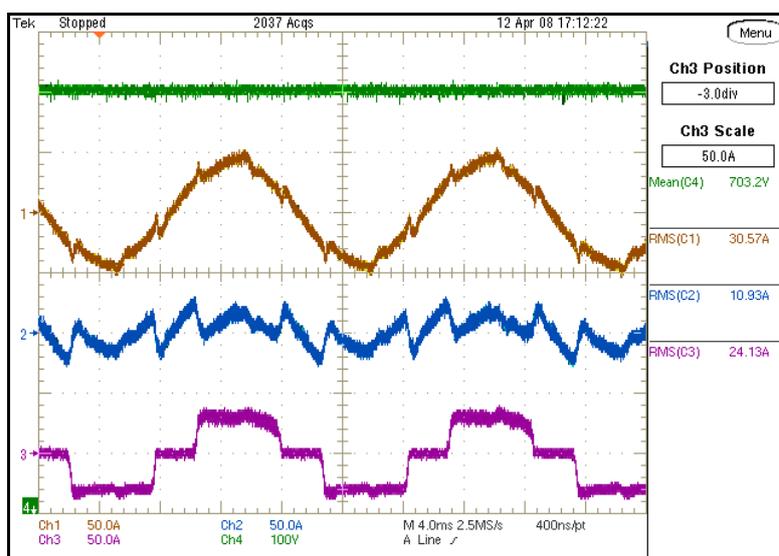


Fig. 7.20 – Correntes de entrada na fase 3 (Ch1, Ch2, Ch3: 50A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div).

Os espectros harmônicos das correntes de entrada são apresentados nas Fig. 7.21, Fig. 7.22 e Fig. 7.23, para a condição nominal. Observa-se que a 5ª harmônica apresenta uma amplitude de 5,5% em relação à componente fundamental, a 7ª harmônica apresenta uma amplitude de 1,7%, a 11ª harmônica possui uma amplitude de aproximadamente 5% e a 17ª harmônica tem uma amplitude de 4,8%.

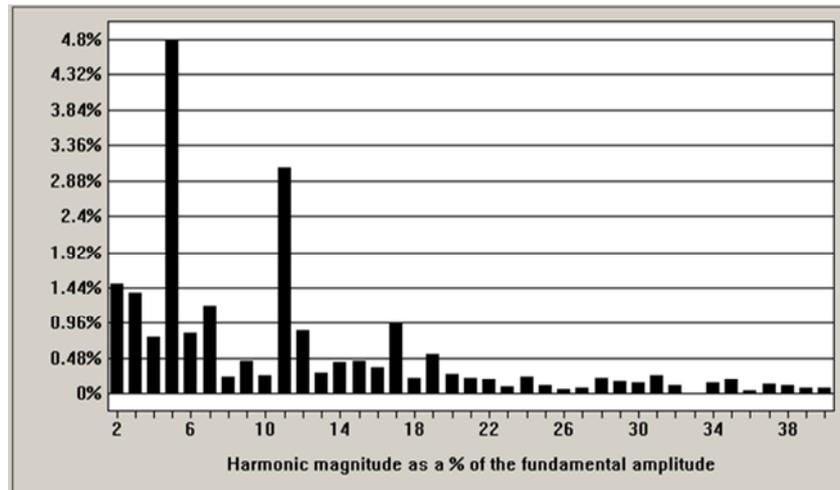


Fig. 7.21 – Espectro harmônico da corrente de entrada da fase 1.

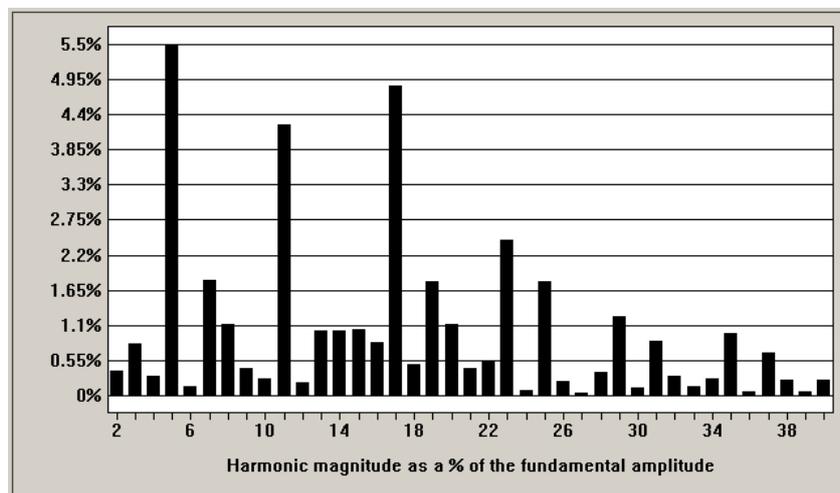


Fig. 7.22 – Espectro harmônico da corrente de entrada da fase 2.

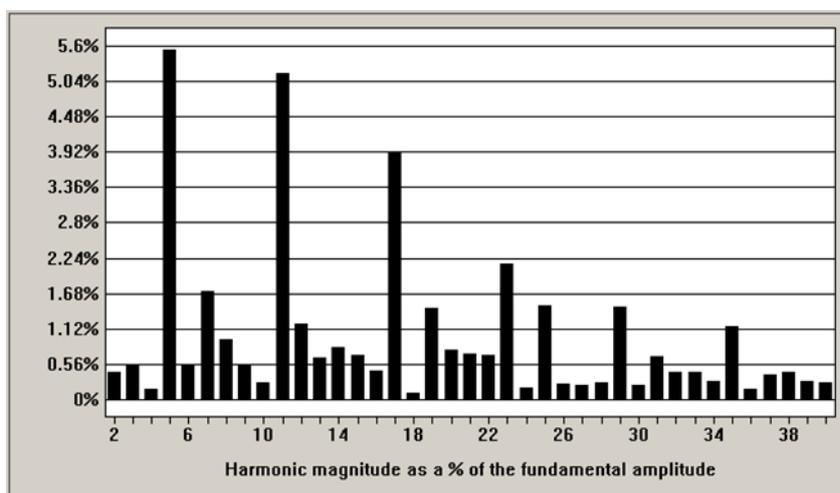


Fig. 7.23 – Espectro harmônico da corrente de entrada da fase 3.

Observando-se atentamente as formas de onda de corrente, constata-se que existe uma pequena diferença da forma de onda no semiciclo positivo e no semiciclo negativo, causando distorções nas correntes de entrada. Acredita-se que esta diferença é proveniente das correntes circulantes.

Um novo teste foi realizado retirando-se o circuito de sincronismo entres os dois retificadores. As formas de onda das correntes de entrada na fase 1 e da tensão de saída são apresentadas na Fig. 7 24. Observa-se que ainda existem pequenas diferenças nas formas de onda e que, neste caso, existem menores distorções na corrente de entrada.

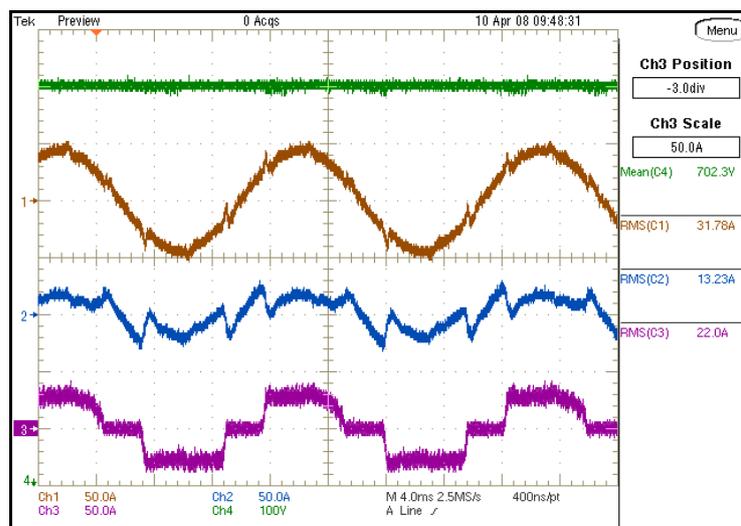


Fig. 7 24 – Correntes de entrada na fase 1 (Ch1, Ch2, Ch3: 50A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div) sem sincronismo.

7.5.4 – Operação em Regime Transitório

Para verificar a operação do retificador frente a variações de carga, aplicou-se um degrau positivo de carga de 50%. Na Fig. 7.25 apresentam-se as formas de onda das correntes de entrada e da tensão de saída. Observa-se que existe o controle da tensão de saída, com um tempo de acomodação de aproximadamente 200 ms e máxima ultrapassagem de 40 V.

Na Fig. 7.26 apresenta-se as formas de ondas das correntes de entrada na fase 1 e a da tensão de saída.

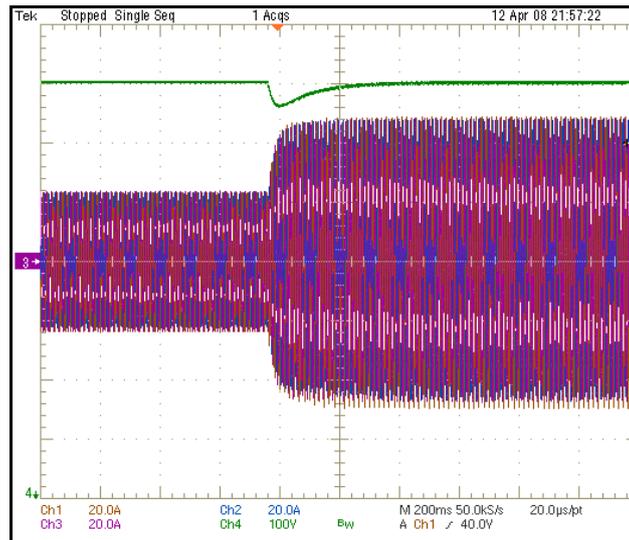


Fig. 7.25 – Correntes de entrada (Ch1, Ch2, Ch3: 20A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div) durante transitório positivo de carga.

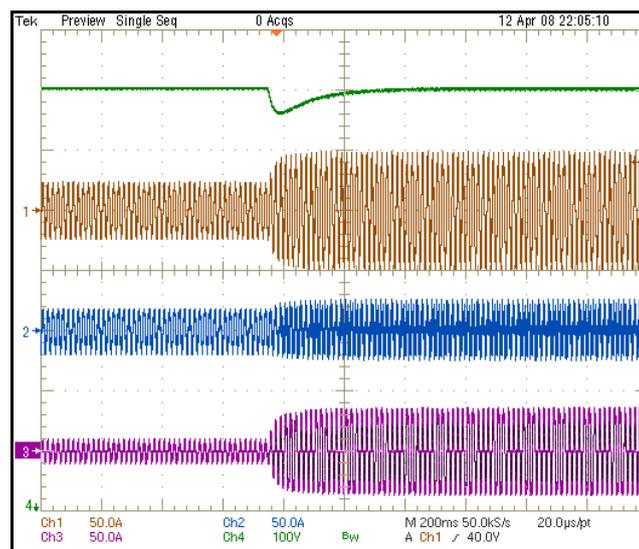


Fig. 7.26 – Correntes de entrada na fase 1 (Ch1, Ch2, Ch3: 50A/div) e tensão de saída (Ch4: 100V/div) durante transitório positivo de carga.

7.5.5 – Curvas Experimentais

Serão apresentadas algumas curvas obtidas experimentalmente para a verificação do desempenho do retificador.

Primeiramente apresenta-se na Fig. 7.27 as curvas da variação da taxa de distorção harmônica da tensão (TDH_v) e da taxa de distorção harmônica da corrente (TDH_i) em função da potência de saída. As curvas foram obtidas por aproximações polinomiais e os

valores (pontos) foram obtidas da análise harmônica utilizando o programa Tektronix WaveStar.

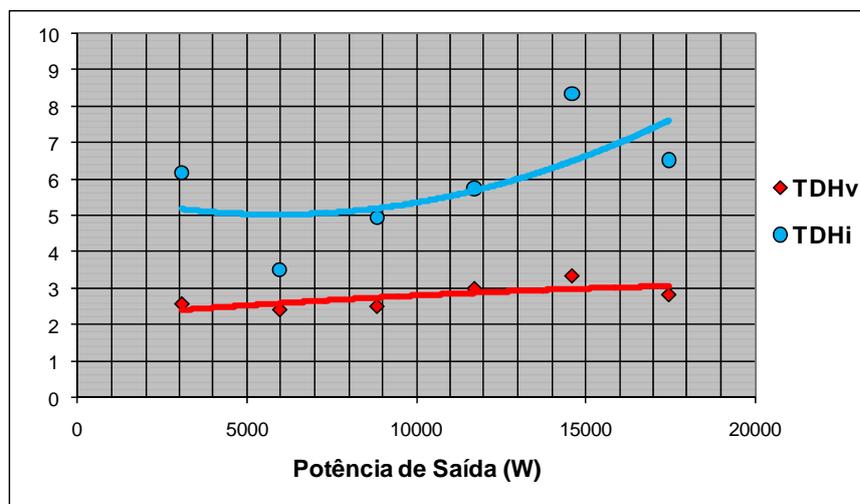


Fig. 7.27 – Variação da TDHv e TDHi em função da potência de saída.

A TDHv permaneceu praticamente constante com valor igual 3%. Já a TDHi variou de 5% a 7% com a variação da potência de saída.

Com os valores de taxas de distorção harmônica apresentados anteriormente e com os valores do fator de deslocamento, apresenta-se na Fig. 7.28 o comportamento do fator de potência em função da potência de saída. Constata-se que o retificador apresenta fator de potência praticamente unitário para toda a faixa de variação de potência.

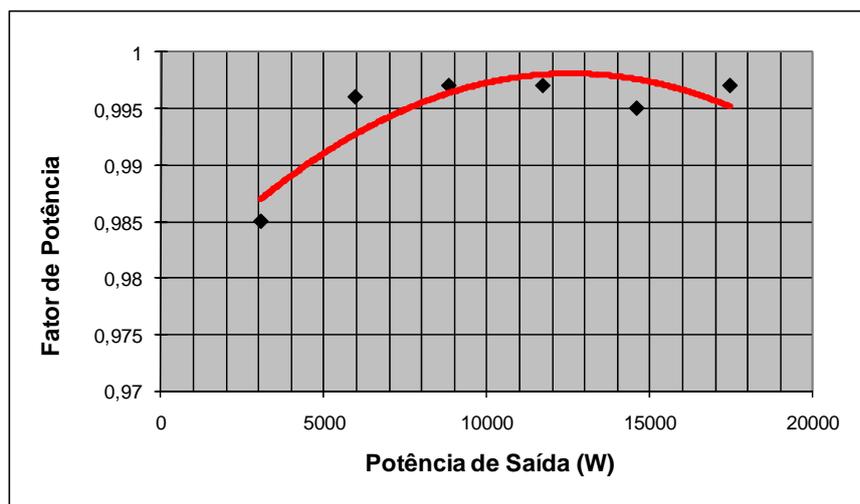


Fig. 7.28 – Fator de potência em função da potência de saída.

A Fig. 7.29 apresenta a curva de rendimento em função da potência de saída. O ensaio de rendimento foi realizado utilizando-se um wattímetro digital Yokogawa na saída do retificador e o analisador de qualidade de energia AVPower na entrada do retificador.

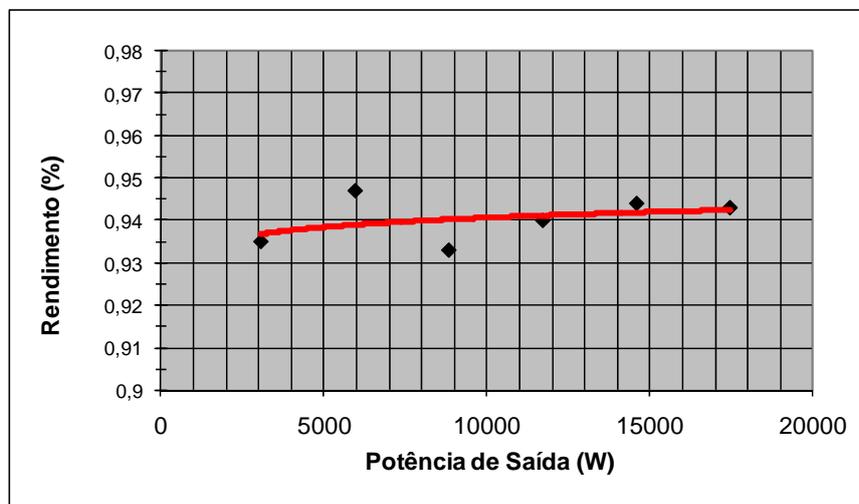


Fig. 7.29 – Rendimento em função da potência de saída.

O retificador apresentou um rendimento de 94%, incluindo no ensaio a potência consumida pela fonte auxiliar. Este rendimento foi obtido com o retificador operando sem nenhuma técnica de comutação suave, sem o uso de circuitos de ajuda à comutação e sem técnicas de modulação que permitam minimizar as comutações.

7.6 – Conclusão

Foram apresentados nesse capítulo o projeto e o dimensionamento do retificador trifásico híbrido. Apresentou-se em detalhe o projeto e o dimensionamento do estágio de potência, com a especificação dos semicondutores e dos componentes periféricos, tais como sistema de partida, proteção e sistema térmico.

Também apresentou-se os principais detalhes do projeto e dimensionamento dos sensores, circuitos de condicionamento de sinais, moduladores PWM, compensadores, circuitos de comando e circuitos de proteção.

Os resultados experimentais foram apresentados através de formas de ondas e de curvas experimentais. Com estes resultados pode-se concluir que o retificador atendeu aos requisitos de projeto, impondo correntes de entrada senoidais e controlando a tensão de saída.

O retificador apresentou um rendimento de aproximadamente 94% e entende-se que essa característica deva ser melhorada. Nos ensaios experimentais, observou-se uma elevação de temperatura considerável nos indutores de entrada do retificador B. Estes indutores foram projetados para operarem com correntes senoidais, porém as correntes que circulam por estes possuem formato não senoidal. Assim, uma nova metodologia de projeto físico para estes indutores dever ser empregada, com o intuito de minimizar as perdas.

CAPÍTULO VIII

CONCLUSÃO GERAL

O trabalho apresentou duas novas topologias de retificadores trifásicos híbridos bidirecionais com elevado fator de potência. Os retificadores foram concebidos da associação paralela de diferentes topologias de retificadores trifásicos.

O objetivo principal desta associação híbrida é o de extrair as melhores características de cada retificador utilizado, quando associado em paralelo. Dentre as características pretendidas destacam-se a redução de custo, elevação do rendimento, aumento da robustez e menor dificuldade de implementação prática nas aplicações com potências elevadas.

A topologia do retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost foi escolhida para ser amplamente estudada e implementada em laboratório. Nesta topologia têm-se mais elementos operando em alta frequência e é possível o controle da tensão de saída.

Embora na literatura encontram-se trabalhos relacionados ao tema, no Capítulo II apresentaram-se os conceitos relacionados aos retificadores híbridos. A revisão bibliográfica apresentou as topologias de retificadores híbridos encontradas na literatura nacional e internacional, destacando as principais características destes retificadores assim como suas vantagens e desvantagens.

No Capítulo III apresentou-se uma análise qualitativa do retificador trifásico híbrido empregando o conversor CC-CC Boost. O princípio de operação e os modos de operação foram apresentados e discutidos. Como resultado desta análise, determinou-se uma região de melhor desempenho da estrutura, identificando-se as relações de potência e de corrente para a operação nesta região.

Uma análise quantitativa do retificador trifásico híbrido empregando o conversor CC-CC Boost foi apresentada no Capítulo IV. Determinaram-se as equações para o projeto dos elementos passivos e as expressões para o dimensionamento de cada semicondutor do retificador. Todas as equações de projeto foram validadas por simulações numéricas.

O Capítulo V apresentou os aspectos de modelagem e de controle do retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC Boost. Apresentaram-se os modelos para o controle das malhas de corrente e para o controle da malha de tensão. A

estratégia de controle, baseada na utilização de circuitos multiplicadores, também foi apresentada. Os resultados de simulação numérica mostraram a correta operação do retificador em regime transitório.

A bidirecionalidade do fluxo de potência no retificador híbrido foi estudada no Capítulo VI. Resultados de simulação numérica mostraram o funcionamento do conversor tanto como retificador quanto inversor. Destaca-se que, pela estratégia de controle implementada, a operação como inversor se faz de forma automática, utilizando-se somente o retificador apropriado para esta função. Uma revisão bibliográfica sobre os conversores utilizados no acionamento regenerativo de motores de indução também foi apresentada.

No Capítulo VII apresentou-se o projeto, a implementação e a discussão dos resultados experimentais obtidos. Detalhou-se o projeto do estágio de potência, dos sensores de tensão e de corrente, dos circuitos condicionadores de sinais, do sistema de controle, dos moduladores e dos circuitos de proteção.

O funcionamento do retificador foi comprovado através das formas de onda obtidas nos testes de laboratório em um protótipo de 20 kW de potência de saída. As formas de onda mostram o conversor operando em regime permanente e em regime transitório. Curvas experimentais comprovaram o desempenho do conversor na correção do fator de potência.

Com relação às contribuições do trabalho, considera-se que a associação em paralelo de retificadores trifásicos de topologias diferentes representa uma nova filosofia no emprego de retificadores trifásicos aplicados em potências elevadas.

Em decorrência da utilização em paralelo de retificadores trifásicos de topologias diferentes, duas inovações utilizadas neste trabalho podem ser destacadas:

- cada módulo retificador processa parcelas diferentes de potência, sendo que a distribuição de potência depende do melhor desempenho (ou característica) individual de cada módulo;
- as correntes senoidais de entrada são obtidas pela soma de duas correntes não senoidais. Essa composição é típica nos filtros ativos, porém, nos retificadores trifásicos PWM em paralelo as correntes senoidais de entrada são obtidas pela soma de correntes senoidais, provenientes da entrada de cada módulo.

Outras possíveis contribuições ainda podem ser destacadas:

- Apresentação de duas novas topologias de retificadores trifásicos;

- Definição dos conceitos sobre retificadores trifásicos híbridos;
- Estudo teórico da distribuição de potência no retificador trifásico híbrido proposto;
- Estudo teórico para obtenção das equações de projeto e de dimensionamento dos componentes do retificador;
- Obtenção dos modelos teóricos para o controle das grandezas de interesse;
- Concepção e implementação prática da estratégia de controle.

A continuidade deste trabalho pode-se dar sob o ponto de vista teórico e sobre o ponto de vista prático.

Do ponto de vista teórico, faz-se necessário um estudo sobre a origem das correntes circulantes, uma vez que os retificadores híbridos são também constituídos pela conexão em paralelo de retificadores operando em alta frequência.

Do ponto de vista prático, a implementação da estratégia de controle com processadores digitais de sinais poderia melhorar ainda mais o desempenho do sistema, com a melhora dos seguintes tópicos:

- Sincronismo: o circuito de sincronismo entre os sinais triangular e dente-de-serra apresentou variações durante a operação do retificador, possivelmente causadas pelos diferentes *drifts* de temperatura dos circuitos analógicos utilizados;
- Controle vetorial (ou controle das correntes de eixo direto e de eixo em quadratura): o controle das correntes de eixo direto e de eixo em quadratura, obtidas da transformação de Park, resultam em correntes de entrada com menores distorções, como apresentado em (Batista, 2006), por exemplo;
- Modulação vetorial: o emprego de uma modulação vetorial apropriada pode diminuir o efeito das correntes circulantes, resultando em correntes de entrada com menores distorções.

ANEXO A

EQUACIONAMENTO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO PWM BOOST DOIS NÍVEIS BIDIRECIONAL

A.1 – Introdução

O retificador trifásico PWM bidirecional é a estrutura mais mencionada na literatura quando se trata de retificadores trifásicos com elevado fator de potência. Devido a sua característica bidirecional, este é amplamente utilizado nas aplicações industriais, sobretudo em sistemas de acionamento de motores elétricos.

No meio acadêmico, existem inúmeros trabalhos referenciando este retificador, principalmente no estudo de novas técnicas de modelagem, controle e técnicas de comutação suave (Borgonovo, 2001; Kolar; 1999; Malinowski, 2001; Rodríguez, 2005; Siebert, 2002; Singh, 2004).

Com relação ao estudo da topologia do retificador, não é comum encontrar-se trabalhos que tratam da análise para a obtenção das equações para o projeto e o dimensionamento. Estes são de grande importância para o projeto da estrutura de potência e para projetos de otimização.

Neste anexo apresenta-se uma análise do retificador trifásico PWM bidirecional com o intuito de apresentar as principais equações de projeto e os níveis de tensão e de corrente nos seus respectivos componentes.

A.2 – Circuito Equivalente

A topologia do retificador trifásico PWM bidirecional é apresentada na Fig. A.1. Este retificador emprega seis interruptores controlados, três indutores e um capacitor.

O retificador bidirecional, assim como os retificadores PWM unidirecionais estudados em (Borgonovo, 2001), também apresenta funcionamento distinto, porém simétrico, para cada um dos seis setores de 60° que compõe um período da tensão de alimentação. Assim, a cada 60° da tensão de alimentação, as correntes de entrada trocam de sinal, sendo ou sempre positivas ou sempre negativas.

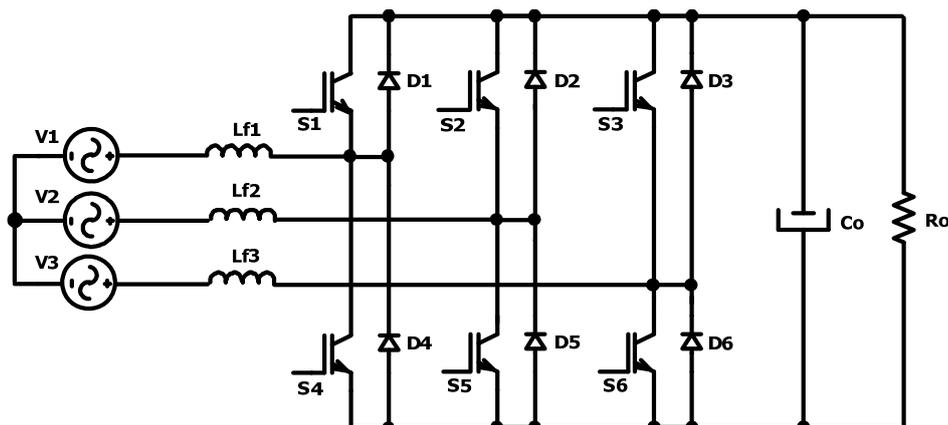


Fig. A.1 – Retificador trifásico PWM bidirecional.

Dessa forma, toda a análise do retificador pode ser realizada para um setor de 60° e assim, seus resultados podem ser estendidos para os demais setores, completando a análise para todo o período da tensão de alimentação.

As tensões de alimentação de fase são definidas pelas equações apresentadas em (A.1).

$$\begin{cases} v_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \\ v_2(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ v_3(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

O retificador apresentado na Fig. A.1 pode ser representado pelo circuito simplificado da Fig. A.2. Na saída considerou-se fontes de tensão por simplicidade na representação.

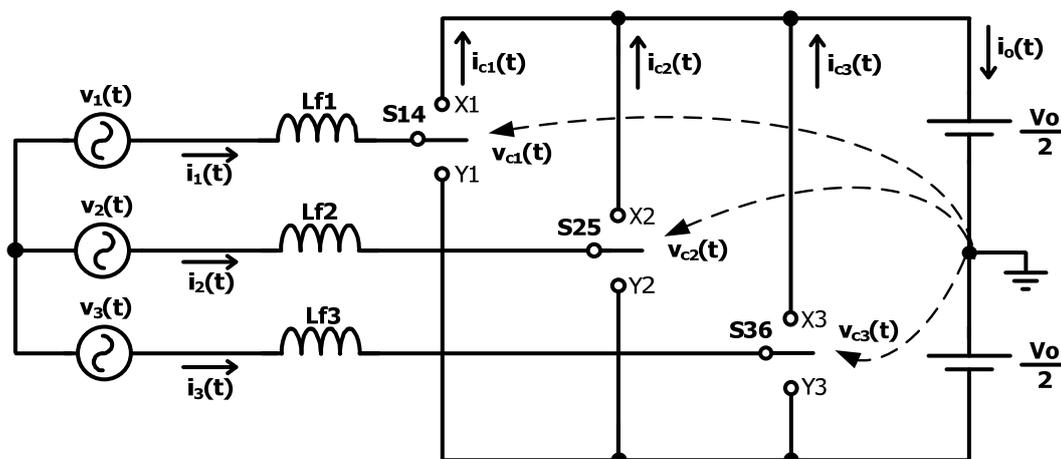


Fig. A.2 – Circuito simplificado do retificador trifásico PWM bidirecional.

Com base no circuito apresentado na Fig. A.2, pode-se observar que quando o interruptor S14 está na posição X1 tem-se $v_{c1}(t) = V_o/2$ e quando S14 esta na posição Y1 tem-se $v_{c1}(t) = -V_o/2$. Estendendo esse raciocínio para os demais interruptores obtém-se (A.2).

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(t) = 1 \Rightarrow S_{14} \rightarrow X_1 \Rightarrow v_{c1}(t) = +\frac{V_o}{2} \\ S_1(t) = 0 \Rightarrow S_{14} \rightarrow Y_1 \Rightarrow v_{c1}(t) = -\frac{V_o}{2} \\ S_2(t) = 1 \Rightarrow S_{25} \rightarrow X_2 \Rightarrow v_{c2}(t) = +\frac{V_o}{2} \\ S_2(t) = 0 \Rightarrow S_{25} \rightarrow Y_2 \Rightarrow v_{c2}(t) = -\frac{V_o}{2} \\ S_3(t) = 1 \Rightarrow S_{36} \rightarrow X_3 \Rightarrow v_{c3}(t) = +\frac{V_o}{2} \\ S_3(t) = 0 \Rightarrow S_{36} \rightarrow Y_3 \Rightarrow v_{c3}(t) = -\frac{V_o}{2} \end{array} \right. \quad (A.2)$$

Com base nas definições apresentadas em (A.2), pode-se representar as tensões do retificador $v_{c1}(t)$, $v_{c2}(t)$ e $v_{c3}(t)$ como função das funções de comutação $S_1(t)$, $S_2(t)$ e $S_3(t)$, respectivamente. Assim, têm-se as equações (A.3).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{c1}(t) = \frac{V_o}{2} \cdot (2 \cdot S_1(t) - 1) = V_o \cdot \left(S_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\ v_{c2}(t) = \frac{V_o}{2} \cdot (2 \cdot S_2(t) - 1) = V_o \cdot \left(S_2(t) - \frac{1}{2} \right) \\ v_{c3}(t) = \frac{V_o}{2} \cdot (2 \cdot S_3(t) - 1) = V_o \cdot \left(S_3(t) - \frac{1}{2} \right) \end{array} \right. \quad (A.3)$$

Novamente, através do circuito da Fig. A.2, quando o interruptor S14 está na posição X1 tem-se $i_{c1}(t) = i_1(t)$ e quando S14 esta na posição Y1 tem-se $i_{c1}(t) = 0$. Estendendo esse raciocínio para os demais interruptores obtém-se (A.4).

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(t) = 1 \Rightarrow S_{14} \rightarrow X_1 \Rightarrow i_{c1}(t) = i_1(t) \\ S_1(t) = 0 \Rightarrow S_{14} \rightarrow Y_1 \Rightarrow i_{c1}(t) = 0 \\ S_2(t) = 1 \Rightarrow S_{25} \rightarrow X_2 \Rightarrow i_{c2}(t) = i_2(t) \\ S_2(t) = 0 \Rightarrow S_{25} \rightarrow Y_2 \Rightarrow i_{c2}(t) = 0 \\ S_3(t) = 1 \Rightarrow S_{36} \rightarrow X_3 \Rightarrow i_{c3}(t) = i_3(t) \\ S_3(t) = 0 \Rightarrow S_{36} \rightarrow Y_3 \Rightarrow i_{c3}(t) = 0 \end{array} \right. \quad (A.4)$$

Das definições apresentadas em (A.4), pode-se representar as correntes do retificador $i_{c1}(t)$, $i_{c2}(t)$ e $i_{c3}(t)$ como função das funções de comutação $S_1(t)$, $S_2(t)$ e $S_3(t)$, respectivamente. Assim, têm-se as equações (A.5).

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = S_1(t) \cdot i_1(t) \\ i_{c2}(t) = S_2(t) \cdot i_2(t) \\ i_{c3}(t) = S_3(t) \cdot i_3(t) \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Além destas equações, tem-se a equação que representa a corrente de saída $i_o(t)$. Esta é apresentada em (A.6).

$$i_o(t) = i_{c1}(t) + i_{c2}(t) + i_{c3}(t) \quad (\text{A.6})$$

Das equações (A.3), (A.5) e (A.6) sintetiza-se o circuito equivalente para o retificador trifásico PWM bidirecional. Este circuito, apresentado na Fig. A.3, descreve o comportamento dos valores instantâneos das correntes e das tensões no retificador (modelo instantâneo).

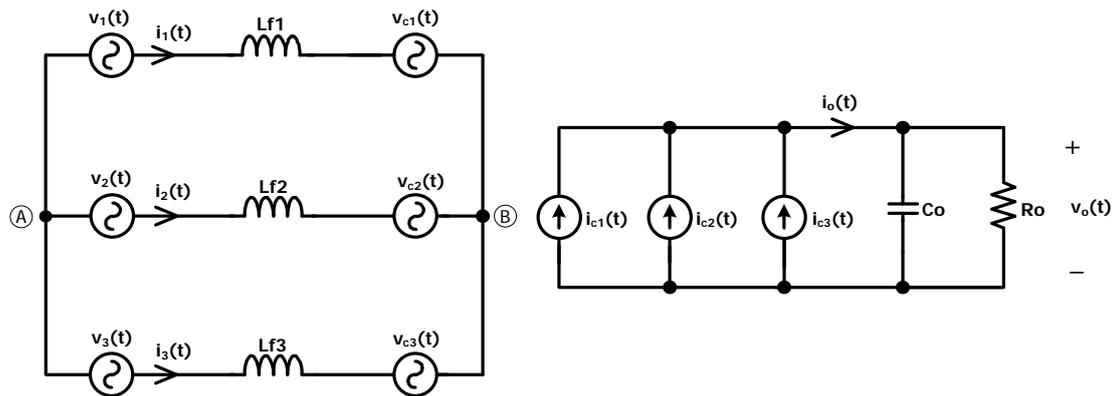


Fig. A.3 – Circuito equivalente para o retificador trifásico PWM bidirecional (modelo instantâneo).

Definindo-se os valores médios instantâneos por:

$$\langle v_{1,2,3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_{1,2,3}(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{A.7})$$

$$\langle v_{c1,c2,c3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_{c1,c2,c3}(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{A.8})$$

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_o(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{A.9})$$

$$\langle i_{1,2,3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_{1,2,3}(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{A.10})$$

$$\langle i_{c1,c2,c3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_{c1,c2,c3}(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{A.11})$$

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_o(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{A.12})$$

$$d_{1,2,3}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} S_{1,2,3}(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{A.13})$$

Integrando-se (A.3), (A.5) e (A.6) no período de comutação, substituindo-se pelas definições dos valores médios instantâneos, chega-se a:

$$\begin{cases} \langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s} = V_o \cdot \left(d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s} = V_o \cdot \left(d_2(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_{c3}(t) \rangle_{T_s} = V_o \cdot \left(d_3(t) - \frac{1}{2} \right) \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

$$\begin{cases} \langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} \cong d_1(t) \cdot \langle i_1(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{c2}(t) \rangle_{T_s} \cong d_2(t) \cdot \langle i_2(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{c3}(t) \rangle_{T_s} \cong d_3(t) \cdot \langle i_3(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (\text{A.15})$$

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{c2}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{c3}(t) \rangle_{T_s} \quad (\text{A.16})$$

Das equações (A.14), (A.15) e (A.16) sintetiza-se o circuito equivalente que descreve o comportamento dos valores médios instantâneos das correntes e das tensões no retificador. Este circuito é apresentado na Fig. A.4.

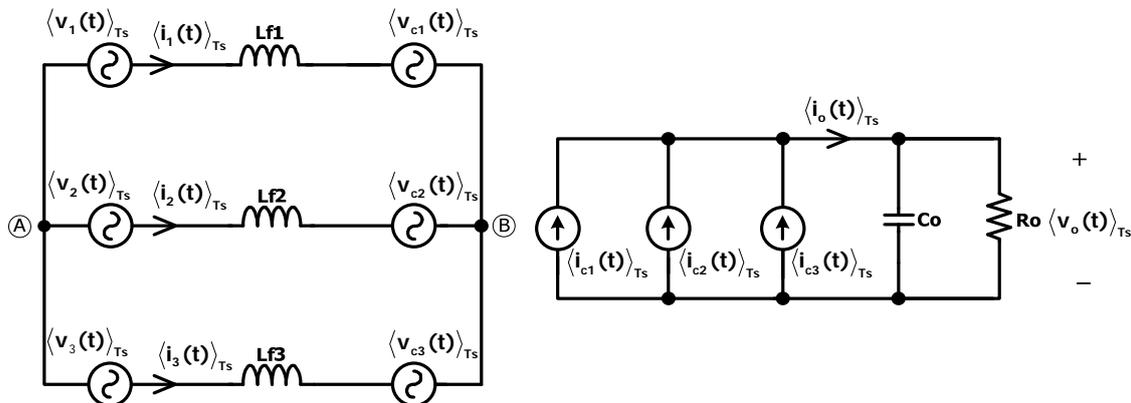


Fig. A.4 – Circuito equivalente para o retificador trifásico PWM bidirecional (modelo médio instantâneo).

Assumindo-se que o sistema trifásico é simétrico e equilibrado, tem-se:

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} + \langle v_2(t) \rangle_{T_s} + \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (\text{A.17})$$

Da análise do nó A do circuito da Fig. A.4, chega-se a:

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} + \langle i_2(t) \rangle_{T_s} + \langle i_3(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (\text{A.18})$$

Derivando-se a equação (A.18) e multiplicando-se por L_f , uma vez que as três indutâncias de entrada são consideradas iguais, obtém-se:

$$\langle v_{L_f1}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{L_f2}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{L_f3}(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (\text{A.19})$$

Escrevendo-se as equações de malha que envolvem as tensões de entrada e substituindo-se (A.17) e (A.19), tem-se:

$$\begin{cases} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{L_f1}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{L_f2}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{L_f3}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c3}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (\text{A.20})$$

Reescrevendo-se (A.20), utilizando-se (A.14), chega-se a (A.21).

$$\begin{cases} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_2(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_2(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_3(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_3(t) - \frac{1}{2} \right) \end{cases} \quad (\text{A.21})$$

Uma vez que o retificador apresenta elevado fator de potência, as correntes de entrada são senoidais e em fase com as respectivas tensões de fase, sendo definidas por (A.22).

$$\begin{cases} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} = I_p \cdot \text{sen}(\omega t) \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = I_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ \langle i_3(t) \rangle_{T_s} = I_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (\text{A.22})$$

As expressões que definem o comportamento das razões cíclicas são obtidas substituindo-se (A.22) em (A.21). Assim:

$$\begin{cases} d_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{\omega L I_p}{V_o} \cdot \text{cos}(\omega t) \\ d_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) - \frac{\omega L I_p}{V_o} \cdot \text{cos}(\omega t - 120^\circ) \\ d_3(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) - \frac{\omega L I_p}{V_o} \cdot \text{cos}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (\text{A.23})$$

Desprezando-se os termos cossenoidas em (A.23), que realmente são muito pequenos em comparação aos termos senoidais, ficam as razões cíclicas do retificador PWM bidirecional definidas por (A.24).

$$\begin{cases} d_1(t) \cong \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega t) \\ d_2(t) \cong \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ d_3(t) \cong \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (\text{A.24})$$

A.3 – Estados Topológicos

Para a apresentação dos estados topológicos do retificador da Fig. A.1 e para todo o equacionamento aqui apresentado, considera-se o segundo setor, definido por $60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ$.

No setor escolhido para a análise, têm-se as seguintes condições:

$$\begin{cases} v_1(t) > 0 \\ v_2(t) < 0 \\ v_3(t) < 0 \end{cases} \quad (\text{A.25})$$

Do circuito simplificado da Fig. A.2, constata-se que o retificador apresenta três interruptores controlados, cada um com dois estados possíveis de condução. Assim, têm-se oito estados topológicos.

De acordo com a seqüência estabelecida em (A.2), a Tabela A.1 apresenta um resumo dos interruptores que estão em condução ou bloqueados em cada estágio topológico. Como legenda, utiliza-se 1 para designar um interruptor em condução e 0 para designar seu estado de bloqueio. Observa-se ainda, que os interruptores de cada braço são comandados de forma complementar.

Tabela A.1 – Definição dos estados topológicos.

Estado Topológico	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	1	1	0	0	0
2	1	1	0	0	0	1
3	1	0	1	0	1	0
4	1	0	0	0	1	1
5	0	0	1	1	1	0
6	0	1	1	1	0	0
7	0	1	0	1	0	1
8	0	0	0	1	1	1

Na Fig. A.5 apresenta-se os oito estados topológicos.

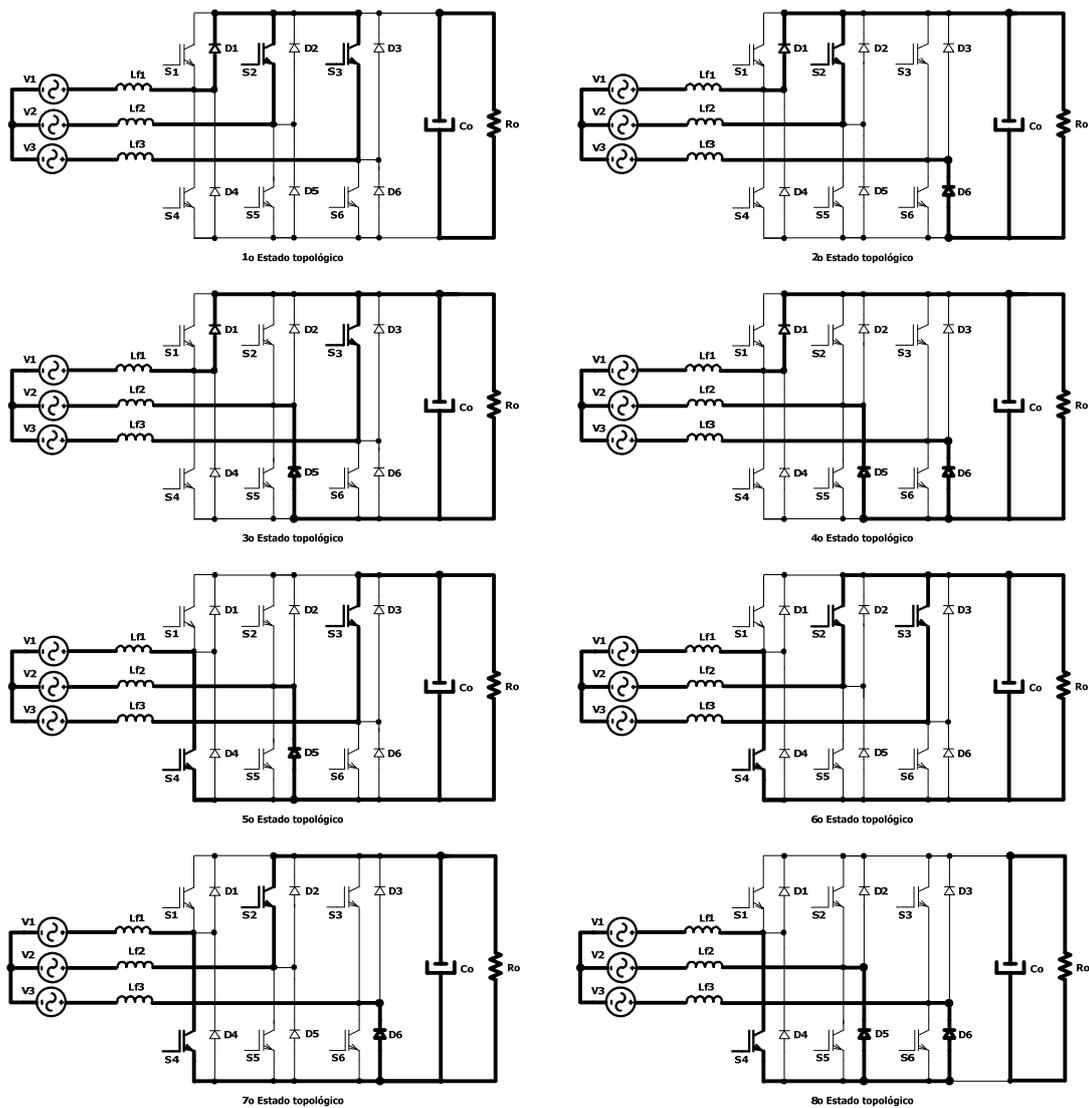


Fig. A.5 – Estados topológicos.

Na Fig. A.6 apresenta-se os respectivos circuitos equivalentes para cada estado topológico. Os interruptores são considerados ideais para esta análise.

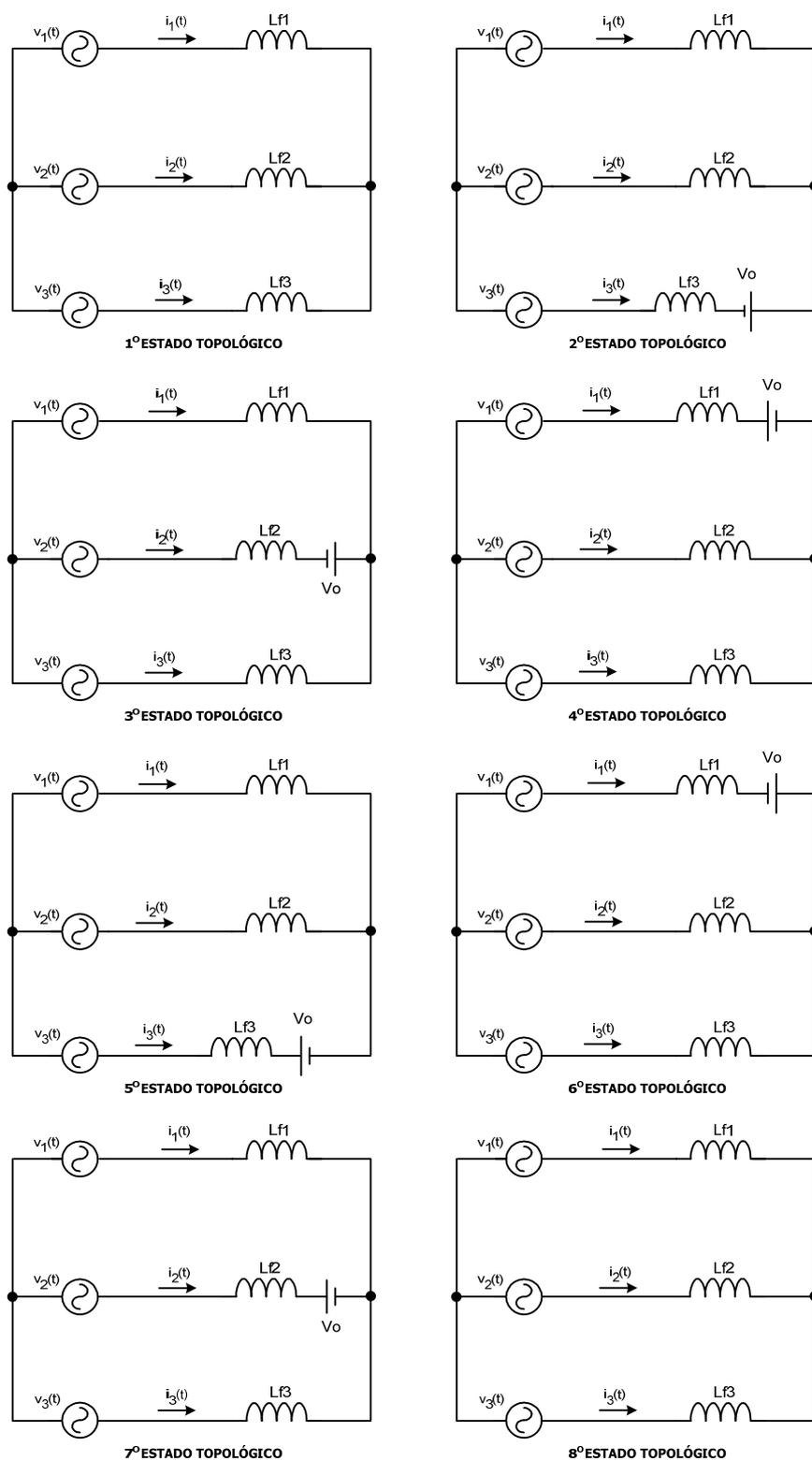


Fig. A.6 – Circuitos equivalentes para os estados topológicos.

Para descrever o comportamento dos indutores de entrada, é interessante determinar a tensão aplicada em cada indutância, assim como o sinal das derivadas de corrente, em cada estado topológico. A Tabela A.2 apresenta um quadro resumo do comportamento de cada estado topológico.

Tabela A.2 – Comportamento dos indutores de entrada em cada estado topológico.

Estado Topológico	$v_{L1}(t)$	$v_{L2}(t)$	$v_{L3}(t)$	$\frac{d}{dt}i_1(t)$	$\frac{d}{dt}i_2(t)$	$\frac{d}{dt}i_3(t)$
1	$v_1(t)$	$v_2(t)$	$v_3(t)$	> 0	< 0	< 0
2	$v_1(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) + \frac{2.V_o}{3}$	$\begin{cases} > 0, \text{se } v_1(t) > \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{se } v_1(t) < \frac{V_o}{3} \end{cases}$	< 0	> 0
3	$v_1(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) + \frac{2.V_o}{3}$	$v_3(t) - \frac{V_o}{3}$	$\begin{cases} > 0, \text{se } v_1(t) > \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{se } v_1(t) < \frac{V_o}{3} \end{cases}$	> 0	< 0
4	$v_1(t) - \frac{2.V_o}{3}$	$v_2(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) + \frac{V_o}{3}$	< 0	$\begin{cases} > 0, \text{se } v_2(t) < \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{se } v_2(t) > \frac{V_o}{3} \end{cases}$	$\begin{cases} > 0, \text{se } v_3(t) < \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{se } v_3(t) > \frac{V_o}{3} \end{cases}$
5	$v_1(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) - \frac{2.V_o}{3}$	> 0	$\begin{cases} > 0, \text{se } v_2(t) < \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{se } v_2(t) > \frac{V_o}{3} \end{cases}$	< 0
6	$v_1(t) + \frac{2.V_o}{3}$	$v_2(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) - \frac{V_o}{3}$	> 0	< 0	< 0
7	$v_1(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) - \frac{2.V_o}{3}$	$v_3(t) + \frac{V_o}{3}$	> 0	< 0	$\begin{cases} > 0, \text{se } v_3(t) < \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{se } v_3(t) > \frac{V_o}{3} \end{cases}$
8	$v_1(t)$	$v_2(t)$	$v_3(t)$	> 0	< 0	< 0

De forma dual, para descrever o comportamento do capacitor de saída, é de interesse a determinação da corrente que circula pelo capacitor e sua derivada de tensão, em cada estado topológico. A Tabela A.3 apresenta um resumo do comportamento do capacitor de saída em cada estado topológico.

Com as informações obtidas dos estados topológicos, pode-se realizar o equacionamento para o dimensionamento de cada componente do retificador trifásico PWM bidirecional.

Tabela A.3 – Comportamento do capacitor de saída em cada estado topológico

Estado Topológico	$i_{c_o}(t)$	$\frac{d}{dt} v_{c_o}(t)$
1	$-I_o$	< 0
2	$i_1(t) + i_2(t) - I_o$	$\begin{cases} > 0, \text{ se } i_1(t) + i_2(t) > I_o \\ < 0, \text{ se } i_1(t) + i_2(t) < I_o \end{cases}$
3	$i_1(t) + i_3(t) - I_o$	$\begin{cases} > 0, \text{ se } i_1(t) + i_3(t) > I_o \\ < 0, \text{ se } i_1(t) + i_3(t) < I_o \end{cases}$
4	$i_1(t) - I_o$	> 0
5	$i_3(t) - I_o$	< 0
6	$i_2(t) + i_3(t) - I_o$	< 0
7	$i_2(t) - I_o$	< 0
8	$-I_o$	< 0

A.4 – Equacionamento para Projeto do Retificador

O equacionamento do retificador trifásico PWM tem por objetivo definir as equações para o projeto dos elementos passivos e definir os níveis de tensão e de corrente nos componentes semicondutores.

A.4.1 – Dimensionamento dos Indutores de Entrada

No setor escolhido para a análise, observa-se, na Fig. A.7, que no intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$ a razão cíclica $d_1(t)$ é maior que a razão cíclica $d_3(t)$ que por sua vez é maior que a razão cíclica $d_2(t)$, ou seja, $d_1(t) > d_3(t) > d_2(t)$. Além disso, observa-se uma simetria na razão cíclica $d_1(t)$, que é a maior razão cíclica no setor analisado, em relação ao eixo vertical $\omega t = 90^\circ$.

Dessa forma, pode-se realizar a análise para o intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$, sendo que no intervalo $90^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ$ serão obtidos os mesmos resultados, com a diferença que $d_2(t)$ passa a ser maior que $d_3(t)$.

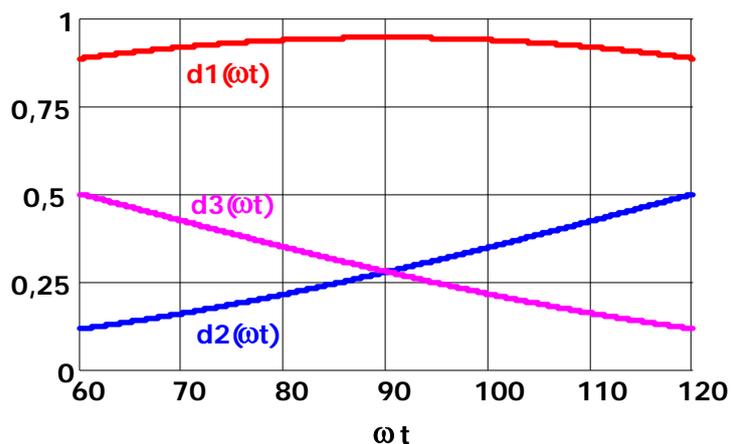


Fig. A.7 – Comportamento das razões cíclicas no setor analisado.

Analisando-se a relação $d_1(t) > d_3(t) > d_2(t)$, observa-se que só poderão ocorrer quatro estados topológicos dos oito possíveis descritos anteriormente, em um período de comutação. Estes estados são apresentados na Tabela A.4.

Tabela A.4 – Estados topológicos possíveis para a relação $d_1(t) > d_3(t) > d_2(t)$.

S1	S2	S3	Estado Topológico	Intervalo de Duração
0	0	0	8	t_1
1	1	1	1	t_2
1	0	0	4	t_3
1	0	1	3	t_4

Os intervalos de duração de cada estado topológico são determinados também pela relação $d_1(t) > d_3(t) > d_2(t)$. A Fig. A.8 apresenta uma ilustração dos pulsos de comando dos interruptores para esta situação, sendo que, para uma melhor visualização, os valores máximos dos pulsos de comando foram escalonados.

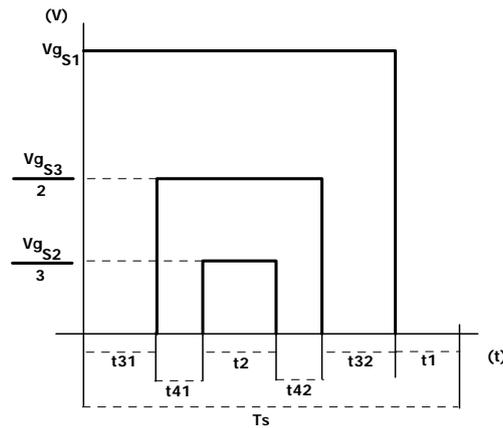


Fig. A.8 – Exemplo de pulsos de comando dos interruptores.

Os intervalos de duração dos estados topológicos são definidos por (A.26).

$$\begin{cases} t_1 = (1 - d_1(t)) \cdot T_s \\ t_2 = d_2(t) \cdot T_s \\ t_3 = (d_1(t) - d_3(t)) \cdot T_s \\ t_4 = (d_3(t) - d_2(t)) \cdot T_s \end{cases} \quad (\text{A.26})$$

Comparando-se os quatro estados topológicos, deve-se observar em qual ocorre uma variação de corrente no indutor, seja ela positiva ou negativa. Assim, pela relação volt-ampère no indutor, pode-se determinar onde esta variação é máxima.

Para o indutor L_{f1} , observa-se na Tabela A.2, que a variação de corrente no indutor é negativa no estado topológico 4 e positiva nos demais estados topológicos, sendo que no terceiro estado tem-se $v_1(t) > \frac{V_o}{3}$. O tempo de duração do estado topológico 4 é definido por t_3 e a tensão no indutor é aquela apresentada na Tabela A.2. Logo:

$$v_1(t) - \frac{2 \cdot V_o}{3} = L_{f1} \cdot \frac{\Delta I_{Lf}}{(d_1(t) - d_3(t)) \cdot T_s} \quad (\text{A.27})$$

A partir de (A.27), define-se uma ondulação de corrente parametrizada no indutor L_{f1} , segundo (A.28).

$$\overline{\Delta I_{Lf1}(t)} = \left(v_1(t) - \frac{2 \cdot V_o}{3} \right) \cdot (d_1(t) - d_3(t)) = \Delta I_{Lf} \cdot L_{f1} \cdot f_s \quad (\text{A.28})$$

Para o indutor L_{f2} , observa-se na Tabela A.2, que a variação de corrente no indutor é positiva no estado topológico 3 e negativa nos demais estados topológicos, sendo que no

quarto estado tem-se $v_2(t) < \frac{V_o}{3}$. O tempo de duração do estado topológico 3 é definido por t_4 e a tensão no indutor é aquela apresentada na Tabela A.2. Logo:

$$v_2(t) + \frac{2 \cdot V_o}{3} = L_{f2} \cdot \frac{\Delta I_{Lf}}{(d_3(t) - d_2(t)) \cdot T_s} \quad (\text{A.29})$$

A partir de (A.29), define-se uma ondulação de corrente parametrizada no indutor L_{f2} , segundo (A.30).

$$\overline{\Delta I_{Lf2}(t)} = \left(v_2(t) + \frac{2 \cdot V_o}{3} \right) \cdot (d_3(t) - d_2(t)) = \Delta I_{Lf} \cdot L_{f2} \cdot f_s \quad (\text{A.30})$$

Analogamente, para o indutor L_{f3} , observa-se na Tabela A.2, que a variação de corrente no indutor é positiva no estado topológico 4 e negativa nos demais estados topológicos. O tempo de duração do estado topológico 4 é definido por t_3 e a tensão no indutor é aquela apresentada na Tabela A.2. Logo:

$$v_3(t) + \frac{V_o}{3} = L_{f3} \cdot \frac{\Delta I_{Lf}}{(d_1(t) - d_3(t)) \cdot T_s} \quad (\text{A.31})$$

A partir de (A.31), define-se uma ondulação de corrente parametrizada no indutor L_{f3} , segundo (A.32).

$$\overline{\Delta I_{Lf3}(t)} = \left(v_3(t) + \frac{V_o}{3} \right) \cdot (d_1(t) - d_3(t)) = \Delta I_{Lf} \cdot L_{f3} \cdot f_s \quad (\text{A.32})$$

O gráfico da Fig. A.9 apresenta as ondulações de correntes parametrizadas dos indutores de entrada.

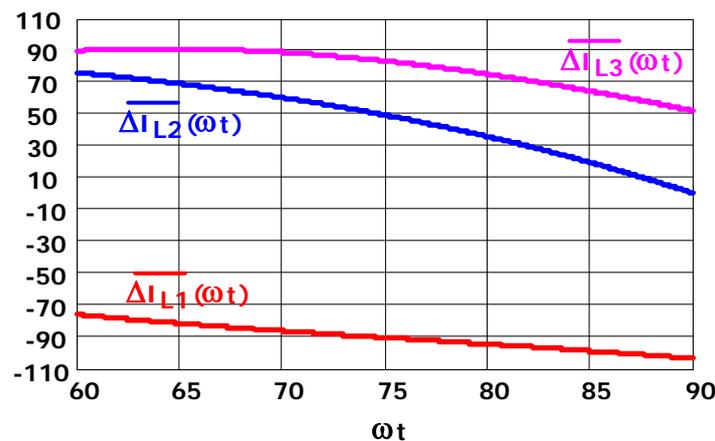


Fig. A.9 – Comportamento das ondulações de correntes parametrizadas nos indutores.

A corrente parametrizada que apresenta a maior variação, em módulo, é a corrente no indutor L_{f1} . A maior ondulação de corrente acontece para $\omega t = 90^\circ$. Levando este resultado em (A.28), determina-se a expressão para o cálculo da indutância de entrada. Esta expressão é apresentada em (A.33).

$$L_{f1} = \frac{V_p}{\Delta I_{Lf} \cdot f_s} \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right) \quad (A.33)$$

Considerando-se que as indutâncias de entrada são iguais e que terão as mesmas ondulações de corrente, tem-se:

$$L_f = \frac{V_p}{\Delta I_{Lf} \cdot f_s} \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right) \quad (A.34)$$

O resultado obtido em (A.34) corrobora com a expressão apresentada em (Borgonovo, 2001) para este mesmo retificador e com a expressão apresentada em (Batista, 2006) para um retificador trifásico PWM unidirecional a dois níveis empregando três interruptores.

O valor de pico da corrente no indutor é o próprio valor de pico da corrente de entrada, assim como o valor eficaz.

$$I_{Lf_pk} = I_p \quad (A.35)$$

$$I_{Lf_ef} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad (A.36)$$

A.4.2 – Dimensionamento do Capacitor de Saída

Valendo-se das mesmas conclusões apresentadas para o cálculo das indutâncias de entrada, utilizam-se os estados topológicos 1, 3, 4 e 8 para o dimensionamento do capacitor de saída.

Observa-se na Tabela A.3, que a derivada de tensão no capacitor de saída é positiva no estado topológico 4 e negativa nos demais estados topológicos. O tempo de duração do estado topológico 4 é definido por t_3 e a corrente no capacitor é aquela apresentada na Tabela A.3. Logo, pela relação volt-ampère no capacitor, tem-se:

$$i_1(t) - I_o = C_o \cdot \frac{\Delta V_{Co}}{(d_1(t) - d_3(t)) \cdot T_s} \quad (A.37)$$

A partir de (A.37), define-se uma ondulação de tensão parametrizada no capacitor de saída, conforme a equação (A.38).

$$\overline{\Delta V_{C_o}}(t) = (i_1(t) - I_o) \cdot (d_1(t) - d_3(t)) = \Delta V_{C_o} \cdot C_o \cdot f_s \quad (\text{A.38})$$

O gráfico apresentado na Fig. A.10 mostra o comportamento da ondulação de tensão parametrizada no capacitor. A maior ondulação de tensão ocorre para $\omega t = 90^\circ$. Levando este resultado em (A.38), determina-se a expressão para o cálculo do capacitor de saída. Esta expressão é apresentada em (A.39).

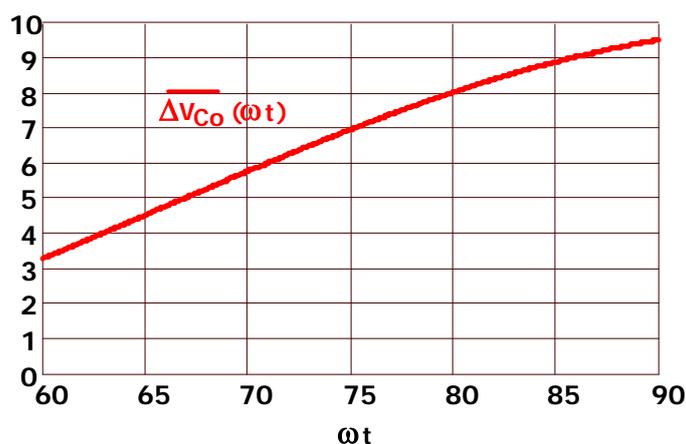


Fig. A.10 – Comportamento da ondulação de tensão parametrizada no capacitor de saída.

$$C_o = \frac{P_o}{\Delta V_{C_o} \cdot V_o \cdot f_s} \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right) \quad (\text{A.39})$$

O resultado obtido em (A.39) corrobora com a expressão apresentada em (Batista, 2006) para um retificador trifásico PWM unidirecional a dois níveis empregando três interruptores.

O valor de pico da corrente no capacitor é o próprio valor médio da corrente de saída.

$$I_{C_o_pk} = I_o \quad (\text{A.40})$$

É de grande interesse a determinação do valor eficaz da corrente do capacitor de saída, uma vez que, na prática, o dimensionamento do capacitor pode ser realizado por este parâmetro.

O valor eficaz da corrente no capacitor de saída é calculado, inicialmente, para um período de comutação, onde se considera que as razões cíclicas e as correntes de fase

permanecem constantes neste período. Assim, partindo-se dos quatro estados topológicos utilizados para esta análise, pois a corrente no capacitor também apresenta uma simetria para o setor estudado, tem-se:

$$I_{Co_ef_Ts}^2 = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{t_1} (-I_o)^2 .dt + \int_0^{t_2} (-I_o)^2 .dt + \int_0^{t_3} (I_1 - I_o)^2 .dt + \int_0^{t_4} (I_2 + I_3 - I_o)^2 .dt \right] \quad (A.41)$$

Resolvendo-se as integrais de (A.41), lembrando-se que os intervalos de integração foram definidos em (A.26), e realizando algumas substituições, chega-se a:

$$I_{Co_ef_Ts}^2 = I_o^2 + I_1^2 .D_1 - I_1^2 .D_2 - 2.I_o .I_1 .D_1 - 2.I_o .I_1 .D_2 \quad (A.42)$$

Expandindo-se o cálculo da corrente eficaz para o período da tensão de alimentação, tem-se:

$$I_{Co_ef}^2 = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \left(I_o^2 + i_1(\omega t)^2 .d_1(\omega t) - i_1(\omega t)^2 .d_2(\omega t) - \right) .d(\omega t) - \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \left(-2.I_o i_1(\omega t) .d_1(\omega t) + 2.I_o i_1(\omega t) .d_2(\omega t) \right) .d(\omega t) \right] \quad (A.43)$$

Resolvendo-se (A.43) chega-se a expressão da corrente eficaz no capacitor de saída.

$$I_{Co_ef} = \sqrt{I_o^2 + \frac{I_p^2 .V_p}{V_o} . \left(\frac{3 + \sqrt{3}}{\pi} \right) - \frac{I_o .I_p .V_p}{V_o} . \left(\frac{3}{2} + \frac{3.\sqrt{3}}{\pi} \right)} \quad (A.44)$$

A máxima tensão em que o capacitor fica submetido é dada por (A.45).

$$V_{Co_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} \quad (A.45)$$

A.4.3 – Dimensionamento dos Interruptores

Para a determinação dos esforços nos interruptores, observa-se que a corrente que circula pelo interruptor conectado na fase 1, por exemplo, é dependente somente da razão cíclica que comanda o braço conectado a fase 1, diferentemente do que acontece nos retificadores PWM unidirecionais.

Assim, tomando-se a fase 1 como referência, tem-se a razão cíclica $d_1(t)$ para o comando do braço 1. O valor de pico da corrente que o interruptor fica submetido é independente de $d_1(t)$, sendo igual ao valor de pico da corrente na entrada do retificador acrescida da ondulação de corrente no indutor de entrada, ou seja:

$$I_{S_pk} = I_p + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \quad (A.46)$$

Para o cálculo dos valores médio e eficaz da corrente, utiliza-se o mesmo raciocínio empregado para o cálculo do valor eficaz da corrente no capacitor. Para um período de comutação tem-se:

$$I_{S_med_Ts} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{(1-D_1)T_s} I_1 \cdot dt \right] = I_1 \cdot (1-D_1) \quad (A.47)$$

$$I_{S_ef_Ts} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{(1-D_1)T_s} I_1^2 \cdot dt \right]} = I_1 \cdot \sqrt{(1-D_1)} \quad (A.48)$$

Estendendo-se os resultados para um período da tensão de alimentação:

$$I_{S_med} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^\pi i_1(\omega t) \cdot (1-d_1(\omega t)) \cdot d\omega t \right] \quad (A.49)$$

$$I_{S_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^\pi i_1(\omega t)^2 \cdot (1-d_1(\omega t)) \cdot d\omega t \right]} \quad (A.50)$$

Resolvendo-se (A.49) e (A.50) chega-se a:

$$I_{S_med} = \frac{I_p}{2\pi} \left[1 - \frac{\pi \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right] \quad (A.51)$$

$$I_{S_ef} = I_p \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot V_p}{3 \cdot \pi \cdot V_o}} \quad (A.52)$$

A tensão máxima sobre o interruptor é apresentada em (A.53).

$$V_{S_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} \quad (A.53)$$

A.4.4 – Dimensionamento dos Diodos em Antiparalelo

Novamente, tomando-se a fase 1 como referência, tem-se a razão cíclica $d_1(t)$ para o comando do braço 1. O valor de pico da corrente que o diodo fica submetido é independente de $d_1(t)$, sendo igual ao valor de pico da corrente na entrada do retificador acrescida da ondulação de corrente no indutor de entrada, ou seja:

$$I_{D_pk} = I_p + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \quad (A.54)$$

Para o cálculo dos valores médio e eficaz da corrente, utiliza-se o mesmo raciocínio empregado para os cálculos dos valores das correntes do interruptor. Para um período de comutação tem-se:

$$I_{D_med_Ts} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{D_1 \cdot T_s} I_1 \cdot dt \right] = I_1 \cdot D_1 \quad (A.55)$$

$$I_{D_ef_Ts} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{D_1 \cdot T_s} I_1^2 \cdot dt \right]} = I_1 \cdot \sqrt{D_1} \quad (A.56)$$

Estendendo-se os resultados para um período da rede:

$$I_{D_med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \left[\int_0^\pi i_1(\omega t) \cdot d_1(\omega t) \cdot d\omega t \right] \quad (A.57)$$

$$I_{D_ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \left[\int_0^\pi i_1(\omega t)^2 \cdot d_1(\omega t) \cdot d\omega t \right]} \quad (A.58)$$

Resolvendo-se (A.57) e (A.58) chega-se a:

$$I_{D_med} = \frac{I_p}{2 \cdot \pi} \left[1 + \frac{\pi \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right] \quad (A.59)$$

$$I_{D_ef} = I_p \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot V_p}{3 \cdot \pi \cdot V_o}} \quad (A.60)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo é apresentada em (A.61).

$$V_{D_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} \quad (A.61)$$

A.5 – Simulação Numérica

Uma simulação numérica foi realizada utilizando-se as especificações apresentadas na Tabela A.5. O objetivo desta simulação é verificar a validade das equações obtidas anteriormente.

Tabela A.5 – Especificações para a simulação.

Tensão de Entrada [V]	220/380
Tensão de Saída [V]	700
Potência de Saída [kW]	20
Frequência da Rede [Hz]	60
Frequência de Comutação [kHz]	10
Ondulação Percentual da Corrente nos Indutores (em relação à corrente de pico nominal)	10%
Ondulação Percentual da Tensão de Saída (em relação à tensão média nominal)	1%

As formas de onda das correntes de entrada são apresentadas na Fig. A.11. Observa-se que a máxima ondulação de corrente ocorre justamente no pico da forma de onda da corrente. A ondulação máxima observada foi de 3,76 A.

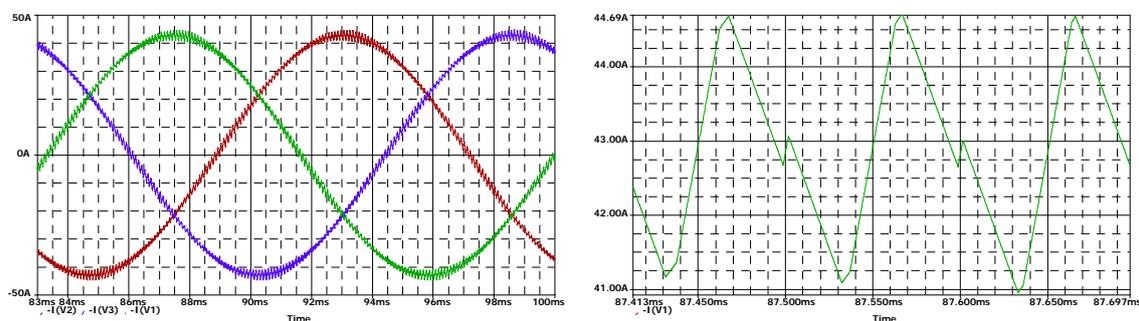


Fig. A.11 – Correntes de entrada e máxima ondulação de corrente.

A Fig. A.12 apresenta as forma de onda da tensão de saída e a máxima ondulação desta tensão. Pode-se observar que a máxima ondulação de tensão é igual a 6,3 V.

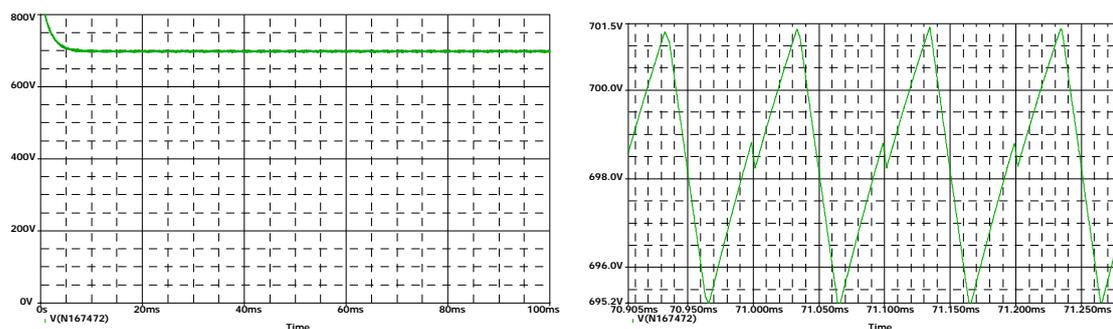


Fig. A.12 – Tensão de saída e ondulação da tensão de saída.

A forma de onda da corrente no capacitor encontra-se na Fig. A.13.

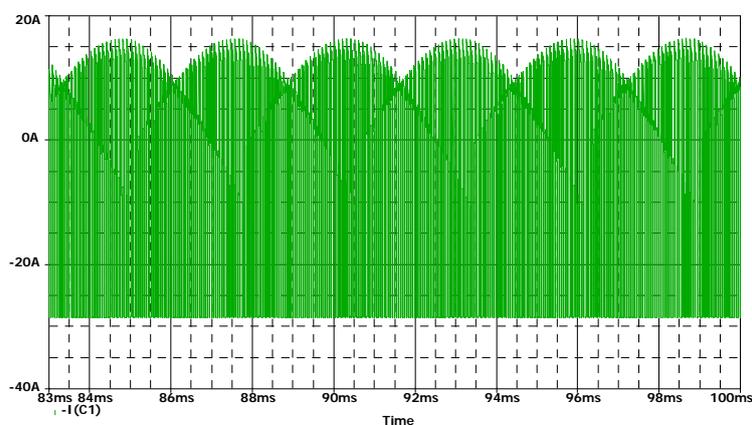


Fig. A.13 – Corrente no capacitor de saída.

As formas de onda da tensão e da corrente no interruptor são apresentadas na Fig. A.14.

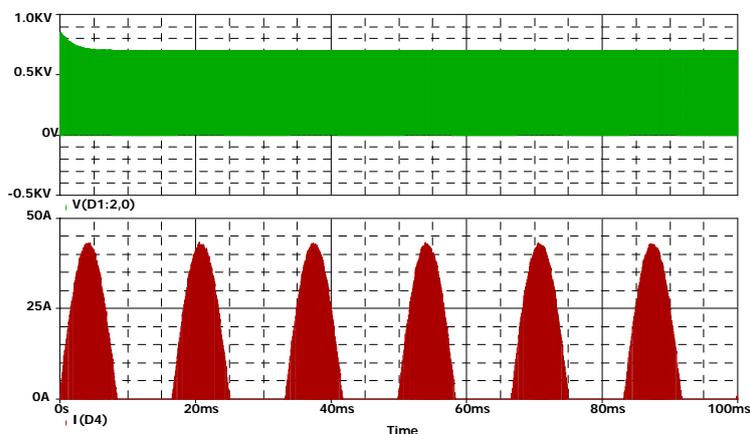


Fig. A.14 – Tensão e corrente sobre o interruptor.

A Fig. A.15 apresenta as forma de onda da tensão e da corrente no diodo em antiparalelo.

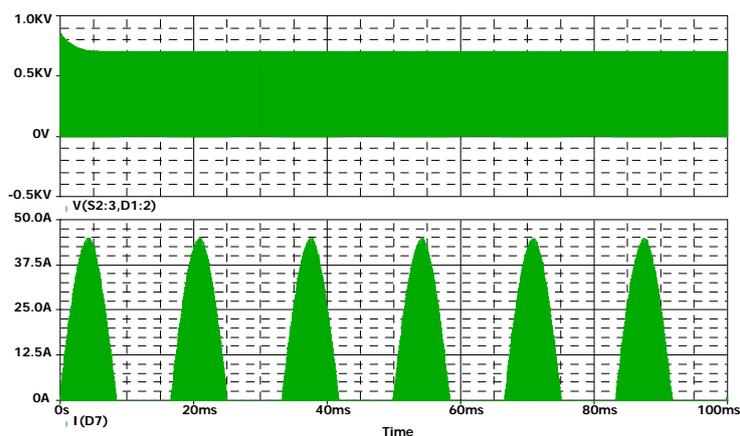


Fig. A.15 – Tensão e corrente sobre o diodo.

A Tabela A.6 apresenta uma comparação entre os valores teóricos e de simulação dos valores de tensão e de corrente nos componentes do retificador. Observa-se que os valores obtidos por simulação seguem os valores teóricos, demonstrando a validade da análise efetuada.

Tabela A.6 – Comparação entre valores teóricos e valores obtidos por simulação.

		Valor Teórico	Valor da Simulação
Indutor de Entrada	Ondulação de Corrente [A]	4,28	3,76
	Valor de Pico [A]	44,99	44,72
	Valor Eficaz [A]	30,31	30,35
Capacitor de Saída	Ondulação de Tensão [V]	7,00	6,30
	Valor de Pico [A]	28,57	28,63
	Valor Eficaz [A]	18,15	17,56
	Valor Máximo [V]	703,5	701,5
Interruptor	Valor de Pico [A]	44,99	43,41
	Valor Médio [A]	2,06	2,07
	Valor Eficaz [A]	7,51	7,41
	Valor Máximo [V]	703,5	702,82
Diodo em Antiparalelo	Valor de Pico [A]	44,99	45,14
	Valor Médio [A]	11,58	11,76
	Valor Eficaz [A]	20,07	20,65
	Tensão Reversa [V]	703,5	702,82

A.6 – Conclusão

Este anexo apresentou uma análise quantitativa do retificador trifásico PWM bidirecional buscando identificar as equações que descrevem o comportamento das correntes e das tensões em cada componente do retificador.

Para os elementos passivos do retificador, apresentaram-se as equações para a determinação de seus valores, a partir de um conjunto de especificações pré-definidas, assim como os valores de corrente e de tensão necessários para o dimensionamento e construção destes.

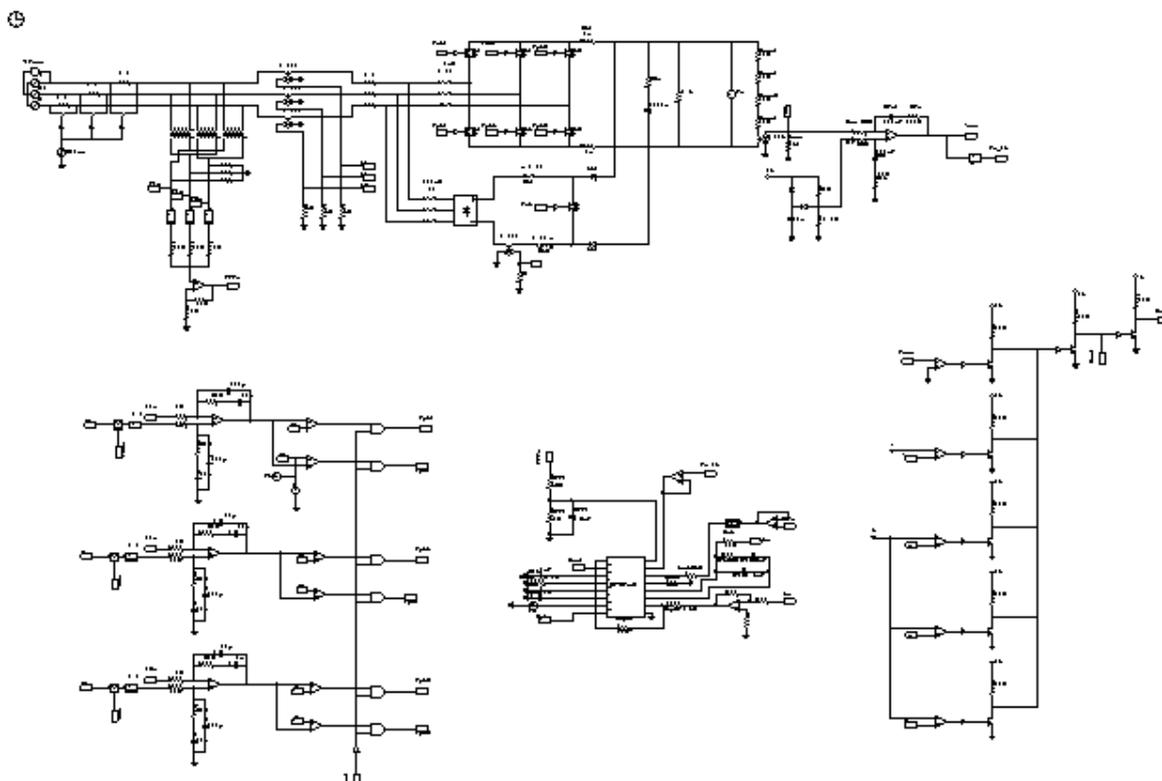
Para os elementos semicondutores, a análise apresentou os níveis de tensão e de corrente em que estes ficam submetidos.

Resultados de simulação mostraram a validade do equacionamento proposto, revelando diferenças da ordem de 5% entre os valores teóricos e os obtidos por simulação numérica.

ANEXO B

ARQUIVOS DE SIMULAÇÃO

B.1 – Retificador Trifásico Híbrido Bidirecional Empregando o Conversor CC-CC Boost – Simulação Completa com o CI UC3854B



```
.TIME 1E-007 3 0 10 0 0 0
```

```
R Rbpk2 109 700 3.9k 0
```

```
DIODE Db1 132 173 0 0 0
```

```
ONCTRL ON4 701 702
```

```
R Rbpk1 109 67 10k 0
```

```
R Rmob 0 92 10k 1
```

```
R Rib 43 93 10k 0
```

```
R Rfb 93 703 39k 0
```

```
R Racb 115 91 39k 1
```

```
R Rteb 0 65 6.8k 0
```

```
C Cteb 0 704 18n 0 0
```

```
R Rff1 705 89 56k 0
```

```
C Cff1 89 0 3.3uF 0 0
```

```
C Cf2b 93 706 1.5nF 0 0
```

```
C Cf1b 706 703 33nF 0 0
```

```
VDC VDC1 707 0 15
```

```
R Rff2 89 0 18k 0
```

```
DIODE Db2 708 709 0 0 0
```

```
R R6 43 0 62 0
```

```
ICCCS_1 ICCCS1 43 0 710 151 0.001
```

```
OP_AMP OP_AMP3 104 711 700 15 -15
```

```
R R26 700 711 100k 0
```

```
R R27 711 43 100k 0
```

```
R R28 104 0 47k 0
```

```
OP_AMP OP_AMP6 712 90 90 15 -15
```

```
C C15 18 0 1nF 0 0
```

C C_{ss4} 64 0 1n 0 0
 IGBT IGBT1 132 709 702 0 0 0 0
 BDIODE3 BD31 139 713 714 141 151 0 0 0 0 0 0
 0 0 0 0 0 0 0
 OP_AMP OP_AMP2 705 715 715 15 -15
 P P5 165 712 3
 ONCTRL ON1 716 717
 C C_{fv1} 194 718 470nF 0 0
 R R_{fv} 718 165 180k 0
 R R_{voa1} 173 174 27k 0
 R R_{voa2} 174 185 27k 0
 R R_{iv} 194 191 33k 0
 R R47 719 0 56 0
 ICCCS_1 ICCCS4 199 0 200 201 0.001
 R R_{voa3} 185 186 27k 0
 R R_{voa4} 186 720 27k 0
 ICCCS_1 ICCCS2 191 0 720 708 3.725
 R R_{mvo} 191 0 150 0
 OP_AMP OP_AMP5 317 194 165 15 -15
 ICCCS_1 ICCCS5 202 0 203 204 0.001
 ICCCS_1 ICCCS6 719 0 721 722 0.001
 IGBT S1 206 223 717 0 0 0 0
 IGBT S4 223 723 724 0 0 0 0
 IGBT S2 206 225 725 0 0 0 0
 IGBT S5 225 723 726 0 0 0 0
 IGBT S3 206 224 727 0 0 0 0
 IGBT S6 224 723 728 0 0 0 0
 R R32 202 0 56 0
 R R33 199 0 56 0
 ONCTRL ON2 729 725
 ONCTRL ON3 730 724
 ONCTRL ON5 731 726
 ONCTRL ON6 732 727
 ONCTRL ON7 733 728
 OP_AMP OP_AMP9 323 269 734 15 -15
 R R55 269 735 68k 0
 C C21 735 734 10n 0 0
 C C22 269 734 470p 0 0
 VTRI VTRI1 268 0 11 10000 0.5 -5.5 0 0
 OP_AMP OP_AMP10 358 357 736 15 -15
 R R61 357 737 68k 0
 C C23 737 736 10n 0 0
 C C24 357 736 470p 0 0
 OP_AMP OP_AMP11 348 347 738 15 -15
 R R67 347 739 68k 0
 C C25 739 738 10n 0 0
 C C26 347 738 470p 0 0
 VP Vt 268
 R R68 199 269 10k 0
 R R69 202 357 10k 0
 R R70 719 347 10k 0
 COMP COMP7 734 268 740
 R R71 173 708 24.5 0
 MULT MULT1 460 165 741
 P P11 741 742 0.1
 R R48 317 555 33k 0
 C C30 317 318 470nF 0 0
 R R49 318 0 180k 0
 R R76 742 323 10k 0
 R R77 323 743 68k 0
 C C31 743 0 10n 0 0
 C C32 323 0 470p 0 0
 COMP COMP10 268 734 744
 MULT MULT2 452 165 745
 P P12 745 746 0.1
 R R80 746 358 10k 0
 R R81 348 747 68k 0
 C C33 747 0 10n 0 0
 C C34 348 0 470p 0 0
 R R82 358 748 68k 0
 C C35 748 0 10n 0 0
 C C36 358 0 470p 0 0
 R R83 749 348 10k 0
 MULT MULT3 425 165 750
 P P13 750 749 0.1
 COMP COMP11 736 268 751
 COMP COMP12 268 736 752
 COMP COMP13 738 268 753
 COMP COMP14 268 738 754

RL3 RL1 398 755 756 223 225 224 0.01 2.7mH 1	DIODE D5 551 553 0 0 0
1 1	VDC_GND VCC1 553 15
OP_AMP OP_AMP1 410 413 705 15 -15	ANDGATE AND7 740 594 730
R R10 413 0 10k 0	ANDGATE AND8 744 594 716
R R11 413 705 10k 0	ANDGATE AND9 752 594 729
ABS ABS1 460 757	ANDGATE AND10 751 594 731
ABS ABS3 425 758	ANDGATE AND11 753 594 733
ABS ABS2 452 759	ANDGATE AND12 754 594 732
R R7 758 410 10k 0	NOTGATE NOT11 764 594
R R8 759 410 10k 0	COMP COMP16 0 165 765
R R9 757 410 10k 0	R R3 766 764 10k 0
TF_IDEAL TI4 200 203 460 452 6147 115	ONCTRL ON11 767 768
TF_IDEAL TI5 203 721 452 425 6147 115	NPN npn5 764 0 768 0 0 0
TF_IDEAL TI6 721 200 425 460 6147 115	VDC_GND VCC2 766 15
R R35 425 0 10k 0	R R95 769 767 10k 0
R R36 452 0 10k 0	ONCTRL ON12 765 770
R R37 460 0 10k 0	NPN npn1 767 0 770 0 0 0
R R50 206 173 1u 0	VDC_GND VCC3 769 15
R R51 723 708 1u 0	COMP COMP17 191 771 772
FILTER_LP2 LP1 715 115 1 60 0.7	R R96 773 767 10k 0
VP2 Vo 173 708	ONCTRL ON13 772 774
RL RL2 141 132 0.01 2m 0 0	NPN npn2 767 0 774 0 0 0
RL RL3 709 710 0.01 2m 0 0	VDC_GND VCC4 773 15
R3 R1 201 204 722 398 755 756 0.1 1 1 1	VDC_GND VCC5 771 5
VP2 V1fase 510 511	COMP COMP18 199 775 776
VSIN3 VSIN34 510 760 761 511 380 60 0	R R97 777 767 10k 0
R R88 510 200 4.4 0	ONCTRL ON14 776 778
R R89 760 203 4.4 0	NPN npn3 767 0 778 0 0 0
R R90 761 721 4.4 0	VDC_GND VCC6 777 15
SSWI SS1 200 510 762 0 0	COMP COMP19 202 775 779
ONCTRL ON8 540 762	R R98 780 767 10k 0
SSWI SS2 721 761 539 0 0	ONCTRL ON15 779 781
ONCTRL ON9 540 539	NPN npn4 767 0 781 0 0 0
SSWI SS3 203 760 763 0 0	VDC_GND VCC8 780 15
ONCTRL ON10 540 763	COMP COMP20 719 775 782
VSTEP VSTEP4 540 0 1 300ms	R R99 783 767 10k 0
DIODE D4 555 551 0 0 0	ONCTRL ON16 782 784
C C37 551 0 22u 0 0	NPN npn6 767 0 784 0 0 0
R R92 553 555 68k 0	VDC_GND VCC10 783 15
R R93 555 0 21.7k 0	VDC_GND VCC7 775 5

R R46 785 66 10k 0
ONCTRL ON17 764 786
NPN npn7 66 0 786 0 0 0
VDC_GND VCC9 785 15
C C11 787 708 4400u 0 0
R R53 173 787 33m 0
RL3 RL4 398 755 756 139 713 714 0.01 100uH 1
1 1
ICCCS S1.ICCCS1 704 707 788 65 2
COMP S1.COMP1 789 790 791
COMP S1.COMP2 792 789 793
VSEN S1.VSEN1 704 0 789 1
P S1.P1 67 790 0.867
P S1.P2 67 792 0.146
SSWI S1.SS1 704 794 795 0 0
IDC S1.IDC1 0 794 0.005
DIODE S1.D1 0 794 0 0 0
SRFF S1.SRFF1 791 793 796 797 0
P S1.P3 67 788 0.5
NOTGATE S1.NOT1 796 798
SRFF S1.SRFF2 796 799 800 801 0
VSEN S1.VSEN2 109 0 802 1
COMP S1.COMP3 0 802 803
ZENER S1.Z3 0 707 17 0 0
COMP S1.COMP5 804 805 806
VDC S1.VDC3 804 0 10
VDC S1.VDC4 807 0 10.5
SRFF S1.SRFF3 806 808 809 810 0
IVCCS S1.IVCCS2 0 707 811 0 12m
VSEN S1.VSEN3 707 0 805 1
COMP S1.COMP9 704 813 814
VSEN S1.VSEN8 706 0 813 1
VVCVS S1.VVCVS1 67 0 811 0 7.5
COMP S1.COMP4 805 807 808
CTOP S1.CTOP2 812 811
VDC S1.VDC9 815 0 0.5
ISEN S1.ISEN2 91 815 816 1
MULT S1.MULT2 817 817 818
VSEN S1.VSEN9 89 0 817 1
DIVD S1.DIVD2 816 818 819
MULT S1.MULT4 819 820 821
OP_AMP_1 S1.OP_AMP2 822 823 90 0 6 0
IDC S1.IDC2 64 707 14uA
DIODE S1.D3 64 707 0 0 0
SSWI S1.SS3 64 0 824 0 0
ONCTRL S1.ON3 825 824
NOTGATE S1.NOT2 812 825
VSEN S1.VSEN12 90 0 826 1
IVCCS S1.IVCCS1 827 707 828 0 1
IP S1.IMOUT 827 92
CTOP S1.CTOP5 829 828
LIM S1.LIM2 821 830 0 0.005
SUM2 S1.SUM2 826 831 820 1 -1
VDC S1.VDC12 831 0 1
DIODE S1.D20 822 67 0 0 0
DIODE S1.D22 822 64 0 0 0
COMP S1.COMP13 832 833 834
VDC S1.VDC14 832 0 2.05
VDC S1.VDC15 835 0 2.55
SRFF S1.SRFF4 834 836 837 838 0
VSEN S1.VSEN15 66 0 833 1
COMP S1.COMP14 833 835 836
ANDGATE S1.AND2 810 838 812
VSEN S1.VSEN16 67 0 839 1
VDC S1.VDC16 840 0 7.1
COMP S1.COMP15 839 840 841
COMP S1.COMP16 826 842 843
VDC S1.VDC17 842 0 1
ONCTRL S1.ON6 843 844
SSWI S1.SS4 0 828 844 0 0
ANDGATE S1.AND4 841 845 846
SRFF S1.SRFF5 796 847 848 849 0
ANDGATE S1.AND5 800 848 845
DIODE S1.D25 823 18 0 0 0
MUX2 S1.MUX21 850 830 851 829
COMP S1.COMP12 850 830 851
ANDGATE S1.AND6 846 852 701
P S1.P6 816 853 2
R S1.R39 65 788 0.001 0
ANDGATE S1.AND7 798 803 847

ANDGATE S1.AND8 814 798 799

OP_AMP_1 S1.OP_AMP4 92 93 706 0 7.5 0

ONCTRL S1.ON1 796 795

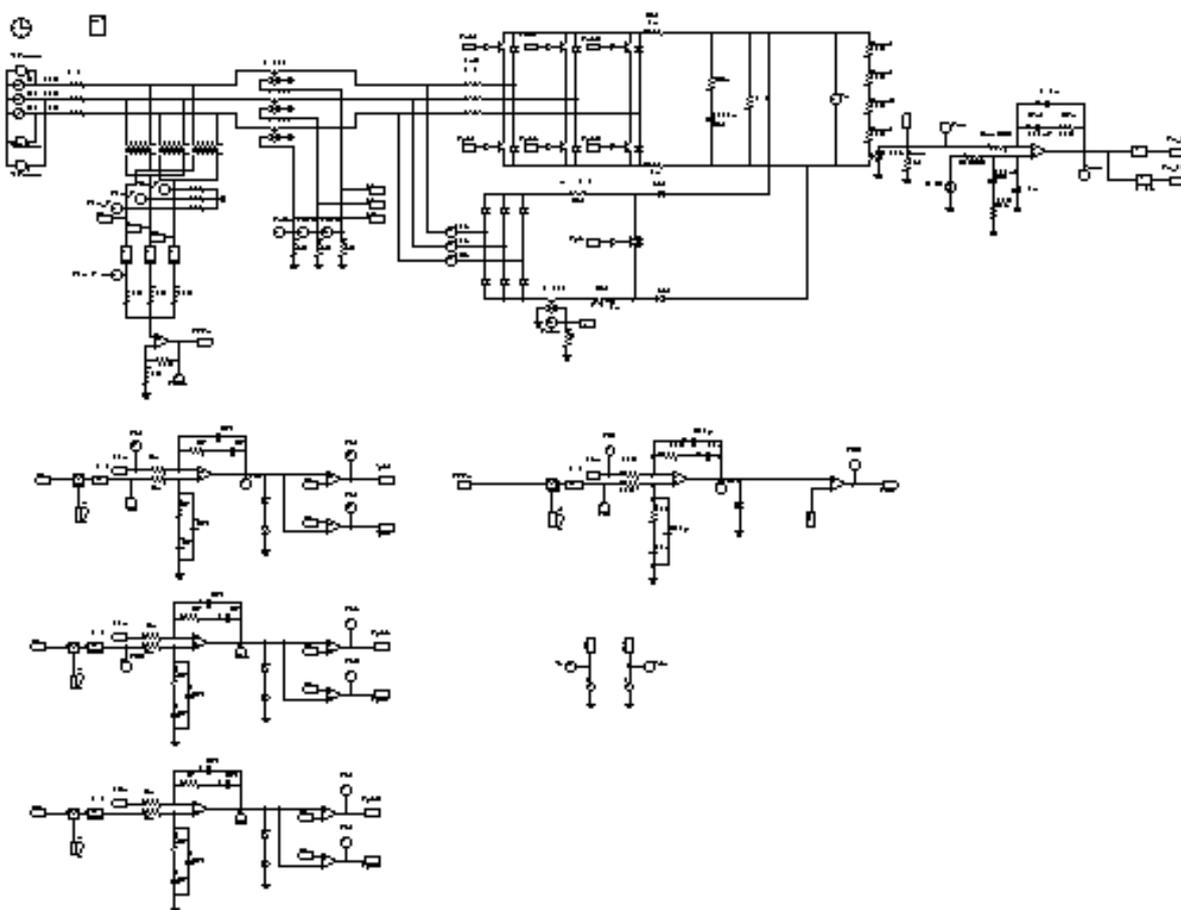
ANDGATE S1.AND1 812 798 852

COMP S1.COMP6 854 853 855

MUX2 S1.MUX22 854 853 855 850

VSEN S1.VSEN4 788 65 854 1000

B.2 – Retificador Trifásico Híbrido Bidirecional Empregando o Conversor CC-CC Boost – Simulação em Regime Permanente



.TIME 1E-007 1 0.5 10 0 0 0

.FILE FILE1 D:\Tese\2007\CA-
CC_Hibrido_Bidirecional_Regime_Permanente\p
ara-untitled0.txt

DIODE Db1 7 1 0 0 1

ONCTRL ON4 8 9

IP I1b 10 11

IP I2b 12 13

IP I3b 14 15

R R6 16 0 62 0

VP Viba 16

ICCS_1 ICCS1 16 0 17 18 0.001

IGBT IGBT1 7 19 9 0 0 1

P P5 20 21 0.75

ONCTRL ON1 22 2

C Cfv1 23 24 470nF 0 0

R Rfv 24 20 180k 0

R Rvoa1 1 25 27k 0

R Rvoa2 25 26 27k 0

R Riv 23 27 33k 0

R R47 28 0 56 0

VP Vi3a 28

ICCS_1 ICCS4 30 0 31 10 0.001

R Rvoa3 26 32 27k 0

R Rvoa4 32 33 27k 0

ICCS_1 ICCS2 27 0 33 34 3.725

R Rmvo 27 0 150 0

OP_AMP OP_AMP5 35 23 20 15 -15

ICCS_1 ICCS5 29 0 36 12 0.001

ICCS_1 ICCS6 28 0 37 14 0.001

R R32 29 0 56 0

VP Vi2a 29

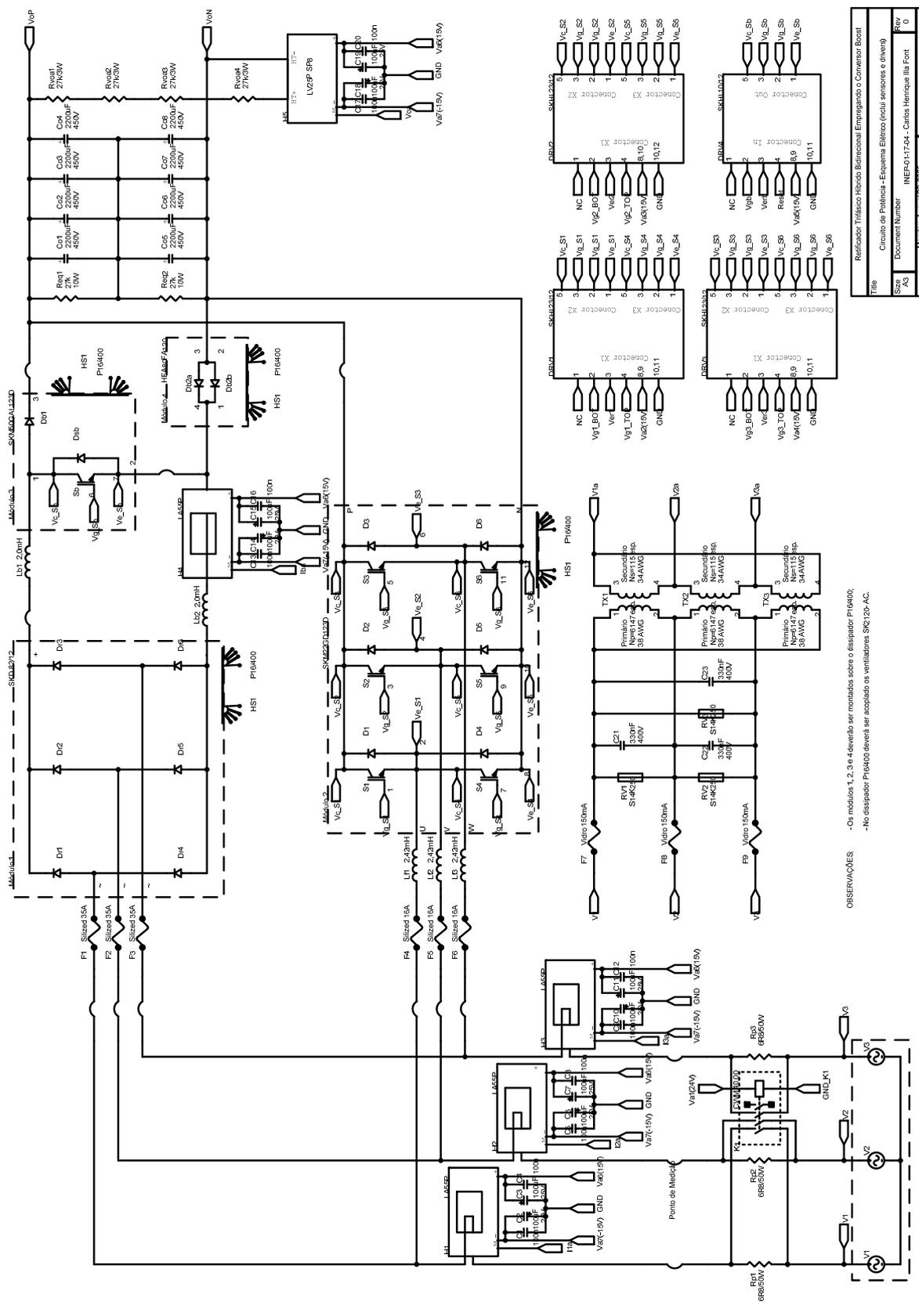
R R33 30 0 56 0

VP Vi1a 30

ONCTRL ON2 40 4
 ONCTRL ON3 41 42
 ONCTRL ON5 43 44
 ONCTRL ON6 45 3
 ONCTRL ON7 46 47
 VP Voec 20
 VP Voa 27
 OP_AMP OP_AMP9 48 49 50 15 -15
 R R55 49 51 Rf 0
 C C21 51 50 Cf1 0 0
 C C22 49 50 Cf2 0 0
 VTRI VTRI1 52 0 11 10000 0.5 -5.5 100u 0
 OP_AMP OP_AMP10 53 54 55 15 -15
 R R61 54 56 Rf 0
 C C23 56 55 Cf1 0 0
 C C24 54 55 Cf2 0 0
 OP_AMP OP_AMP11 57 58 59 15 -15
 R R67 58 60 Rf 0
 C C25 60 59 Cf1 0 0
 C C26 58 59 Cf2 0 0
 VP Vt 52
 VP V50 50
 VP V52 41
 R R68 30 49 Ri 0
 R R69 29 54 Ri 0
 R R70 28 58 Ri 0
 VP V51 22
 VP V53 61
 COMP COMP7 50 52 41
 R R71 1 34 24.5 1
 MULT MULT1 62 63 64
 P P11 64 61 0.1
 R R48 35 65 33k 0
 C C30 35 66 470nF 0 0
 R R49 66 0 180k 0
 R R76 61 48 Ri 0
 R R77 48 5 Rf 0
 C C31 5 0 Cf1 0 0
 C C32 48 0 Cf2 0 0
 VP V54 30
 COMP COMP10 52 50 22
 MULT MULT2 67 63 68
 P P12 68 69 0.1
 R R80 69 53 Ri 0
 R R81 57 70 Rf 0
 C C33 70 0 Cf1 0 0
 C C34 57 0 Cf2 0 0
 R R82 53 71 Rf 0
 C C35 71 0 Cf1 0 0
 C C36 53 0 Cf2 0 0
 R R83 72 57 Ri 0
 MULT MULT3 73 63 74
 P P13 74 72 0.1
 VP V55 43
 VP V56 40
 COMP COMP11 55 52 43
 COMP COMP12 52 55 40
 VP V57 46
 VP V58 45
 COMP COMP13 59 52 46
 COMP COMP14 52 59 45
 VP V59 55
 VP V60 59
 VP V63 69
 VDC VDC11 65 0 3.62
 RL3 RL1 10 12 14 6 75 76 0.1 2mH 1 1 1
 OP_AMP OP_AMP1 77 78 79 15 -15
 R R10 78 0 10k 0
 R R11 78 79 10k 0
 VP Vffc 79
 ABS ABS1 62 80
 ABS ABS3 73 81
 ABS ABS2 67 82
 R R7 81 77 10k 0
 R R8 82 77 10k 0
 R R9 80 77 10k 0
 VP V1a_f_ret 80
 TF_IDEAL TI4 31 36 62 67 6147 115
 TF_IDEAL TI5 36 37 67 73 6147 115
 TF_IDEAL TI6 37 31 73 62 6147 115

R R35 73 0 10k 0
R R36 67 0 10k 0
R R37 62 0 10k 0
VP V1a_f 62
VP V2a_f 67
VP V3a_f 73
R R50 38 1 1u 1
R R51 39 34 1u 1
C C11 83 34 4400u 650 1
R R53 1 83 33m 1
VP2 Vo 1 34
RL RL2 84 7 0.1 2m 0 1
ZENER Z1 85 0 3.9 1.2 0
ZENER Z7 85 50 3.9 1.2 0
ZENER Z2 86 0 3.9 1.2 0
ZENER Z3 86 55 3.9 1.2 0
ZENER Z4 87 0 3.9 1.2 0
ZENER Z5 87 59 3.9 1.2 0
VP2 V1faser 88 89
VP2 V2faser 90 89
VSIN V1 88 89 311.126 60 0 0 0
VSIN V6 90 89 311.126 60 -120 0 0
VSIN V11 91 89 311.126 60 120 0 0
VP2 V3faser 91 89
OP_AMP OP_AMP8 92 93 94 15 0
R R54 93 95 22k 0
C C12 95 94 10n 0 0
C C13 93 94 680p 0 0
VP V34 94
R R56 16 93 10k 0
VP V36 8
VP V37 96
MULT MULT4 79 21 97
P P6 97 96 0.1
R R57 96 92 10k 0
R R58 92 98 22k 0
C C14 98 0 10n 0 0
C C16 92 0 680p 0 0
VP V38 16
COMP COMP3 94 99 8
ZENER Z8 0 94 5.1 1.2 0
VTRI VTRI2 99 0 5.5 10000 1 0 100u 0
VP Vds 99
P P7 20 63 1
R3 R2 88 90 91 31 36 37 0.1 1 1 1
C C17 23 20 2.2n 0 0
C C18 35 0 2.2n 0 0
RL RL4 19 17 0.1 2m 0 1
DIODE Db2 34 19 0 0 1
DIODE Dr3 15 84 0 0 1
DIODE Dr6 18 15 0 0 1
DIODE Dr2 13 84 0 0 1
DIODE Dr5 18 13 0 0 1
DIODE Dr1 11 84 0 0 1
DIODE Dr4 18 11 0 0 1
NPN S1 38 6 2 0 0 1
DIODE D1 6 38 0 0 1
NPN S2 38 75 4 0 0 1
DIODE D2 75 38 0 0 1
NPN S3 38 76 3 0 0 1
DIODE D3 76 38 0 0 1
NPN S4 6 39 42 0 0 1
DIODE D4 39 6 0 0 1
NPN S5 75 39 44 0 0 1
DIODE D5 39 75 0 0 1
NPN S6 76 39 47 0 0 1
DIODE D6 39 76 0 0 1

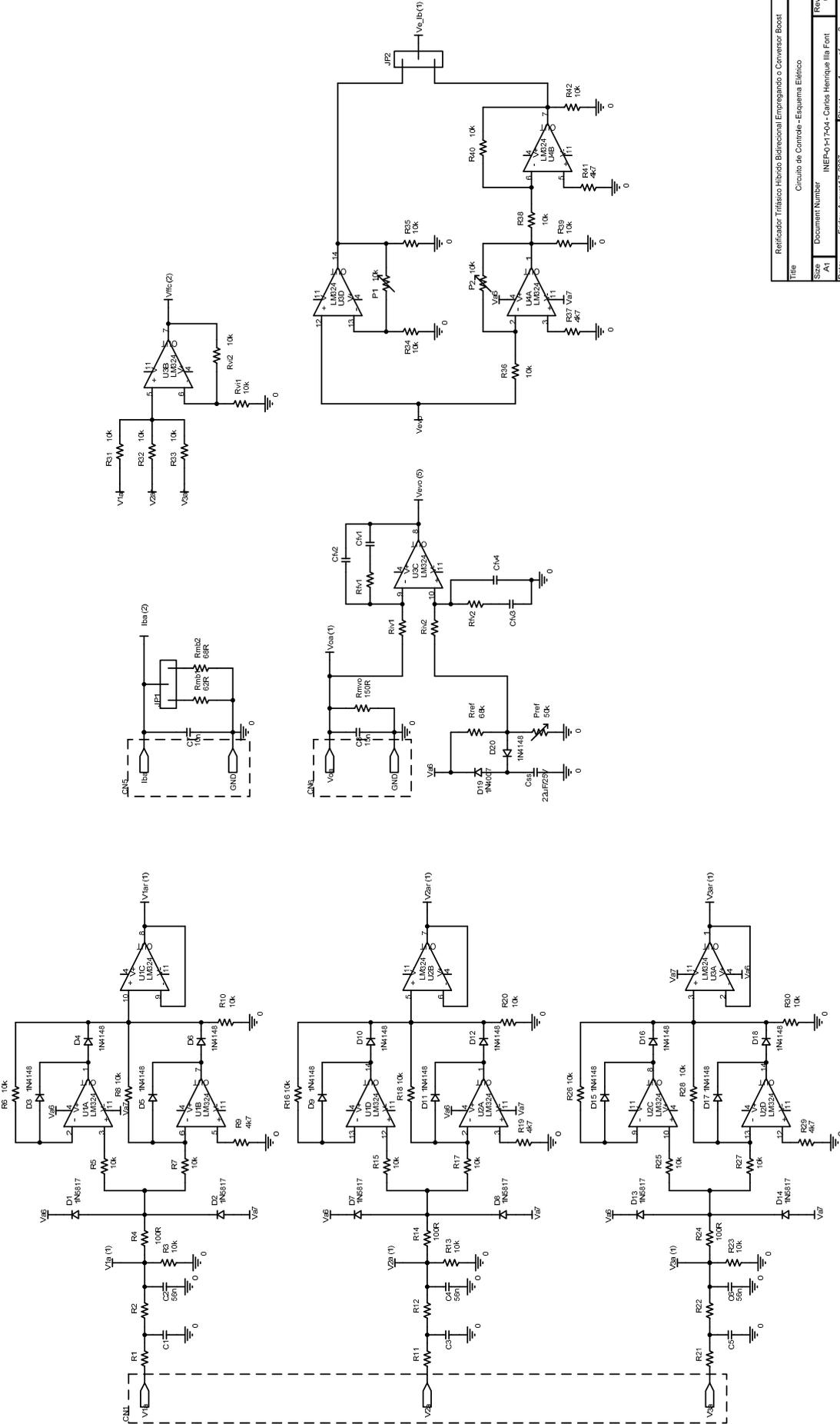
ANEXO C**ESQUEMAS ELÉTRICOS**



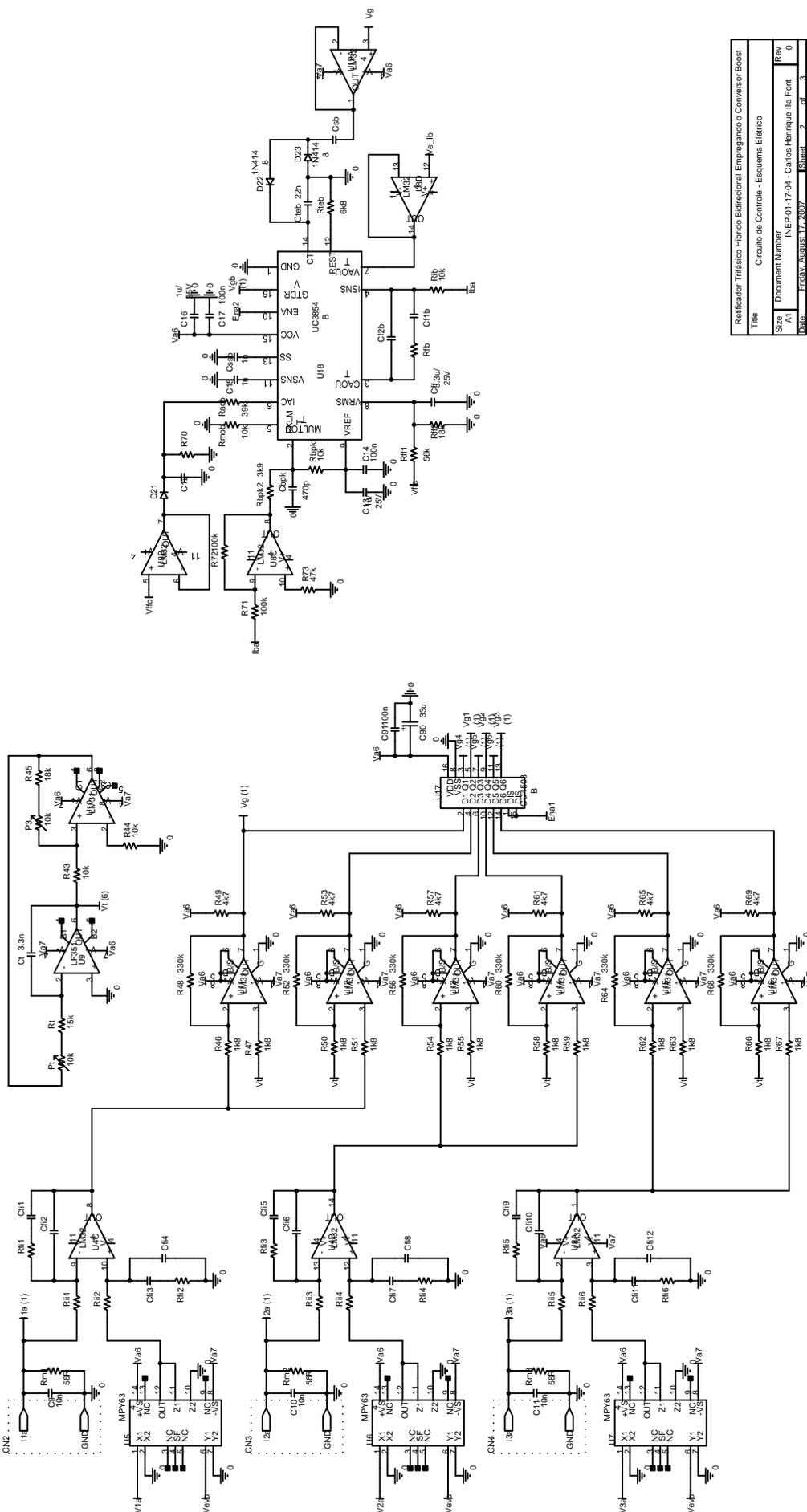
OBSERVAÇÕES
 - Os módulos 1, 2, 3 e 4 deverão ser montados sobre o dissipador FI 6400;
 - No dissipador FI 6400 deverá ser acoplado os ventiladores SK2 120-AC.

Revificador Trifásico Híbrido Bidirecional Empregando o Conversor Boost

File	Circuito de Potência - Esquema Elétrico (inclui sensores e drivers)
Size	Document Number
Draw	INEP-017-04 - Carlos Henrique Ilii Font
Rev	0
Date	Março/2005



Retificador Trifásico Bridge Empregando o Conversor Boost			
Título			
Circuito de Controle - Esquema Elétrico			
Docu	Document Number	INEP0117344 - Carlos Henrique Ila Font	Rev
Arq			0
Proj	Projeto	17.2007	3



Refrescador Trifásico Híbrido Digital/Analógico Empujando o Conversor Boost	
Circuito de Controle - Esquema Elétrico	
Size	Document Number: UC2854A
Rev	Rev: UC2854A-17.04 - Carlos Henrique Iliu Font
Date	17.03.2007 Sheet 2 of 3

ANEXO D

LISTA DE COMPONENTES

Circuito de Potência, Sensores e Drivers

Item	Especificação	Quantidade	Descrição	Referência
01	22R/25W	15	Resistor	Rp1, Rp2, Rp3
02	27k/10W	02		Req1, Req2
03	27k/3W	04		Rvoa1, Rvoa2, Rvoa3, Rvoa4
04	2200uF/450V	08	Capacitor Eletrolítico	Co1, Co2, Co3, Co4, Co5, Co6, Co7, Co8
05	100uF/25V	10		C1, C3, C5, C7, C9, C11, C13, C15, C17, C19
06	330nF/400V	03	Capacitor de Polipropileno	C21, C22, C23
07	100nF	10	Capacitor	C2, C4, C6, C8, C10, C12, C14, C16, C18, C20
08	SKD82/12	01	Diodo	Dr1, Dr2, Dr3, Dr4, Dr5, Dr6
09	HFA80FA120	01		Db2
10	SKM50GAL123D	01	IGBT+Diodo	Sb, Db1
11	SKM22GD123D	01		S1, S2, S3, S4, S5, S6, D1, D2, D3, D4, D5, D6
12	CWM40.00	01	Contator	K1
13	LA55-P	04	Sensor Hall	H1, H2, H3, H4
14	LV25-P SP8	01		H5
15	2mH/45A	02	Indutor	Lb1, Lb2
16	2,4mH/15A	03		Lf1, Lf2, Lf3
17	Np=6147esp/38AWG Ns=115esp/34AWG Po=250mW	03	Transformador	Tx1, Tx2, Tx3
18	P16/400	01	Dissipador	HS1
19	SK2120-AC	02	Ventilador	
20	Silized 16A	03	Fusível	F4, F5, F6
21	Silized 35A	03		F1, F2, F3
22	Vidro 150mA	03		F7, F8, F9
23	SKHI22/12	03	Driver	Drv1, Drv2, Drv3
24	SKHI10/12	01		Drv4

Fonte Auxiliar e Circuito de Pré-carga

Item	Especificação	Quantidade	Descrição	Referência
01	560R	01		R8
02	1k8	07	Resistor	R2, R3, R4, R5, R6, R7, R12
03	2k2	02		R1, R11
04	10k	02		R9, R10
05	20k	01	Potenciômetro	Pot1
06	100nF	16	Capacitor	C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C15, C16
07	33uF/63V	01	Capacitor Eletrolítico	C17
08	470uF/63V	01		Co2
09	1000uF/63V	08		Co1, Co4, Co6, Co8, Co10, Co12, Co14, Co16
10	2200uF/25V	07		Co3, Co5, Co7, Co9, Co11, Co13, Co15
11	1N4007	33	Diodo	D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11, D12, D13, D14, D15, D16, D17, D18, D19, D20, D21, D22, D23, D24, D25, D26, D27, D28, D29, D30, D31, D32, D33
12	Verde	08	LED	LED1, LED2, LED3, LED4, LED5, LED6, LED7, LED8
13	Vermelho	01		LED9
14	TIP42B	01	Transistor	Q1
15	LM7824	01	Regulador Linear	U1
16	LM7815	06		U2, U3, U4, U5, U6, U7
17	LM7805	01		U8
18	LM311	01	Comparador	U9
19	2 pólos	01	Micro-chave	SW1
20	Np=981esp/24AWG Ns1=61esp/24AWG Ns2=Ns3=Ns4=Ns5= Ns6=Ns7=43esp/24AWG Ns8=23esp/24AWG Po=90W	01	Transformador	TR1

Circuito de Controle, de Modulação e de Proteções

Item	Especificação	Quantidade	Descrição	Referência
01	56R	03	Resistor	Rm1, Rm2, Rm3
02	62R	01		Rmb1
03	68R	01		Rmb2
04	120R	03		R4, R14, R24
05	150R	01		Rmvo
06	1k8	35		R46, R47, R50, R51, R54, R55, R58, R59, R62, R63, R66, R67, R75, R76, R80, R83, R84, R88, R90, R91, R95, R97, R98, R102, R104, R105, R109, R115, R119, R120, R124, R125, R129, R130, R134
07	3k9	01		Rbpb2
08	4k7	15		R9, R19, R29, R37, R49, R53, R57, R61, R65, R69, R78, R86, R93, R100, R107
09	6k8	01		Rteb
10	10k	62		R3, R5, R6, R7, R8, R10, R13, R15, R16, R17, R18, R20, R23, R25, R26, R27, R28, R30, R31, R32, R33, R34, R36, R38, R39, R40, R41, R42, R43, R44, R74, R79, R81, R82, R87, R89, R94, R96, R101, R103, R108, R110, R111, R112, R113, R114, R116, R117, R118, R121, R122, R123, R126, R127, R128, R131, R132, R133, Rvi1, Rvi2, Rmob, Rib, Rbpb1
11	15k	01		Rt
12	18k	02		R45, Rff2
13	22k	05		R77, R85, R92, R99, R106
14	39k	01		Racb
15	47k	01		R73
16	56k	01		Rff1
17	68k	01		Rref
18	100k	02		R71, R72
19	330k	06		R48, R52, R56, R60, R64, R68
20	10k	06	Potenciômetro	P1, P2, P3, P4, P5, Pt

21	50k	01		Pref
22	470p	01	Capacitor	Cbpk
23	1n	02		C15, C5sb
24	3,3n	01		Ct
25	10n	04		C7, C9, C10, C11
26	15n	01		C8
27	22n	01		Cteb
28	56n	03		C2, C4, C6
29	100n	50		C14, C17, C19, C21, C23, C25, C27, C29, C31, C33, C35, C37, C39, C41, C43, C45, C47, C49, C51, C53, C55, C57, C59, C61, C63, C65, C67, C69, C71, C73, C75, C79, C81, C83, C85, C87, C89, C91, C93, C95, C97, C99, C101, C103, C105, C107, C109, C111, C113, C115
30	1u	02		C13, C16
31	3,3u	01		Cff
32	22u	01		Css
33	33u	49		C18, C20, C22, C24, C26, C28, C30, C32, C34, C36, C38, C40, C42, C44, C46, C48, C50, C52, C54, C56, C58, C60, C62, C64, C66, C68, C70, C72, C74, C76, C78, C80, C82, C84, C86, C88, C90, C92, C94, C96, C98, C100, C102, C104, C106, C108, C110, C112, C114
34	1N5819	06	Diodo	D1, D2, D7, D8, D13, D14
35	1N4148	15		D3, D4, D5, D6, D9, D10, D11, D12, D15, D16, D17, D18, D20, D22, D23
36	1N4007	01		D19
37	LED Verde	04		LED7, LED9, LED11, LED13
38	LED Vermelho	09		LED1, LED2, LED3, LED4, LED5, LED6, LED8, LED10, LED12
39	2N2222A	15	Transistor Bipolar	Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7, Q8, Q9, Q10, Q11, Q12, Q13, Q14, Q15
40	LM324	06	CI	U1, U2, U3, U4, U8, U19
41	UC3854B	01		U18(Ib)
42	LM311	11		U11, U12, U13, U14, U15, U16, U20,

				U21, U22, U23, U24
43	MPY634	03		U5, U6, U7
44	CD4503B	01		U17
45	LM318	01		U10
46	LF351	01		U9
47	Soquete 08 pinos	13	Soquete	-
48	Soquete 14 pinos	09		-
49	Soquete 16 pinos	02		-
50	Molex 2p	11	Conector	CN2, CN3, CN4, CN5, CN6, CN7, CN8, CN9, CN10, CN11, CN12
51	Molex 3p	05		CN1, CN13, CN14, CN15, CN16
52	Flat Cable 14p	04		CN17, CN18, CN19, CN20

Compensadores e Filtros

Item	Especificação	Quantidade	Descrição	Referência
01	-	03	Resistor	R1, R11, R21
02	-	03		R2, R12, R22
03	33k	02		Riv1, Riv2
04	180k	02		Rfv1, Rfv2
05	10k	06		Rii1, Rii2, Rii3, Rii4, Rii5, Rii6
06	33k	06		Rfi1, Rfi2, Rfi3, Rfi4, Rfi5, Rfi6
07	680K	01		R70
08	22k	01		Rfb
09	-	03	Capacitor	C1, C3, C5
10	10u	01		C12
11	470n	02		Cfv1, Cfv3
12	1n	02		Cfv2, Cfv4
13	2,2n	06		Cfi1, Cfi3, Cfi5, Cfi7, Cfi9, Cfi11
14	220p	06		Cfi2, Cfi4, Cfi6, Cfi8, Cfi10, Cfi12
15	10n	01		Cf1b
16	680p	01		Cf2b
17	10n	01		Csb
18	1N4148	01	Diodo	D21

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. *Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*. Brasília, 2007.
- ALVES, R. L.; ILLA FONT, C. H.; BARBI, I. A Novel Unidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier System Employing Boost Topology. In: IEEE 36th ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC 2005. *Proceedings*. Recife, PE, Brasil, 2005. p. 487-493.
- ANDREYCAK, B. Optimizing Performance in UC3854 Power Factor Correction Applications. UNITRODE DESIGN NOTE DN39-E. *Texas Instruments*, 1999.
- ANDREYCAK, B. UC3854A and UC3854B Advanced Power Factor Correction Control ICs. UNITRODE DESIGN NOTE DN-44. *Texas Instruments*, 1999.
- BALOGH, L. UC3854A/B and UC3855A/B Provide Power Limiting with Sinusoidal Input Current for PFC Front Ends. UNITRODE DESIGN NOTE DN-66. *Texas Instruments*, 1999.
- BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. 4^a Edição. Florianópolis, SC: Edição do Autor, 2002.
- BARBI, I.; SOUZA, A. F. Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação. APOSTILA. *Publicação Interna do INEP – UFSC*. Florianópolis, SC, 1995.
- BARBI, I.; DE NOVAES, Y. R.; DE SOUZA, F. P.; BORGONOVO, D. Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência. *Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência*, vol. 7, no. 1, p. 1-14, Nov/2002.
- BARNES, M. *Practical Variable Speed Drives and Power Electronics*. Oxford, Reino Unido: Elsevier, 2003.
- BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J. *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*. Porto Alegre, RS: Sagra Luzzato Editores, 1997.
- BATISTA, F. A. B.; ILLA FONT, C. H.; ALVES, R. L.; et al. Comparison of Control Techniques Applied to Boost-Type Bidirectional Three-phase PWM Rectifier. In: VI INDUSCON – VI CONFERÊNCIA INTERNACIONAL DE APLICAÇÕES INDUSTRIAIS. *Anais*. Joinville, SC, Brasil, 2004. p. 937-942.

- BATISTA, F. A. B. *Modulação Vetorial Aplicada a Retificadores Trifásicos PWM Unidirecionais*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- BAUMANN, M.; KOLAR, J. W. Parallel Connection of Two Three-Phase Three-Switch Buck-Type Unity-Power-Factor Rectifier Systems with DC-Link Current Balancing. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, p. 3042-3053, Dez/2007.
- BLASKO, V. Power Conditions and Control of a Regenerative Brake. In: IEEE Industry Applications Conference. *Proceedings*. 1998. vol. 2, p. 1504-1510.
- BORGONOVO, D. *Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- CHEHAB NETO, A. N. *Retificador PWM Trifásico de 26kW, Três Níveis, Unidirecional, Fator de Potência Unitário e Alto Rendimento para a Aplicação em Centrais de Telecomunicações*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002.
- DE FREITAS, L. C. G.; SIMÕES, M. G.; CANESIN, C. A.; et al. A Novel Programmable PFC Based Hybrid Rectifier for Ultra Clean Power Application. In: PESC 2004 – POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. *Proceedings*. Aachen, Alemanha, 2004. p. 2172-2177.
- DE FREITAS, L. C. G.; COELHO, E. A. A.; FINAZZI, A. P.; SIMÕES, M. G.; et al. Programmable PFC Based Hybrid Multipulse Power Rectifier for Utility Interface of Power Electronic Converters. In: IEEE 36th ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC 2005. *Proceedings*. Recife, PE, Brasil, 2005. p. 2237-2243.
- DE FREITAS, L. C. G.; SIMÕES, M. G.; CANESIN, C. A.; et al. Programmable PFC Based Hybrid Multipulse Power Rectifier for Ultra Clean Power Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, New York, USA, vol. 21, no. 4, p. 959-966, Jul/2006.

- DE FREITAS, L. C. G.; VINCENZI, F.; FREITAS, M. A. A.; FERNANDES, E. R.; et al. Programmable PFC Based Hybrid Multipulse Power Rectifier with Sinusoidal Input Line Current Imposed by Digital Controller. In: Twenty-Two Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC 2007. *Proceedings*. 2007, p. 1356-1361.
- ERICKSON, R. W. *Fundamentals of Power Electronics*. 1st Edition. New York, NY: Chapman & Hall, 1997.
- IEEE INDUSTRY APPLICATION SOCIETY. *IEEE Recommended Practice and Requirements of Harmonic Control in Electrical Power Systems*, IEEE std 519. New York, USA, 1993.
- IEEE TASK FORCE ON THE EFFECTS OF HARMONICS ON EQUIPMENT. Effects of Harmonics on Equipment. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, USA, vol. 8, no. 2, p. 672-680, Abr/1993.
- ILLA FONT, C. H.; BATISTA, F. A. B.; ALVES, R. L.; et al. Modulation Techniques for a Bidirectional Three-Phase Switch-Mode PWM Rectifier. In: VI INDUSCON – VI CONFERÊNCIA INTERNACIONAL DE APLICAÇÕES INDUSTRIAIS, *Anais*. Joinville, SC, Brasil, 2004. p. 904-909.
- ILLA FONT, C. H.; BARBI, I. A New Bidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier. In: COBEP 2005 – CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA. *Anais*. Recife, PE, Brasil, 2005. p 19-24.
- ILLA FONT, C. H.; BARBI, I. A New High Power Factor Bidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier. In: Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, *Proceedings*. Dallas, Texas – USA, 2006. p. 1300-1306.
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-4: Limits – Limitation of Emission of Harmonic Currents in Low-Voltage Power Supply Systems for Equipment with Rated Current greater than 16 A*, IEC 61000 3-4. 1998.
- JIANG, M. C.; PAN, C. T. Analysis and Control of a Three-Phase Voltage- Doubler Current-Controlled Reversible AC to DC Converter. In: IEEE 26th ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC 1995. *Proceedings*. 1995, p. 3023-3028.

- KOLAR, J. W.; ERTL, H.; ZACH, F. C.; BLASKO, V.; et al. A Novel Concept for Regenerative Braking of PWM-VSI Drives Employing a Loss-Free Braking Resistor. In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. *Proceedings*. 1997, p. 297-305.
- KOLAR, J. W.; ERTL, H. Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains. In: INTELEC 1999 – INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE. *Proceedings*. Copenhagen, Dinamarca, 1999. p. 14-1.
- MALINOWSKI, M. *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Institute of Control and Industrial Electronics, Faculty of Electrical Engineering, Warsaw University of Technology, Varsóvia, 2001.
- MANJREKAR, M. D.; STEIMER, P. K.; LIPO, T. A. Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High-Power Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, p. 834-840, Mai/Jun/2000.
- MARTIGNONI, A. *Transformadores*. 1ª Edição. Editora Globo: Porto Alegre-RS, 1973.
- MILLER, S. K. T.; BEECHNER, T.; SUN, J. A Comprehensive Study of Harmonic Cancellation Effects in Interleaved Three-Phase VSCs. In: IEEE 38th Annual Power Electronics Specialists Conference. *Proceedings*. 2007, p. 29-35.
- MINO, K.; GONG, G.; KOLAR, J. W. Novel Hybrid 12-Pulse Line Interphase Transformer Boost-Type Rectifier with Controlled Output Voltage. In: The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference – IPEMC 2004. *Proceedings*. 2004, p. 924-931.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 2ª Edição. Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil, 1993.
- OMEDI, T. J.; BARLIK, R. Three-Phase AC-DC Unidirectional PWM Multiple-Switch Rectifier Topologies – Selected Properties and Critical Evaluation. In: ISIE 1996 – INTERNACIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELETRONICS. *Proceedings*. 1996, vol. 2, p. 784-789.
- O'LOUGHLIN, M. Synchronizing a PFC Controller from a Downstream Converter's Gate Drive. UNITRODE APPLICATION REPORT SLUA245. *Texas Instruments*, 2000.
- PAN, C. T.; LIAO, Y. H. Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, p. 825-838, Abr/2007.

- PERTENCE JUNIOR, A. *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*. 6ª Edição. Bookman Companhia Editora: Porto Alegre, RS, 2003.
- RABKOWSKI, J.; NOWAK, M.; MATULKA, J.; BARLIK, R. Output Currents Equalization for Parallel Connected Three-phase PWM Buck Rectifiers. In: IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. *Proceedings*. 2004, vol.4, p. 2810-2816.
- RASTOGI, M.; NAIK, R.; MOHAN, N. A Comparative Evaluation of Harmonic Reduction Techniques in Three-Phase Utility Interface of Power Electronic Loads. *IEEE Transactions on Industry Applications*, New York, USA, vol. 30, no. 5, p. 1149-1155, Set/Out/1994.
- RECH, C.; PINHEIRO, J. R. Line Current Harmonics Reduction in Multipulse Connection of Asymmetrically Loaded Rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, USA, vol. 52, no. 3, p. 640-652, Jun/2005.
- RECH, C.; PINHEIRO, J. R. Hybrid Multilevel Converters: Unified Analysis and Design Considerations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, USA, vol. 54, no. 2, p. 1092-1104, Abr/2007.
- RODRÍGUEZ, J. R.; DIXON, J. W.; ESPINOZA, J. R.; PONTT, J.; et al. PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, USA, vol. 52, no. 1, p. 5-22, Fev/2005.
- SATO, Y.; KAWAMURA, K.; MORIMOTO, H.; et al. Hybrid PWM Rectifier to Reduce Electromagnetic Interference. In: 37th IAS ANNUAL MEETING – INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE. *Proceedings*. 2002, vol. 3, p. 2141-2146.
- SIEBERT, A.; TROEDSON, A.; EBNER, S. AC to DC Power Conversion Now and in the Future. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, p. 934-940, Jul/Ago/2002.
- SINGH, B.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; et al. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, USA, vol. 51, no. 3, p. 641-660, Jun/2004.
- SPIAZZI, G.; LEE, F. C. Implementation of Single-Phase Boost Power-Factor-Correction Circuits in Three-Phase Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, USA, vol. 44, no. 3, p. 365-371, Jun/1997.
- TODD, P. C. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design. UNITRODE APPLICATION NOTE U-134, *Texas Instruments*. 2000, p. 3-269 – 3-288.

XING, K.; MAZUMDER, S.; YE, Z.; LEE, F. C.; et al. The Circulating Current in Paralleled Three-phase Boost PFC Rectifiers. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference. *Proceedings*. 1998, vol. 1, p. 783-789.

WIKIPEDIA. *Hybrid*. Disponível em <<http://en.wikipedia.org/wiki/Hybrid>>. Acesso em: 12 de novembro de 2006.

WIKIPEDIA. *Hybrid Integrated Circuit*. Disponível em <http://en.wikipedia.org/wiki/Hybrid_circuit>. Acesso em: 12 de novembro de 2006.

WU, B. *High-Power Converters and AC Drives*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc. Publication/IEEE Press, 2006.

YE, Z.; BOROYEVICH, D. A Novel Modeling and Control Approach for Parallel Three-Phase Buck Rectifiers. In: Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference. *Proceedings*. 2001, vol. 1, p. 350-356.